

50X1-HUM

Page Denied

TELEFUNKEN ZEITUNG

HERAUSGEBER
PROF. DR. H. RUKOP

JAHRGANG 27

DEZEMBER 1954

NUMMER 106

T E L E F U N K E N G M B H B E R L I N

TELEFUNKEN ZEITUNG



JAHRGANG 27

Dezember 1954

NUMMER 106

TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE MITTEILUNGEN
DER TELEFUNKEN GESELLSCHAFT FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M.B.H.
BERLIN SW 61, MEHRINGDAMM 32-34

I N H A L T S A N G A B E

H. Rukop H. Bredow zum 75. Geburtstag	195
H. Müller Fortschritte im Bau von Modulationsverstärkern für anodenmodulierte Rundfunksender	204
R. Schienemann Zur Bemessung von HF- und ZF-Verstärkern für Mehrkanalverbindungen mit Frequenzmodulation. Teil II	211
H. Friedrich Vierkanal Magnetron-Anlagen für Tonfilm	219
H. Redlich und W. Schmacks Die Apparatur zum Schneiden der Teldec-„Füllschrift“-Platten nach dem Rheinschen Verfahren	223
L. Oerfel Zur Theorie der Ersatzschaltbilder von Flächentransistoren	230
E. Kettel und G. Meyer-Brütz Die Frequenzabhängigkeit der Vierpolparameter eines Transistors	237
E. Kettel Hochfrequenzverstärkung mit Transistoren	245
A. Železnikar Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen	252
..... Berichtigung zum Aufsatz von H. Briner und W. Graffunder, Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen, Heft 99	254
..... Berichtigung zum Aufsatz von W. T. Runge, Das Klirrfaktorproblem beim anoden-spannungs- modulierten Sender, Heft 96	254
..... Berichtigung zum Aufsatz von R. Schienemann, Zur Bemessung von HF- und ZF-Verstärkern für Mehrkanalverbindungen mit Frequenzmodulation, Heft 105	254
..... Neue Aufgaben für Telefunken	255
..... Telefunken gründet Nachrichtentechnisches Forschungsinstitut	255
..... Erweiterung des Röhrenwerkes in Ulm	255
..... Summary (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in englischer Sprache)	255
..... Résumé (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in französischer Sprache)	260
..... Inhaltsangabe für den Jahrgang 27 (1954)	I...IV

Die Telefunken-Zeitung erscheint in zwangloser Folge mit etwa drei bis vier Heften im Jahr und kann gegen eine Schutzgebühr von 3,— DM (je Heft (Doppelheft 6,— DM) zuzüglich Porto von der Telefunken-Gesellschaft für drahtlose Telegraphie m.B.H., Berlin SW 61, Mehringdamm 32—34, bezogen werden. Postcheckkonto: Berlin West 355 15. Bank-Konten: Berliner Bank, Dep.-Kasse 5, Berlin SW 61, Mehringdamm 20—22, Konto Nr. 83 455; Berliner Disconto Bank, Dep.-Kasse J, Berlin SW 61, Mehringdamm 48.

Nachdruck von Aufsätzen und Bildern nur mit unserer Genehmigung.



H. Bredow zum 75. Geburtstag

Am 26. November 1954 feiern wir den 75. Geburtstag des früheren Geschäftsführers von Telefunken, des Staatssekretärs, Reichsrundfunkkommissars und Regierungspräsidenten a. D., Dr.-Ing. E. h. Hans Bredow, welcher seit 50 Jahren mit der drahtlosen Telegraphie und ihren Abkömmlingen, dem Rundfunk und dem Fernsehen, auf das engste verbunden ist.

H. Bredow stammt aus der preußischen Provinz Pommern, studierte Elektrotechnik und war zur Zeit der Gründung Telefunken junger Ingenieur der AEG in Riga. Er trat 1904 von dort zu Telefunken über und wurde nach einer kurzen Anlaufzeit im Laboratorium unter der Leitung von Graf v. Arco — worüber er in der Festschrift zum 25jährigen Telefunken-Jubiläum heitere und auch ernste Einzelheiten erzählt hat — Leiter der Projekten-Abteilung und enger Mitarbeiter unseres Vorstandsmitgliedes G. W. Bargmann. Man darf nicht glauben, daß die drahtlose Telegraphie damals auf Grund ihrer Neuheit und des allgemeinen Interesses, das sie erregte, alsbald ein leichtes und gewinnbringendes Unternehmen war. Die Konkurrenz der Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd. in allen Ländern und Weltmeeren, selbst sehr stark in Deutschland bemerkbar, die noch wenig vollkommene Technik der Knallfunken und des Früher-Empfangs, die drohende Konkurrenz-Erfindung des schwingenden Lichtbogens von Valdemar Poulsen schufen zusammengenommen in den Jahren zwischen 1905 und 1910 eine verzweifelte geschäftliche Lage. Jahrelange Bemühungen brachten endlich den technischen Vorstoß Telefunken durch Einführung der lösenden Löschfunken und des Detektorhörempfangs und auf der organisatorischen und wirtschaftlichen Seite die Ernennung H. Bredows zum Mitglied der Geschäftsleitung neben Graf v. Arco an Stelle von G. W. Bargmann, der in den Ruhestand trat (1908). Hier ergab sich zunächst die für manchen Eingeweihten verwunderliche Tatsache, daß zwischen H. Bredow und Graf v. Arco bald ein gutes Einvernehmen herrschte, indem Graf v. Arco eintrat,

TELEFUNKEN-ZEITUNG · Jg. 27, Heft 106 (Dezember 1954)

195

daß in der Industrie, wenn sie auf einen auch finanziell grünen Zweig kommen wollte, technische und personalpolitische Konsequenz herrschen müsse, und indem H. Bredow andererseits die in Richtung der Begelagerung und Initiative liegenden positiven Eigenschaften Graf Arcos — sein Wirken als „Hecht im Karpfenteich“ — weitgehend anerkannte.

Bredow als Industrieller

Die Arbeitsgebiete, denen H. Bredow nun seine besondere Aufmerksamkeit zuwandte, können wir vielleicht durch Einteilung in vier Materien veranschaulichen. Erstens sorgte er für eine ruhige und überlegte Personalpolitik auch auf der Ingenieurseite. Er meinte, wie er es selbst ausgedrückt hat, daß man Leute nicht dafür bezahlen soll, daß sie nicht bei Telefunken arbeiten, sondern dann solle man sie lieber gar nicht erst einstellen. Zweitens legte er unter Gründung einer „Normalien-Kommission“ fest, daß die Fabrik keineswegs alles in großen Stückzahlen fabrizieren dürfe, was irgend einem Ingenieur, selbst Graf v. Arco, im Schwung der Begeisterung schön erschien, seien es Variometer oder Kopplungsvorrichtungen oder Funkenstrecken, sondern nur, was diese Normalien-Kommission für die Zukunft als verkaufbar ansah. Die dritte Materie, H. Bredows besonders gehegter Plan, dem er größte Bemühungen widmete, war, Telefunken nicht lediglich zu einer Fabrikations- und Bau-Gesellschaft für drahtlose Stationen, Sender, Empfänger und Antennen zu machen, sondern vor allem auch Nachrichtenverkehr über alle Erdteile und Meere in eigener Telefunken-Regie zu betreiben. Die vierte Materie endlich, mit der drittgenannten weitgehend verknüpft, war der Ausgleich und das Schließen von Abkommen mit der Konkurrenz, insbesondere der Marconi-Gesellschaft, die in den Jahren um 1910 mit Telefunken in schwerster patentrechtlicher und verkehrstechnischer Fehde lag. Die beiden erstgenannten Materien erfordern gewiß keine nähere Erklärung mehr. Jedoch wird es sich lohnen, die beiden anderen — den Aufbau eines Weltfunkverkehrs in eigener Regie und die Beendigung des Kampfes mit der Marconi-Konkurrenz um die Weltgeltung und Unabhängigkeit der deutschen Funkentelegraphie durch eine Verständigung — eingehender zu verfolgen, insofern, als diese gewiß auch heute noch in der eigenen Erinnerung Bredows einen interessanteren Platz einnehmen und eine heroischere Zeit bedeuten, als spätere große Aufgaben, selbst der Aufbau des deutschen Rundfunks.

Die Verwirklichung des eigenen Nachrichten-Betriebes bei Telefunken begann im Jahre 1905 durch unsere Abteilung „Internationaler Telefunken-Betrieb“, welche den Seefunkverkehr an Bord großer Überseeerschiffe mit eigenen Stationen und Telegraphisten übernahm. Der Seefunk in dieser Form erwies sich als notwendig, da die Reedereien wenig Lust zeigten, die erheblichen Summen für drahtlose Stationen an Bord von sich aus zu investieren. Dabei fiel erschwerend ins Gewicht, daß die Marconi-Gesellschaft in jener Zeit den Grundsatz verfolgte: Marconi-Stationen an Bord von Handelsschiffen sollten grundsätzlich nur untereinander und mit Marconi-Landstationen verkehren. Der eigene Nachrichtenbetrieb für Schiffe brachte Telefunken jedoch ernsthaft Sorgen, denn hierzu waren auch Landstationen notwendig, nach Möglichkeit entlang den wichtigen Dampferlinien, etwa bis Südamerika oder Südafrika oder durch Mittelmeer, Rotes Meer, Indischen Ozean bis Ostasien oder die Südpole. Mit mehr als 100... 200 km Reichweite durfte man anfangs nicht rechnen, so daß die ideale Forderung ständiger drahtloser Verbindung eines Dampfers mit einer Landstation eine nicht zu bewältigende Investition verlangt hätte. Man mußte also mit allen Mitteln den Bau von Regierungsstationen fördern, aber das genügte keineswegs für einen Betrieb in eigener Regie. Montevideo und Nauen wurden so unsere ersten eigenen Stationen und andere folgten in USA, Australien, China, Südamerika und Niederländisch-Indien. H. Bredow hatte jedes Jahr die hohen Investitionen und vorläufig auch noch Betriebsverluste vor den Delegierten der Stammfirmen zu verteidigen. Nach der berühmten Süd-Amerikafahrt des Dampfers Cap Blanco aber, der die erste Telefunken-Station mit lösenden Löschfunken an Bord hatte, die wegen ihrer Reichweitenleistungen unerhörtes Aufsehen in der „drahtlosen Welt“ erregte (1908), nahm der deutsche Seefunkverkehr einen stürmischen Aufschwung, und die Abteilung „Internationaler Telefunken-Betrieb“ konnte endlich schwarze Zahlen ausweisen. Jetzt fühlte H. Bredow die Zeit gekommen, um sich mit der gefährlich angewachsenen Konkurrenz von Marconi in Deutschland auseinanderzusetzen. Die beiden größten deutschen Reedereien, die Hapag und der Bremer Lloyd, hatten damals noch langfristige Verträge mit Marconi. Dagegen hatte H. Bredow bei den meisten anderen deutschen Schiffahrtsgesellschaften die Einführung des Telefunken-Systems erreichen können.

Andererseits benutzte die Marconi-Gesellschaft bei ihren neueren Sendern unsere Patente (Schwungradkreis im Sender, Ferdinand Braun). Telefunken konnte dies nicht ohne weiteres hinnehmen und stand daher vor der Frage, die wohl begründeten Rechtsansprüche im Wege von Patentverletzungsklagen geltend zu machen.

Der Ausgang solcher Klagen konnte kaum zweifelhaft sein, und es wäre dann sowohl für Marconi als auch für die Hapag und den Bremer Lloyd eine recht unangenehme Lage entstanden.

Angesichts dieses Sachverhalts kam es zu Verhandlungen mit der Comp. de Télégraphie sans Fil, Brüssel, der Marconi-Betriebsgesellschaft für das europäische Festland. Diese Verhandlungen führten zum Abschluß des Vertrages von 1911, in dem der drahtlose Nachrichtenbetrieb auf deutschen Schiffen der daraufhin neugegründeten DEBEG (Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegrafie) übergeben wurde, deren Anteilhaber AEG, S. u. H., Telefunken und die Comp. de Télégraphie sans Fil, Brüssel, waren und die sämtliche Patente von Telefunken und Marconi benutzen durfte. Dadurch erhielt der deutsche Seefunk freie Verkehrsrechte mit den Marconi-Stationen auf Schiffen und an den Küsten in aller Welt, und der schon auf der internationalen Konferenz 1906 in Berlin aufgestellte Grundsatz, daß jede öffentlichen Zwecken dienende feste oder schwimmende drahtlose Station zum Verkehr mit jeder anderen verpflichtet ist, ohne Rücksicht auf das benutzte System, wurde zur praktischen Anwendung gebracht.

Indessen galt dieses Abkommen nur für den deutschen Seefunk. Nicht berührt davon wurde die Patentsituation zwischen Telefunken und Marconi in anderen Ländern, z. B. England, USA, Spanien, Australien, die je nach dem Stand der Patente durchaus verschieden war. Den Verlauf der weiteren Entwicklung, die auf beiden Seiten große materielle Opfer und nervenaufreibende Anstrengungen erforderte, können wir aus der eigenen Feder H. Bredows in seinen Lebenserinnerungen, die noch in diesem Jahr (1954) unter dem Titel „Im Banne des Funks“ (Mundusverlag, Stuttgart) erscheinen, am besten und ausführlichsten verfolgen.

Wir wollen hier zusammenfassend berichten, daß im Anschluß an die Verhandlungen und den Vertrag von 1911 schließlich 1913 ein Patent-Austausch-Vertrag zwischen Telefunken und Marconi für die ganze Welt auf paritätischer Grundlage zustande kam. Allerdings waren dazu nicht allein zahlreiche Verhandlungen notwendig, sondern wesentlich hat dazu beigetragen ein Besuch, den H. Bredow Anfang März 1913 allein auf der Rückreise von New York in London machte, und der noch allerhand dramatisches Beiwerk bei seinem Zusammenreffen mit Sir Godfrey Isaacs, dem Generaldirektor der Marconi-Gesellschaft brachte, wie wir in obengenanntem Werk eingehender lesen können. Das wesentliche Ergebnis blieb, daß der erste wirklich internationale Patentvertrag zwischen den beiden Hauptfirmen der drahtlosen Telegrafie geschlossen war: Deutschland und Österreich blieben für Telefunken und DEBEG vorbehalten, England für Marconi, für andere Länder herrschte freie Patentbenutzung beiderseits. Diese auf Basis der Gleichberechtigung geschlossene Verständigung, die die damalige Funkentelegraphie von einem drückenden, die Entwicklung störenden Patentkriege entlastete, verursachte größtes Aufsehen in der Nachrichtenwelt. Die Zeitungen brachten riesige Schlagzeilen, und H. Bredow und Graf v. Arco erhielten preußische Orden. Telefunken wurde gleichzeitig gemeinsam mit Marconi und einer belgischen Bankengruppe auch Mitbegründerin einer internationalen Betriebsgesellschaft in Brüssel für den europäischen Seefunk, welche Soc. Anonyme International de Télégraphie sans Fil (abgekürzt SAIT) gelaufen wurde und heute noch so heißt. Anschließend gründeten Telefunken und Marconi gemeinsam eine Gesellschaft in Australien: Amalgamated Wireless Ltd. (Australasia), in welcher die seit 1909 bestehende Australasian Wireless Comp. Ltd. aufging (1913).

Der deutsche Seefunk wurde ein großes Unternehmen und umfaßte 1914 mehr als 500 Schiffe. Aber Landfunkstationen für den Überseeverkehr, wenn auch weniger zahlreich, sind andererseits oft riesenhafte Objekte. Als nun die deutschen Kolonien ständige drahtlose Verbindung untereinander, mit dem Mutterlande und mit Kriegs- und Handelsschiffen erhalten sollten, gelang es H. Bredow, die Zusagen und Reichsbefehle für die Errichtung und den Betrieb der Verbindungen in Telefunken-Regie zu erhalten. Nachdem die 1906 begonnene eigene Senderstation Nauen mit einem 100-kW-Tonfunksender und einem 400-kW-Hochfrequenz-Maschinensender ausgerüstet war, gab es wohl keine, die sich mit ihr messen konnte, und alle Vorbedingungen für den Betrieb in eigener Regie waren vorhanden. H. Bredow hielt es für richtig, den Telegrammverkehr mit anderen Ländern und Erdteilen jeweils durch örtliche Tochtergesellschaften unter Beteiligung geeigneter Finanz- oder Telegraphengesellschaften oder unserer Stammfirmen betreiben zu lassen. So führte er neben den oben schon genannten die Gründung folgender weiterer Telefunken-Tochtergesellschaften für den Weltfunkverkehr durch:

- 1911 Atlacom (Atlantic Communication Comp.), New York,
- 1912 Deutsche Südsee-Gesellschaft, Berlin,
- 1913 Telefunken East Asiatic Wireless, Shanghai,
- 1918 Transradio Gesellschaft für drahtlosen Überseeverkehr Berlin.

Besondere Beachtung hat damals die von der Atacom-Gesellschaft gebaute Station Sayville (auf Long Island) gefunden, die den Nachrichtenverkehr mit Deutschland und unserer eigenen Station Cartagena in Südamerika sowie den Dampfern auf den atlantischen Strecken bewilligte, und auf der H. Bredow im Februar 1913 gelegentlich von Reichwellenversuchen mit dem Dampfer George Washington auch eine Rundfunkvorführung mit Hochfrequenz-Maschinensendern vor der Presse von USA selbst abgehalten hat.

In diesen Jahren hatte Telefunken neben den Lischfunkensendern und den Hochfrequenzmaschinen noch ein anderes, wie sich später herausstellte, überaus wichtiges Arbeitsgebiet in Angriff genommen, die Entwicklung der Glühkathodenröhren, zunächst für Verstärkerzwecke, aber bald in die Sendertechnik eingreifend. Auch H. Bredow hat von Anfang an der Röhrentechnik größtes Interesse zugewandt. Damals hatten wir jungen Ingenieure und Physiker hauptsächlich mit den technischen Chefs, Graf v. Arco, Dr. A. Esau, Dr. C. Schapiro und Dr. A. Meissner zu tun, die nicht nur mit der Kundschaft und der Konkurrenz, sondern auch untereinander mancherlei Kämpfe mit wechselndem Erfolg ausfochten, wovon der Wellenschlag gelegentlich erheblich bemerkbar wurde. Bei solchen Gelegenheiten mußten wir aber stets konstatieren, daß die Persönlichkeit H. Bredows durchaus über diesen Kämpfen stand, und es herrschte bei uns das sichere Gefühl, daß doch noch ein Zentrum vorhanden sei, welches bei allzu großem Wellenschlag zur Stabilisierung und Rückkehr zu geordnetem Kurs herangezogen werden konnte.

Es wird sich dem Zuge der Darstellung gut einfügen, wenn wir gerade hier einige Worte über die persönliche Wirkung H. Bredows sagen.

Nach dem Abkommen mit der Marconi-Gesellschaft waren gewisse kollegiale Beunruhigungen, die sich aus der jahrelangen Nervenanspannung während der Patentkämpfe in aller Welt ergeben hatten, verschwunden, und jedermann im Telefunkenbereich wußte, daß H. Bredow unangefochten die führende Persönlichkeit geworden war. Das Vertrauen auf seine Autorität wurde aber auch rein äußerlich dadurch gestärkt, daß er zum Unterschied von den anderen hier genannten und nicht genannten Würdenträgern in der Firma Telefunken stets mit äußerster Ruhe sprach, ging, Vorführungen ansah und anhörte und Sitzungen abhielt. Seine breite und kräftige Figur kam mit sparsamsten Bewegungen aus, seine Darlegungen mit sparsamsten Worten. Manchmal sprach er bei einer ganzen Sitzung oder Vorführung nichts außer einem Schlußsatz. Aber seine wenigen Worte waren wirksamer als die vielen anderer, und so übte er seine Leitung wohlwunderweise mit einem Minimum von Lärm aus.

Zu Beginn des Jahres 1914 war ein in vieler Hinsicht zufriedenstellender Status der Firma Telefunken erreicht, auf dem fußend H. Bredow glauben durfte, ein umfassendes Nachrichtenetz in Telefunken-Händen immer weiter über alle Erdteile ausbauen zu können, sein alter Traum, den er schon zusammen mit G. W. Bargmann um das Jahr 1905 geboren und seitdem liebevoll gehegt und gepflegt hatte.

Aber die Muse der Geschichte nahm ein anderes Blatt in Angriff, auf welchem der internationale Nachrichtenverkehr Deutschlands auf der Verlustseite stand. Der erste Weltkrieg brach aus, unerwartet wie ein Erdbeben. Es dauerte nur wenige Tage, bis unsere ausländischen Stationen — ebenso wie die deutschen Überseekabel — beschlagnahmt waren. Zwei Ausnahmen waren die Stationen Windhuk in Deutsch-Südwest-Afrika, die bis 1915 von den Kolonialtruppen unter General Lettow-Vorbeck gehalten werden konnte, und Sayville, die in den vorläufig noch neutralen Vereinigten Staaten Nordamerikas lag und trotz heftiger im Gewande von Patentprozessen auftretender Ententengriffe bis zum USA-Kriegseintritt die wichtigste Nachrichtenverbindung Deutschlands mit Übersee bildete.

Das Leben und die Betätigung H. Bredows erfuhren mit Kriegsbeginn eine bemerkenswerte Wendung. Obwohl Telefunken für Spezialisten und unentbehrliche Angestellte (soweit sie nicht schon Reserveoffiziere waren) Befreiungsmöglichkeit vom Kriegsdienst erhielt, meldete sich H. Bredow als Freiwilliger und wurde zunächst einfacher Soldat in der Funktruppe, nach kurzem Dienst aber Offizier. In den Jahren 1915/16 hatte er Kommandos in Erprobungsstellen an der Westfront, insbesondere in Réthel, wobei der bekannte drahtlose Fachmann, Rittmeister Egbert v. Lepel, sein Chef war. Hier gelang es H. Bredow, sein schon jahrelanges lebhaftes Interesse für die junge Röhrentechnik wirksam in die Tat umzusetzen und der drahtlosen Technik im deutschen Heere und dabei auch Telefunken zu Erfolgen zu verhelfen, die sachlich zwar durch unsere Entwicklungen schon vorbereitet waren, aber durch Interessenkämpfe und durch Festhalten der heimatischen Kommandostellen an der überlieferten Technik des letzten Jahrzehntes hilflos zu versanden drohten. Hiermit ist die Einführung der Röhrensender im Schützengrabenkrieg gemeint. Während die Marine in der

Einführung der Röhrentechnik mit großer Initiative und Beweglichkeit handelte (Telefunken hat im ersten Weltkriege Röhrensender bis 1,5 kW Leistung für U-Boote hergestellt), schien bei der Armee eine erhebliche Nachhilfe hierzu nötig. H. Bredow setzte es damals, gestützt auf seinen Chef Egbert v. Lepel, durch, die ersten Röhrensender und Rückkopplungsempfänger unter Mitarbeit von Dr. A. Meissner im Geländeeinsatz erfolgreich auszuprobieren, und zwar in gefechtsfreien Zeiten auch in Gestalt von Übertragung allgemeiner Nachrichten und Musik, was die Schützengrabenfunken ja mit den reichlich vorhandenen Detektorempfängern alten Stils ohne weiteres hören konnten. H. Bredow kann somit auf sehr frühzeitige Rundfunkdarbietungen seinerseits zurückblicken (1917).

Der unglückliche Ausgang des ersten Weltkrieges hinterließ bei Telefunken von dem vorausschauend und mit großen Aufwendungen begonnenen Verkehrsaufbau Bredows nichts als die Station Nauen. Es gab für Telefunken zunächst keinen internationalen Nachrichtenverkehr mehr.

An diesem Einschnitt endet die erste Periode der Tätigkeit H. Bredows, seine Industrielle, die ihn völlig im Dienste von Telefunken, beginnend mit dem Posten eines jungen Laboratoriumingenieurs, fortschreitend zum Geschäftsführer, sah. Es beginnt die zweite Periode, in welcher er zuerst Ministerialdirektor für das Funkwesen (1919) und Staatssekretär für das gesamte Fernmeldewesen im Reichspostministerium (ab 1921), später Reichsrundfunkkommissar wird.

Bredow als Reichsbeamter

Als nach dem ersten Weltkriege die Reichspost zum Wiederaufbau der drahtlosen Verbindungen schreiten wollte, wandte sie sich an H. Bredow, den besten Kenner dieser Materie in Deutschland, und bot ihm die Leitung des Reichsfunkwesens an, die er auch annahm, die ihn zu unserem Bedauern von Telefunken trennte. Das Reichspostministerium hatte nämlich, nachdem die von den Linksradikalen betriebene Gründung eines unabhängigen Reichsfunkamtes nicht zustande gekommen war, das Monopol der drahtlosen Nachrichtenübermittlung in Deutschland erhalten. Durch die noch bestehende Transradio-Konzession, durch alte Beziehungen und überraschendes Entgegenkommen der Entente-Konkurrenzfirmen blieb der Wiederaufbau des internationalen Funkverkehrs Deutschlands größtenteils Telefunken und Transradio vorbehalten. H. Bredow widmete neben dem Wiederaufbau und der Modernisierung des zusammengebrochenen Drahtverkehrs seine Initiative hauptsächlich der Einführung eines Rundfunkbetriebes in Deutschland. Das Ziel war, Nachrichten, Unterhaltungstext und Musik zu übertragen; empfangen sollte jeder Privatmann, der die festgesetzten Gebühren bezahlte. Ein solcher Plan, drahtloser Empfang für jedermann, galt damals in Deutschland als recht revolutionär, und H. Bredow begegnete zunächst bei amtlichen Stellen heftigem Widerstand. Das erste positive Ergebnis war daher nur ein Nachrichtendienst, zuerst in Morsezeichen (1919), später als Telefonie gesendet (1921) für bestimmte Teilnehmer aus Presse und Wirtschaft. Erst 1923 gelang es H. Bredow, die Einführung des Unterhaltungsrundfunks für beliebige Teilnehmer durchzusetzen. Wir wollen hier auch erwähnen, daß die Bezeichnung „Rundfunk“ von H. Bredow selbst stammt.

Seine Tätigkeit auf diesem Gebiete war nun vorzugsweise eine organisatorische, und es kam im Rundfunk eine Arbeitsteilung folgender Art zustande. Die Reichspost finanzierte und betrieb die Rundfunksender, außerdem zog sie die Gebühren von den „-nehmern ein (RM 2,- monatlich). In den einzelnen Ländern bzw. Provinzen veranlaßte Bredow die Gründung von neun zuerst privaten, später gemischt-wirtschaftlichen Gesellschaften, welche die Rundfunkprogramme nach lokalen und allgemein deutschen Interessen verbreiteten. Sie erhielten hierzu einen Teil der Gebühren von der Reichspost überwiesen. Nach vollendetem Aufbau gelang es H. Bredow, die zahlreichen Gemeinschaftsaufgaben der regionalen Rundfunkgesellschaften unter Aufrechterhaltung ihrer Unabhängigkeit in der Programmgestaltung durch Bildung eines gemeinsamen Verwaltungsorgans (Reichs-Rundfunkgesellschaft) zu koordinieren. Er selbst übernahm bei gleichzeitigem Ausscheiden aus dem Reichsdienst als Rundfunk-Kommissar den Vorsitz im Verwaltungsrat (1926), weil er sich ganz seiner Schöpfung widmen wollte.

Hiermit erreichte der deutsche Rundfunk eine Organisation und Wirksamkeit, die von vielen Ländern im Gegensatz zu dem vollkommen privatwirtschaftlichen Rundfunkbetrieb in USA als ideal für europäische Verhältnisse betrachtet wurde. Vom Lande Österreich erhielt H. Bredow für diese Leistung das Große Verdienstkreuz verliehen, und sein Name wurde in einer Denkschrift Poincarés an den Präsidenten der französischen Republik über Einführung des Rundfunks besonders hervorgehoben.

Infolge des Betriebes eines wohlgeordneten und sich über Erwarten schnell entwickelnden Rundfunks konnte sich aus kleinen Anfängen heraus neben den alten Funkfirmen eine sehr beachtliche neue deutsche Rundfunk-Empfängerindustrie entwickeln. Es ist interessant, einmal zurückzublättern und festzustellen, daß Bredow dies vorausgesehen und gewollt hat. Als er nämlich vor 1923 mit seinen Plänen auf behördlichen Widerstand gestoßen war, beantwortete er die Frage, ob es denn richtig sei, in der schweren Inflationszeit Pläne zu verfolgen, die nichts mit dem Aufbau zu tun hätten, mit folgenden Worten:

„Wenn es auf diese Weise gelingen sollte, allen Schichten der Bevölkerung künstlerisch und geistig hochstehende Darbietungen aller Art zu bringen, wenn gleichzeitig der Industrie ein neues Tätigkeitsfeld eröffnet und damit für Arbeiter und Angestellte Arbeitsmöglichkeiten geschaffen werden, dann wirkt der Rundfunk aufbauend und das deutsche Volk hat ein Recht auf ihn (s. Zeitschrift „Deutscher Rundfunk“ 14, Oktober 1923).“

Aber es blieb nicht bei diesen theoretischen Betrachtungen. Um einer Rundfunkindustrie auf breiter Grundlage die Wege zu ebneten, veranlaßte Bredow gemeinschaftlich mit Graf v. Arco die Vergabe (Lizenzerteilung) der sehr umfassenden Telefunken-Empfänger-Patente an die neu entstehenden Rundfunkfirmen. Darüber hinaus konnte die deutsche Rundfunkwirtschaft durch das 1913 von Bredow mit Marconi abgeschlossene und nach dem Weltkrieg erneuerte Patentabkommen, zu dem dann auch Telefunken-Verträge mit den bedeutendsten Funkfirmen von Frankreich (Comp. Gén. de T. s. F.) und USA (Radio Corp.) hinzutreten, vor der Überflutung durch ausländische Konkurrenz und vor Patentschwierigkeiten geschützt werden. Heute beschäftigt die deutsche Rundfunkwirtschaft und der Rundfunk viele Zehntausende Arbeiter, Angestellte und freischaffende Mitwirkende.

In dem Jahrzehnt 1923 bis 1933 konnte H. Bredow so auf ein wohlgeordnetes Werk zurückblicken, das in erstaunlicher Weise wuchs; selbst in den Jahren wirtschaftlicher Schwäche zwischen 1927 und Ende 1932 stieg die Anzahl der Rundfunkteilnehmer in Deutschland rund von 2 Millionen auf 4 Millionen an. Aber mit dem Jahre 1933 endet schlagartig diese zweite Periode in den Tätigkeiten H. Bredows. Wie der Nationalsozialismus am 30. 1. 1933 so vieles von Grund aus änderte, so auch das Leben unseres heutigen Jubilars.

Während der nationalsozialistischen Regierung

Bereits im Jahre 1932, als die nationalsozialistische Partei stark wuchs, bemühte sie sich um eine Einwirkung auf die Massen über den Rundfunk, wurde aber hierfür abgewiesen, da der Rundfunk eine regierungsfeindliche Propaganda nicht zuzulassen gedachte. Hierfür hat der Nationalsozialismus nach der Machtübernahmeschnelle und gründliche Rache genommen.

H. Bredow wurde verhaftet, in Anklagezustand versetzt und 1 1/2 Jahre in Untersuchungshaft gehalten. Jegliche Tätigkeit auf seinem Gebiete war für ihn nach seiner Freilassung unmöglich geworden. Zwischen ihm und den nationalsozialistischen Nachfolgern im deutschen Rundfunk bestand ein Abgrund von Anschauungen. In dieser dritten Periode seiner Tätigkeit hat H. Bredow sich privatim mit Anlegen eines Funkarchivs befaßt, und er wollte auch nichts anderes tun, als warten, bis das Blatt sich wieder einmal wendet.

Nach dem zweiten Weltkrieg

Das Ende des zweiten Weltkrieges erlebte H. Bredow in Wiesbaden, seinem Wohnsitz seit dem Verlassen von Berlin. Die USA-Militärregierung brachte bald nach der Besetzung die behördlichen Funktionen nach Entfernung der nationalsozialistischen Personen wieder in Gang und ernannte zum Regierungspräsidenten des Landes Hessen-Nassau den ihr dem Namen und seiner Vorgeschichte nach wohlbekanntesten Dr. H. Bredow (Sommer 1945). Er übernahm dieses Amt zwar zunächst, legte es aber nach einigen Monaten wieder nieder, da er unter den damals gegebenen Verhältnissen nur als ausführendes Organ einer Besatzungsmacht wirken konnte. Während seiner Tätigkeit als Regierungspräsident hatte H. Bredow jedoch engen Kontakt mit den großen Industrieunternehmen des Landes, insbesondere mit den Buderus-Eisenwerken A.G. in Wetzlar, einem der größten Gießereiunternehmen des Bundesgebietes, gefunden. Am 1. Dezember 1945 wurde ihm dort das Amt des Vorsitzenden im Aufsichtsrat angeboten, das er auch annahm, und so finden wir in dieser vierten Periode von H. Bredows beruflichem Leben wieder eine vorwiegend industrielle Tätigkeit.

Hier kam seine alte Industrieerfahrung, gesammelt bei AEG und Telefunken, wieder zur Geltung, und für den Übergang von Kriegs- auf Friedenswirtschaft war H. Bredow mit seinem lebensnahen Aufbauwillen der rechte Mann. Im Laufe der Kriegsergebnisse waren dort erhebliche Arbeitsbehinderungen entstanden, und so konnte der Übergang auf das Friedensgeschäft nicht ohne Krisen vor sich gehen. Es ist aber H. Bredow zu danken, daß die durch Krieg und Besetzung stark mitgenommenen Werke wieder zum Anlauf kamen. Es gelang ihm auch, für die Geschäftsleitung den hervorragenden Wirtschaftler Dr. Grabowski zu gewinnen, und heute sind die Klippen und Abgründe umschifft und überwunden, die Buderus-Werke können in eine geordnete Gegenwart und Zukunft blicken.

In der Öffentlichkeit besonders bekannt geworden sind aus der Zeit, in der H. Bredow den Vorsitz im Aufsichtsrat führte, seine Verhandlungen auf Grund der Bestimmungen der Hessischen Staatsverfassung über die Sozialisierung der Grundstoffindustrie, von der die Buderus-Eisenwerke mit ihren Bergbau-, Hochofen- und Elektrizitätswerken ebenfalls betroffen wurden. Unter seiner maßgeblichen Mitwirkung wurde dort bekanntlich eine alle Beteiligten zufriedenstellende Lösung erzielt. Ferner hat sich H. Bredow besonders um soziale Fragen, zum Beispiel um den Aufbau einer Siedlung für Gefolgschaftsmitglieder bemüht, die in der Umsiedlungs- und Flüchtlingszeit eine erste Notwendigkeit war. Der in Wetzlar neuerrichtete Stadteil trägt dafür auch den Namen „Bredow-Siedlung“. In der gleichen Zeit hatte H. Bredow auch den Vorsitz im Aufsichtsrat der Edelstahlwerke „Röchling-Buderus A. G.“ und der Breuer-Werke, Frankfurt a. M./Höchst, inne. Im November 1953 legte er nach 8jähriger erfolgreicher Tätigkeit den Vorsitz im Aufsichtsrat der Buderus-Werke nieder und wurde in dankbarer Anerkennung seiner großen Verdienste um den Wiederaufbau der Werke zum Ehrenvorsitzenden des Aufsichtsrates ernannt. Somit kommen für H. Bredow allmählich die Jahre heran, die wir als „otium cum dignitate“ zu bezeichnen gelernt haben, und für die das schöne Wiesbaden mit dem nahen Rhein ein idealer Ort ist.

Das Jahr 1948 sah die alten Pioniere des deutschen Rundfunks in Frankfurt a. Main zum 25jährigen Gründungs-Jubiläum, und von allen verehrt und nach langen Jahren wiedergesehen und freudig begrüßt unseren Jubilar der drahtlosen Telegraphie und des Rundfunks Dr. H. Bredow.

Einige Jahre später ruft ein anderes Jubiläum Erinnerungen an die alten Taten und Kämpfe vor dem ersten Weltkrieg und im ersten Weltkrieg bei H. Bredow zurück, das 50jährige Jubiläum unserer Firma, am 23. Mai 1953, in Berlin gefeiert. Eine Heerschau derer, die noch übrig sind — es sind recht wenige aus der alten Zeit — und unzählige neue Gesichter. Und wenn wir die alten Personalakten herausuchen und nachforschen, wer von den noch Lebenden das früheste Eintrittsdatum aufzuweisen hat, so finden wir H. Bredow an erster Stelle, nämlich am 1. Mai 1904 bei Telefunken eingetreten. So war es naheliegend, daß am Festabend H. Bredow der Tafelrunde Historisches aus der Jugendzeit der drahtlosen Telegraphie, Ernestes und Heiteres erzählte, ebenso wie der schon mehr als 80jährige J. Zenneck, der die Telefunken-Gesellschaft zwar seit deren Geburtsstunde (23. Mai 1903) kennt, jedoch niemals der Firma angehört hat. Wir konnten manches von dem vorstehend Geschriebenen aus Bredows Mund hören, und vieles hier nicht Gesagte, Erinnerungen an Graf v. Arco und andere Kollegen, und knappe Sätze über die damaligen Kämpfe an mehreren Fronten. Wie einfach hier es sich heute an: vor 45 Jahren hat Telefunken eine außerordentlich ernste Krisis durchgemacht, und damals hat es sein gesamtes Geschäftskapital verloren, aber wieviel schlaflose Nächte wie vieler Leute hat das damals verursacht, wie viele Männer und Frauen haben auf Bredow gesehen, in Furcht und in Hoffnung, haben jahrelang in Sorge gelebt, ob er das Steuer fest in der Hand behalten und die Mannschaft mit Frauen und Kindern entlohnen und ernähren kann. Und so herrschte beim Fest des 50jährigen Jubiläums einmütige Freude, wenn der einfache Monteur von damals den Geschäftsführer von damals wiedersah und beide sich in Erinnerungen versenkten wie etwa: „Wissen Sie noch, Herr Bredow, wie wir damals die Station Wladiwostok hingekitzelt haben? Das war gar nicht so einfach.“ So könnte H. Bredow mit tiefer Befriedigung daran zurückdenken, daß er seine übernommenen Aufgaben sowohl in der Zeit, als er Vorstand der Telefunken-Gesellschaft war, wie auch in der Zeit der Gründung und Ausbreitung des deutschen Rundfunks mit größtem Erfolge gelöst, der drahtlosen Technik und ihren Töchtern, dem Weiterverkehr, dem Rundfunk und dem Fernsehen zu unvergeßlichen Fortschritten verholfen und so zahllosen Deutschen Arbeit und Brot gebracht hat.

Ob H. Bredow hierin wirklich die Befriedigung seines Lebens gefunden hat, ist eine Frage, die ich nicht unbedingt bejahen möchte. Denn wenn das Schicksal ihm auch vergönnte, viel zu vollenden, was ihm am Herzen lag, so hat doch durch widrige Umstände nicht alles die Dauer gefunden, die H. Bredow seinem Werke

gewünscht hatte. Der Traum aus seinen ersten Industriejahren, ein unabhängiger Weltnachrichtenverkehr in deutschem Besitz, ist nur kurze Zeit erfüllt gewesen. Einmal vor dem ersten Weltkrieg war ein prächtiger Anlauf genommen, aber die Kriegsjahre schnitten das fast alles ab. Abermals (1919) lebte der Weltfunkverkehr überraschend wieder auf (in Händen der Tochtergesellschaft Transradio), und 10 Jahre später, nach Einrichtung der Kurzwellenlinien, hatte er einen erstaunlichen Aufschwung genommen. Aber im Jahre 1932 ging durch Ablauf der Konzession schließlich Transradio an das Deutsche Reich über, und Telefunken mußte aus dem aktiven Nachrichtenverkehr ausscheiden. Wenn auch H. Bredow zu dieser Zeit nicht mehr Telefunken-Angehöriger, sondern Reichsrundfunkkommissar war, so hat er doch gewiß den Schmerz Telefunken-Angehöriger, und die deutschen drahtlosen Nachrichtenlinien haben seitdem wohl auch für H. Bredow den persönlichen Charakter verloren, den sie in Händen von Transradio für ihn noch hatten. Es ergab sich damals die seltsame Situation, daß Telefunken nur noch Anteile an ausländischen drahtlosen Stationen und Verkehrsgesellschaften besaß, so in Brasilien, Argentinien, Chile, so daß eine gewisse Beteiligung am internationalen Nachrichtenverkehr bei Telefunken verblieben war. Aber auch dem machte der zweite Weltkrieg ein Ende. Nichts davon ist übriggeblieben, als heute der Verkehr deutscher Stationen der Bundespost mit ausländischen Stationen in rein ausländischem Besitz. Sachlich mag das gewiß ausreichend sein, jedoch ist Bredows Traum, dem englischen Weltkabelnetz ein unabhängiges deutsches Weltfunknetz gegenüberzustellen, infolge der politischen Umwälzungen nicht in Erfüllung gegangen.

Eine wirklich persönliche Kränkung müssen aber für H. Bredow im Jahre 1933 die Ereignisse beim Rücktritt von seiner zweiten großen Aufgabe, dem Aufbau des deutschen Rundfunks gewesen sein, ja mehr als eine Kränkung, eine vollendete Schikane, eine Barbarei, selbst wenn man es als gegeben ansieht, daß zu Zeiten von Parteiregierungen beim Wechsel der Mehrheit auch sämtliche Postenbesetzungen gewechselt werden.

Es bedeutet demgegenüber eine wenn auch schwache Wiedergutmachung, wenn im Wiederaufbau nach dem zweiten Weltkriege H. Bredow den Ehrenposten des Vorsitzenden im Verwaltungsrat des Hessischen Rundfunks erhalten hat (1949). Gewiß wird es H. Bredow aber eine Freude und Befriedigung sein zu sehen, daß sich Deutschland nach den Schlägen des zweiten Weltkrieges zu erholen beginnt, und daß die Gebiete seines eigenen Wirkens, drahtloser Nachrichtenverkehr, Rundfunk und Fernsehen wieder wichtige Plätze im Wirtschaftsleben einnehmen und eine erhebliche Anzahl unserer Landsleute ernähren helfen.

Im Laufe seines nun 75 Jahre währenden Lebens hat H. Bredow zahlreiche öffentliche Ehrungen erfahren. Es sind dies u. a.

Orden, Medaillen und Ehrenzeichen

- 1907 Italienische Goldene Staatsmedaille
- 1911 Preußischer Roter Adlerorden
- 1911 Ehrenritterkruz des Oldenburgischen Hausordens
- 1912 Stern des spanischen Millitärverdienstordens
- 1914 Österreichischer Orden der Eisernen Krone
- 1915 Eisernes Kreuz II. Kl.
- 1915 Hessische Tapferkeitsmedaille
- 1915 Österreichisches Millitärehrenzeichen II. Kl.
- 1915 Oldenburgisches Friedrich-August-Kreuz
- 1917 Österreichisches Verdienstkreuz mit Krone am Bande der Tapferkeitsmedaille
- 1918 Kaiserlich Türkischer Medschidie-Orden
- 1918 Fürstlich-Lippisches Kriegsverdienstkreuz
- 1918 Eisernes Kreuz 1. Kl.
- 1925 Heinrich-Hertz-Medaille der Gesellschaft für Schwingungsforschung
- 1928 Preußische Staatsmedaille
- 1928 Heinrich-Hertz-Medaille des Hamburger Senats
- 1929 Goldene Leibnizmedaille der Pr. Akademie der Wissenschaft
- 1930 Großes Goldenes Ehrenzeichen mit dem Stern der Republik Österreich
- 1949 Goetheplakette der Hessischen Staatsregierung
- 1952 Großes Verdienstkreuz der Bundesregierung

Ernennungen

- 1919 Dr.-Ing. E. h. der T. H. Danzig
- 1922 Ehrensenator der T. H. Berlin-Charlottenburg
- 1925 " " T. H. Karlsruhe
- 1925 " " staatl. Gew. Hochschule Cöthen
- 1926 " " T. H. Stuttgart
- 1928 " " T. H. Dresden
- 1928 Ehrenbürger der Stadt Rendsburg
- 1949 Ehrensenator der T. H. Darmstadt
- 1950 " " Techn. Universität Berlin

Namens- und künstlerische Ehrungen

- 1930 Bredowstraße in Berlin
- 1949 Hans-Bredow-Institut für Rundfunkkunde und Fernsehen der Universität Hamburg
- 1950 Bredowstraße in Baden-Baden
- 1951 Bredowiedlung und Bredowstraße in Wetzlar
- 1951 Bredowbüste im Frankfurter Funkhaus
- 1951 Bredowbüste in Berlin
- 1954 Bredowbüste im Kölner Funkhaus
- 1954 Bredowbüste im Funkhaus Baden-Baden

Aufsichtsratsposten

- 1949...1951 Vorsitzender des Verwaltungsrats des Hessischen Rundfunks
- 1945...1953 Aufsichtsratsvorsitzender der Buderus-Eisenwerke Wetzlar
- ab 1948 Aufsichtsratsvorsitzender der Stahlwerke Röchling-Buderus Wetzlar
- ab 1947 Beiratsvorsitzender der Buderus'schen Handelsgesellschaft Wetzlar
- ab 1947 Beiratsvorsitzender der Breuerwerke Höchst
- 1948...1951 Aufsichtsrat der Philipp Holzmann A.G. in Frankfurt
- ab 1950 Aufsichtsrat der Nachrichten A.G. DENA in Frankfurt
- ab 1953 Ehrenvorsitzender des Aufsichtsrates der Buderus-Eisenwerke Wetzlar

Die Telefunken G. m. b. H., Ihr Aufsichtsrat, ihre Geschäftsleitung und ihre Belegschaft sowie ihr Organ für die Öffentlichkeit, die Telefunken-Zeitung, deren Herausgeber und Schriftleitung wünschen dem Jubilar von heute, dem früheren langjährigen Geschäftsführer Dr.-Ing. E. h. Hans Bredow zu seinem 75. Geburtstag Gesundheit, Wohlergehen und Lebensfreude für zahlreiche kommende Jahre, und wir wünschen ihm vor allem, daß es ihm gelingt, aus seinen vielfachen, bunten, erfreulichen und unerfreulichen Lebenserinnerungen, aus seinen Erfolgen und Enttäuschungen die unerfreulichen Ereignisse zu vergessen und versichert zu sein, daß seine deutschen Landsleute und Freunde von heute und seine alten und neuen Bekannten im Auslande seine Leistungen auf dem Gebiete des Funkwesens, seiner Anwendung und Organisation, stets in ehrentvoller Erinnerung behalten werden. Insbesondere wird Telefunken die Zeit, in der H. Bredow als Geschäftsführer an ihrer Spitze stand und ihre Geschicke leitete, stets mit höchster Achtung und Wertschätzung seiner Person zu den bedeutendsten ihrer Geschichte zählen.

H. Rukop



Bronzeplakette, die H. Bredow 1918 von Telefunken gewidmet wurde.

Ein Fünklein noch glimmte,
Der Herd war erkalte,
Du schürtest die Asche,
Zerbrachst was veralte.

Entfachtest den Funken
Zu mächtigem Brand,
Nun herrschen die Funken
Von Lande zu Land.

Fortschritte im Bau von Modulationsverstärkern für anodenmodulierte Rundfunksender

Von Hans Müller

A. Die bisherige Entwicklung

Während sich die von Kummerer durchgebildete Schaltung der Endstufe des Modulationsverstärkers mit Modulationstransformator und Gegenakt-B-Stufe bei Telefonen bis heute unverändert erhalten hat, wurden in den letzten Jahren die Vorstufen wesentlich verändert. Die als klassisch zu bezeichnende Schaltung ist der transformatorisch gekoppelte Gegenaktverstärker (Bild 1). Aus den bekannten Gründen der Wirtschaftlichkeit werden die Endröhren bis in das Gebiet positiver Gitterspannung gesteuert, so daß eine beträchtliche Gitterstromspitze von der Größenordnung 1 A fließt. Damit diese Stromspitze die Kurve der Gitterwechselspannung nicht verzerrt, muß der Quellwiderstand der Treiberstufe extrem niederohmig sein. Es hat sich deshalb an dieser Stelle die Anodenbasisschaltung mit zusätzlichem Abwärtstransformator durchgesetzt. Die Zahlenwerte bei einem 20-kW-Sender sind etwa folgende:

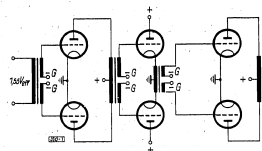


Bild 1: Modulationsverstärkerschaltung. Reine Transformatorkopplung der Vorstufen.

Treibertransformator: $\mu = 3:1$;
 RS 720; Gitterstromspitze 1 A;
 Scheitelwert der Gitterwechselspannung 350 V;
 Endröhre: RS 285; $S = 12 \text{ mA/V}$;
 Treiberrohre: RS 285; $S = 12 \text{ mA/V}$;

Der Quellwiderstand der Treiberstufe am Gitter der Endröhre ist damit: $R_q = 1/5 \cdot 1/\mu^2 = 9 \Omega$; die Gitterstromspitze verursacht an diesem Widerstand einen Spannungsabfall von 9 V, das sind 2,5%, um den der Scheitel der Wechselspannung abgeflacht wird. Diese Verzerrung ist als zulässig zu betrachten.

Der transformatorisch gekoppelte Modulationsverstärker nach Bild 1 wurde noch bei Sendern, die in den ersten Jahren nach dem Kriege gebaut wurden, verwendet. Im Zuge der allgemeinen Verschärfung der Qualitätsbedingungen mußte man dann, wie bei kleinen Verstärkern schon lange üblich, auch bei Modulationsverstärkern bis zu den größten Leistungen von dem Prinzip der Gegenkopplung Gebrauch machen. Hierfür ist aber die Transformatorkopplung ungeeignet. Man ersetzte als ersten Schritt die Treiberstufe durch eine reine Widerstandsverstärkerschaltung. Da die an die Treiberstufe abzugebende Wechselspannung nicht

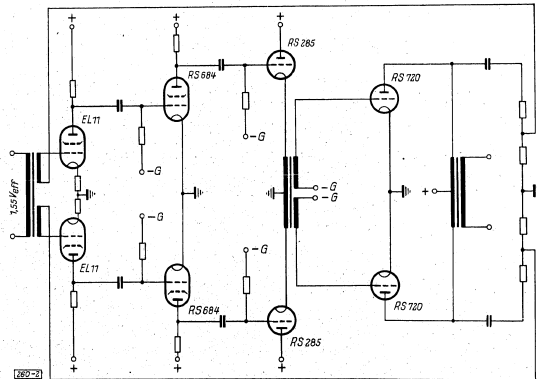


Bild 2: Modulationsverstärkerschaltung. Transformator- und Widerstandskopplung der Vorstufen.

mehr durch einen Transformator erhöht wird, muß die Vorstufe die hohe Wechselspannung (etwa 1400 V) unmittelbar an der Anode liefern. Dies bedingt die Verwendung von Pentoden, hohen Anodenwiderständen und hoher Speisespannung. Da gleichzeitig die Modulatoreingangsspannung von 15 V auf 1,55 V für volle Modulation herabgesetzt wurde, mußte eine weitere Vorstufe dazugenommen werden. Es ergab sich so für einen 20-kW-Sender das in Bild 2 dargestellte Prinzipschaltbild mit der Röhrenbestückung EL 11 — RS 684 — RS 285 — RS 720. Nach diesem Prinzip wurden die Sender Ismaning, Schwaben und Bremen gebaut. Die von der Primärseite des Modulationstransformators abgenommene und den Gittern der 1. Stufe zugeführte Gegenkopplung war zwar noch nicht sehr stark (Gegenkoppelgrad etwa 3fach), ergab aber eine merkliche Senkung des Klirrfaktors.

Eine Abart dieser Schaltung erhält man, wenn man den Treibertransformator durch eine Doppeldrossel ersetzt und die Gitter der Endröhren galvanisch mit den Kathoden der Treiberendröhren verbindet. Der Gesamtverstärker dreht dann im oberen Frequenzbereich die Phase weniger, so daß stärkere Gegenkopplung möglich ist. Ferner ist der Bedarf an Gitterwechselspannung der als Kathodenverstärker arbeitenden Treiberstufe um das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators, d.h. etwa 3mal geringer geworden. Die Vorteile werden aber mehr als aufgewogen durch den nun um μ^2 , d.h. 10fach größeren Quellwiderstand des Treibers und die dadurch bedingten höheren Verzerrungen infolge der Gitterstromspitze der Endröhren.

Ein Nachteil des Treibertransformators und der Doppeldrossel ist die Verkoppelung der beiden Gegenaktseiten in der Kathodenverstärkerstufe. Ein Kathodenverstärker arbeitet bekanntlich so, daß die Kathodenwechselspannung, da sie durch den Spannungsabfall des Anodenstromes am Kathodenwiderstand entsteht, in Phase mit der Gitterwechselspannung und nahezu von der gleichen Größe ist. Die Steuerspannung ist die Differenz der beiden Spannungen und beträgt nur wenige Prozent derselben. Bei Kopplung zweier Gegenakt-Kathodenverstärker durch eine gemeinsame Drossel oder einen Transformator ist die selbsttätig ausgleichende Regulierung der Kathodenverstärkerschaltung unterbunden, weil dadurch die beiden Kathodenwechselspannungen zwangsweise gleich groß und gleichphasig werden. Jede Unsymmetrie der beiden gegenphasigen Gitterwechselspannungen verursacht eine vielfach stärkere Unsymmetrie in den Steuerspannungen und damit in den Stromaussteuerungen der Treiberendröhren. Dieser Effekt tritt sowohl bei Amplituden- als auch bei Phasensymmetrie ein. Im letzteren Fall lassen sich die Gitterwechselspannungen in ein Paar gegenphasige Komponenten finden in der Kathodendrossel keinen Widerstand und wirken daher in voller Größe als Steuerspannung. In der Praxis werden insbesondere bei hohen Frequenzen immer gewisse Unsymmetrien vorhanden sein, so daß infolgedessen auch immer stark unsymmetrische Stromaussteuerungen der Treiberstufe auftreten müssen. Infolge der Kennlinienkrümmung ist mit der starken Stromaussteuerung auch eine starke Verlagerung der Ruhestrome verbunden.

Die weitere Entwicklung ging nun dahin, den Treibertransformator bzw. die Doppeldrossel wegzulassen, und nur die galvanische Kopplung zwischen dem Gitter der Endstufe und der Kathode der Treiberstufe beizubehalten. Man sparte dabei den großen Treibertransformator, war frei von den Übersteuerungen der Treiberstufe durch Unsymmetrien bzw. Gleichaktspannungen und hatte nicht die überhöhten Wechselspannungen der Vorstufen. Der höhere Quellwiderstand des Treibers wurde durch eine etwa 10fache

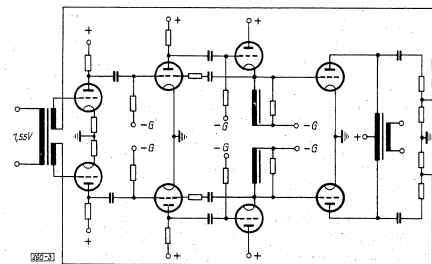


Bild 3: Modulationsverstärkerschaltung mit Treibergegenkopplung und getrennten Kathodendrosseln.

Spannungsgegenkopplung von der Kathode der Treiberöhre auf das Gitter der Vorröhre wieder auf etwa 10 Ohm herabgesetzt. Da diese „Treiber“-Gegenkopplung jedoch wegen der Koppelkondensatoren nur für Wechselspannungen wirksam ist, mußten, um unerwünschte Gitterspannungsverlagerungen der Endstufe zu vermeiden, ein niederohmiger Gleichstromweg für die in der Gitterstromspitze enthaltene Gleichkomponente geschaffen werden. Zu diesem Zweck wurden die Kathodenwiderstände des Treibers mit niederohmigen Drosseln überbrückt. So entstand die in Bild 3 gezeichnete Schaltung, nach der die Sender Hoher Meißner und Brüssel gebaut wurden. Die mit dieser Schaltung erreichten Klirrfaktorwerte lagen bei 1% (1), so daß eine weitere Entwicklungsarbeit in der Richtung auf Verkleinern des Klirrfaktors nicht mehr sinnvoll erscheint. Über die Ursachen des Klirrfaktors und insbesondere den Einfluß des Modulationstransformators haben Runge (1) und Böttcher (2) in der Telefonkennzettel berichtet.

Das Ziel der weiteren Entwicklung lag nunmehr auf der wirtschaftlichen Seite. Verminderung des Gesamtaufwandes durch Verwenden kleinerer Röhrentypen und Bauelemente und Erhöhen des Wirkungsgrades durch Senken der Ruhestrome in den Röhren sind die Grundgedanken der neuen, im Folgenden beschriebenen Schaltung.

B. Der heutige Stand der Entwicklung

1) Bilanz der Verlustleistungen

Wie wichtig es ist, die Ruhestrome in den Röhren zu verringern, soll durch folgende Übersichtsrechnung gezeigt werden: Bei einem 20-kW-Sender wird eine Gesamtleistung von etwa 50 kW verbraucht, so daß sich ein Gesamtwirkungsgrad des Senders von 40% ergibt. Spart man auch nur 1 kW Verlustleistung ein, so erhöht sich der Gesamtwirkungsgrad auf 41%. Beträgt der Ruhestrom der Endröhren je 0,5 A und die Anodenspannung 7,5 kV, so wird bereits im unmodulierten Zustand eine Verlustleistung von 7,5 kW verbraucht. Kann der Ruhestrom auf 0,4 A herabgesetzt werden, so ist diese Verlustleistung nur noch 6 kW, d. h. der Gesamtwirkungsgrad um 1,5% erhöht. Die Bilanz der Verlustleistungen eines Modulators nach der Schaltung in Bild 2 stellt sich folgendermaßen dar:

2 Endröhren:	RS 720: Anodenverlustleistung:	$2 \times 7,5 \text{ kV} \cdot 0,5 \text{ A} = 7,5 \text{ kW}$
	Heizleistung:	$2 \times 4,9 \text{ V} \cdot 130 \text{ A} = 1,3 \text{ kW}$
2 Treiberöhren:	RS 285: Anodenverlustleistung:	$2 \times 3 \text{ kV} \cdot 0,25 \text{ A} = 1,5 \text{ kW}$
	Heizleistung:	$2 \times 11 \text{ V} \cdot 15,5 \text{ A} = 0,3 \text{ kW}$
2 Vorröhren:	RS 684: Anodenverlustleistung + Verluste in Widerst.:	$2 \times 3 \text{ kV} \cdot 0,15 \text{ A} = 0,9 \text{ kW}$
	Heizleistung:	$2 \times 12,6 \text{ V} \cdot 8 \text{ A} = 0,2 \text{ kW}$
	Gesamte Modulator-Verlustleistung =	11,7 kW

Demgegenüber ergibt sich bei der neuesten, im folgenden beschriebenen Schaltung, wenn man annimmt, daß die RS 720 mit einem Anodenruhestrom von 0,25 A betrieben wird, folgende Bilanz:

2 Endröhren:	RS 720: Anodenverlustleistung:	$2 \times 7,5 \text{ kV} \cdot 0,25 \text{ A} = 3,8 \text{ kW}$
	Heizleistung:	= 1,3 kW
2 Treiberöhren:	RS 684: Anodenverlustleistung + Verluste in Widerst.:	$2 \times 1,5 \text{ kV} \cdot 0,12 \text{ A} = 0,4 \text{ kW}$
	Heizleistung:	= 0,2 kW
4 Vorröhren:	EL 156: Anodenverlustleistung + Verluste in Widerst.:	$4 \times 1,5 \text{ kV} \cdot 0,06 \text{ A} = 0,4 \text{ kW}$
	Heizleistung:	$4 \times 6,3 \text{ V} \cdot 1,9 \text{ A} = 0,05 \text{ kW}$
	Gesamte Modulator-Verlustleistung =	6,15 kW

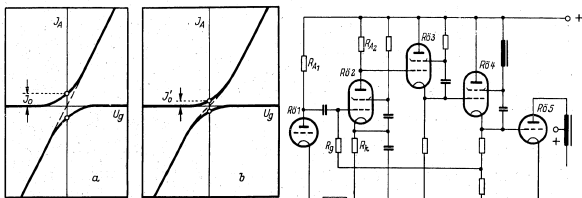


Bild 4: Wahl des Arbeitspunktes beim Gegenakt-B-Verstärker. a) Ruhestrom richtig, resultierende Kennlinie gerade, b) Ruhestrom zu klein, resultierende Kennlinie gekrümmt.

Bild 5: Schaltung der Treiberkombination mit Gleichspannungs-Gegenkopplung und Gitterstrom der Treiberöhre.

Die Ersparnis beträgt bei der neuen Schaltung 5,6 kW, bedeutet also bei einer insgesamt aufgenommenen Leistung von 50 kW eine wesentliche Verbesserung.

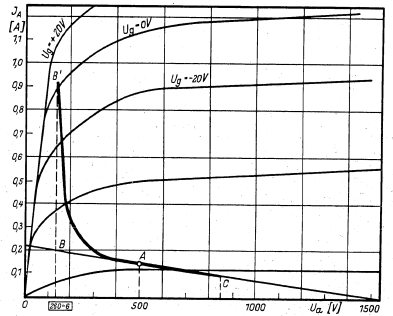
Der Ruhestrom der Endröhren läßt sich nur dann herabsetzen, wenn die dadurch entstehenden Verzerrungen durch eine entsprechend starke Gegenkopplung unterdrückt werden. Bekanntlich ist für verzerrungsfreien B-Betrieb ein Arbeitspunkt J_0 bei der halben Steilheit der Kennlinie erforderlich, wenn letztere in ihrem gekrümmten Teil als Parabel 2. Grades angenommen wird, an den sich der geradlinige Teil tangential ansetzt, wie in Bild 4a gezeichnet. In diesem Fall ist die resultierende Kennlinie eine Gerade. Rückt der Arbeitspunkt nach kleineren Ruhestromen, so wird die resultierende Kennlinie, wie in Bild 4b dargestellt, gekrümmt. Dadurch entstehen besonders bei kleinen Aussteuerungen starke nichtlineare Verzerrungen. Um die notwendige starke Gegenkopplung anwenden zu können, muß der gesamte Modulationsverstärker mit geringsten Phasendrehungen im Nutzfrequenzbereich, d. h. mit sehr hochliegender Grenzfrequenz gebaut werden. Um auch im Bereich der unteren Grenzfrequenz stabil zu bleiben, d. h. Pendel- und Kippneigung zu vermeiden, verbietet sich die Verwendung von Transformatoren und Drosseln als Koppellemente; das Gitter der Endstufe muß mit der Treiberstufe möglichst rein ohmsig gekoppelt werden.

2) Die Treiberschaltung

Zur Erniedrigung des Quellwiderstandes der Treiberstufe wird ebenso wie in der vorhergehenden Entwicklungsphase (Bild 3) eine innere Spannungsgegenkopplung — im Folgenden als Treibergegenkopplung bezeichnet — von der Kathode der Treiberöhre auf das Gitter einer Vorröhre eingeführt. Die neue Schaltung unterscheidet sich von der alten durch zwei wesentliche Punkte: erstens wird die Treiberöhre jetzt bis ins Gitterstromgebiet hinein aussteuert und zweitens ist die Schleife der Treibergegenkopplung jetzt auch für Gleichspannung geschlossen.

Da die Treiberöhre (Rö. 4 in Bild 5) mit Gitterstrom arbeitet, muß auch die Vortreiberöhre (Rö 3) in Anodenbasisschaltung betrieben werden. Erst vor dieser Röhre liegt die eigentliche Verstärkerstufe (Rö 2), die in den Treibergegenkopplungskreis einbezogen ist. Infolgedessen ergibt sich die in Bild 5 dargestellte Schaltung der Treiberkombination. Durch den Gitterstrombetrieb wird die Treiberöhre bedeutend besser ausgenutzt, so daß man mit einer kleineren Röhrentype und niedrigerer Anodenspannung als früher auskommt. Das Verhältnis Gitterstrom der Endröhre zu Gitterstrom der Treiberöhre, das „Gitterstromverhältnis“, wird besonders günstig bei Verwendung einer Penthode als Treiber. Zur Aussteuerung der RS 720 ist die RS 684 als Treiber sehr reichlich bemessen; das Gitterstromverhältnis ist dabei etwa 50 für volle Aussteuerung.

Die Strom- und Spannungsverhältnisse seien an Hand des Kennlinienfeldes der RS 684 (Bild 6) näher erläutert. Die Betriebsspannung beträgt 1500 V, der Arbeitswiderstand 7 kOhm, der Ruhestrom des Treibers 120 mA. Es ergibt sich mit diesen Werten die Widerstandsgerade BAC mit dem Arbeitspunkt A bei 500 V/120 mA. Würde die Endröhre im ganzen Aussteuerbereich ohne Gitterstrom arbeiten, so würde die Arbeitsgerade zwischen den Punkten B und C entsprechend einer Wechselspannung von 350 V durchlaufen. In Wirklichkeit setzt aber, wenn die Gittervorspannung der Endröhre (C—150V) überschritten wird, Gitterstrom ein; die Arbeitskennlinie steigt dann steil nach oben an. Bei Bild 6: Arbeitskennlinie des Treibers bei Gitterstrombelastung durch die Endröhre.



wird die Stromspitze von etwa 1 A erreicht. Die Gitterspannung der Treiberöhre muß dabei von etwa -120V auf etwa +20V hochgesteuert werden. Um diesen Betrag erhöht sich somit die positive Wechselspannungsspitze der Vorröhre. Wie aus dem Kennlinienfeld ersichtlich ist, fließt trotz der starken Stromspitze fast kein Gitterstrom. Die Schirmgitterspannung bleibt dank der Verblockung nach Kathode und der niederohmigen

änderung bei Belastung zu etwa 15 Ohm gemessen, was in guter Übereinstimmung mit der Rechnung steht. Ebenso wurde die Erniedrigung des Eingangswiderstandes der Treiberkombination durch die Gegenkopplung durch die Messung bestätigt. Hochfrequente Selbstregung im Treibergegenkopplungskreis wurde in bekannter Weise durch phasenrückdrehende RC-Glieder unterdrückt. Die Frequenzdurchlässigkeit der gesamten Schaltung, d. h. vom Gitter der 1. Röhre bis zum Gitter der Endröhre, die im Hinblick auf die spätere Gesamtgegenkopplung sehr breitbandig sein muß, ist bis 100 kHz mit einer maximalen Abweichung von + 1,2 db gerade. Der Gegenkopplungs-Spannungsteiler am Modulationstransformator zeigt — getrennt gemessen — überhaupt keine meßbare Abweichung bis 100 kHz.

Der Gitterstrom der Endstufe wurde zunächst im Modell durch eine Glühstreckenentladung, dann durch die Gitter-Kathodenstrecke der geheizten RS 720 ohne Anodenspannung dargestellt und schließlich im normalen Betriebsfall mit Anodenspannung der RS 720 und ohmscher Belastung des Modulationstransformators untersucht. Bei voller Aussteuerung stellte sich wie erwartet ein Gittergleichstrom von 100 bis 150 mA, entsprechend einer Spitze von etwa 1 A, ein. Der Gitterstrom der Treiberöhre RS 684 war dabei etwa 3 bis 5 mA. Das oszillographierte Bild der Gitterwechselspannung der Endröhre zeigte eine Abflachung der positiven Spitze von wenigen Prozent. Nach der Rechnung ist dieser Betrag bei einem Quellwiderstand von 15 Ohm etwa 1 A · 15 Ohm = 15 V; das sind bei einer Scheitelspannung von 350 V etwa 15/350 = 4%. Diese Verzerrung wird jedoch durch die Gesamtgegenkopplung auf einen bedeutungslosen Betrag geschwächt.

Nach einigen Verbesserungen von Schaltungseinzelheiten, durch die der Quellwiderstand des Treibers noch weiter herabgesetzt werden konnte, wurden Qualitätsmessungen durchgeführt. Der am Treiberabgang bei Belastung mit einem Gitterstrommittelwert der Endstufe von 150 mA (entspr. 100% Modulationsgrad) bei Belastung mit einem Gitterstrommittelwert der Endstufe von 150 mA (entspr. 100% Modulationsgrad) unsymmetrisch gemessene Klirrfaktor betrug dabei im ganzen Frequenzbereich etwa 0,5%, ein Zeichen dafür, daß der Gitterstrom der Endstufe praktisch verzerrungsfrei von dem Treiber geliefert wird. Der Klirrfaktor am Ausgang des mit einem ohmschen Ersatzwiderstand belasteten Modulationsverstärkers war bei 800 Hz und einer Aussteuerung, die 100% Modulationsgrad entsprach, 1,6%. Der Anodenruhestrom der Endröhren (RS 720) war dabei 0,1 A, gegenüber 0,5 A bei den früheren Schaltungen. Der Einfluß des Anodenruhestroms ist bei kleineren Aussteuerungen deutlicher zu erkennen. Bei einer $m = 50\%$ entsprechenden Aussteuerung wurden gemessen:

Anodenruhestrom	0,8	0,25	0,1	A
Klirrfaktor ohne Gesamtgegenkopplung	0,9	2,6	6,0	%
Klirrfaktor mit Gesamtgegenkopplung	0,6	1,7	2,5	%

Daß das neue Schaltungsprinzip auch bei Modulationsverstärkern noch höherer Leistung erfolgreich angewendet wird, zeigen die Erfahrungen mit einem für einen Rundfunksender von 150 kW Trägerleistung gebauten Modulator. Der zugehörige Verstärker, der eine Weiterentwicklung der in diesem Aufsatz beschriebenen Schaltung darstellt, arbeitet im Treiber mit der RS 520 und in der Endstufe mit der RS 566. Die Anodenspannung der Endröhren beträgt 12 kV, der Anodenruhestrom je Röhre 0,8 A. Bei Belastung des Verstärkers mit einem ohmschen Ersatzwiderstand und einer Aussteuerung, die 100% Modulationsgrad entspricht, wurden im gesamten Frequenzbereich Klirrfaktoren von knapp 1% gemessen. Der hierbei vom Treiber gelieferte Gitterstrom der Endröhren war je 1,2 A Gleichstrommittelwert oder etwa 8 A Spitzenwert.

Zusammenfassung

Nach einem Rückblick auf die bisherige Entwicklung von Modulationsverstärkern für Sender werden eine neue Modulatorschaltung beschrieben und Meßergebnisse an Musterschaltungen mitgeteilt. Nachdem mit den letzten Schaltungen (Hoher Meißner) Klirrfaktorwerte (um 1%) erreicht wurden, die weiter zu unterbreiten nicht sinnvoll ist, richtet sich die Entwicklungsarbeit jetzt auf Verringerung des Aufwandes und Erhöhung des Sanderwirkungsgrades.

Die neue Schaltung ist durch Gitterstrombetrieb der Treiberöhre und eine innere Gleichstromgegenkopplung des Treibers gekennzeichnet. Im Treiber kann infolgedessen eine kleinere Röhrentype verwendet werden und in den Netzgeräten lassen sich Ersparnisse erzielen. Der breitbandige Verstärker kann über alles kräftig gegengekoppelt und der Ruhestrom der Endröhren dadurch herabgesetzt werden. Letzteres ist gleichbedeutend mit einer merklichen Verbesserung des Gesamtwirkungsgrades.

Literatur

- [1] W. T. Runge, Das Klirrfaktorproblem beim anodenspannungsmodulierten Sender: Telefunken-Zeitung 25, H. 95 (August 1952) S. 135.
- [2] F. Büncher, Die nichtlinearen Verzerrungen im Gegenakt-B-Verstärker mit Transformatorausgang: Telefunken-Zeitung 26, H. 101 (August 1953) S. 313.

Zur Bemessung von HF- und ZF-Verstärkern für Mehrkanalverbindungen mit Frequenzmodulation. Teil II

Von R. Schienemann

Der erste Teil dieser Arbeit umfaßt die theoretischen Unterlagen, die für die Bemessung eines Verstärkers erforderlich sind. Der Verlauf der Seitenbandamplituden einer FM-Schwingung, der sich aus einer Reihe von Besselfunktionen ergab, gestattet eine näherungsweise Angabe der notwendigen Bandbreite. Ihre genauere Bestimmung ist möglich, wenn die bei FM auftretenden Verzerrungen bekannt sind. Für die Klirrfaktoren, die ein Maß für diese Verzerrungen sind, wurden Ausdrücke angegeben, die nach Grad- und Ordnungszahl unterschieden sind. Sie enthalten Ableitungen der Amplituden- und Phasenkurve des Verstärkers. In einer Tabelle wurden diese Ableitungen für Einzelkreise und zweikreisige Bandfilter zusammengestellt. Die Klirrfaktorberechnungen zeigen, daß quadratische Verzerrungen verschwinden, wenn der Kreis oder das Bandfilter genau auf den Träger abgestimmt sind. Kubische Verzerrungen 1. Ordnung treten bei Bandfiltern mit der relativen Kopplung $\sqrt{1/3}$ ebenfalls nicht auf. Für mehrstufige Verstärker wurden Ausdrücke angegeben, nach denen die Ableitungen für den gesamten Verstärker aus denen der einzelnen Stufen berechnet werden können. Die kubischen Verzerrungen 1. Ordnung in Einzelkreisen können durch solche in Bandfiltern geeigneter Kopplung kompensiert werden. Bei kubischen Verzerrungen 2. Ordnung tritt eine Kompensation der von der Phasenkurve herrührenden Verzerrungen durch die von der Amplitudenkurve bedingten ein. Die beiden Werte der relativen Kopplung, bei denen dies der Fall ist, ändern sich mit der Stufenzahl des Verstärkers.

II. Gesichtspunkte für praktische Bemessung

1. Bestimmung der Bandbreite auf Grund des Abfalls der Seitenbandamplituden

Mit den im ersten Teil zusammengestellten Erkenntnissen soll nun die Aufgabe behandelt werden, einen Verstärker zweckmäßig zu bemessen. Das setzt voraus, daß über die Höhe der zugelassenen Verzerrungen bestimmte Annahmen gemacht werden. Ferner seien der Frequenzhub und die höchste Modulationsfrequenz gegeben. Für ein durchzurechnendes Beispiel sei $k_2, \text{max} = 0,8\%$, $k_3, \text{max} = 2\%$ gegeben. Der Frequenzhub soll 60 kHz bei einer höchsten NF von ebenfalls 60 kHz betragen.

Um das Übersprechen von einem Sprechkanal einer Mehrkanalverbindung auf die übrigen zu ermitteln, genügt es nach Kettel [5], wenn der quadratische Klirrfaktor bis zur halben höchsten Modulationsfrequenz, der kubische Klirrfaktor bis zum dritten Teil der höchsten Modulationsfrequenz (im vorliegenden Beispiel 20 kHz) berücksichtigt wird. Für eine überschlägige Feststellung der benötigten Bandbreite kann man davon ausgehen, daß ein quadratischer Klirrfaktor bei genauer Abstimmung nicht vorhanden ist. Der auftretende Klirrfaktor ist also nur dritten Grades. Aus der höchsten dabei zu berücksichtigenden Modulationsfrequenz und dem Hub ist der Modulationsindex $I = \Delta f / f_{\text{max}} = 60/20 = 3$ gegeben. Der Verlauf der Seitenbandamplituden für diesen Index war in Bild 1 (Heft 105 S. 157) dargestellt. Für eine grobe Abschätzung genügt es anzunehmen, daß k_3 dem nicht durch den Verstärker hindurchkommenden Amplitudenanteil entspricht.

Auf der Kurve mit dem Index I in Bild 1 ist dann der Punkt gegeben, bis zu dem die Seitenbänder noch übertragen werden müssen. Es genügt, dabei die Amplitude des dem Durchlaßbereich zunächst liegenden Seitenbandpaares zu beachten, da die entfernteren Seitenbänder kleinere Amplituden haben und ihr Anteil an der unterdrückten Amplitude vernachlässigt werden kann.

In unserem Beispiel müßte also das erste außerhalb des Durchlaßbereiches des Verstärkers liegende Seitenband auf jeder Seite 1% der Summenamplitude ausmachen. Man liest auf der Kurve mit $I = 3$ bei 1×10^{-2} den Wert 6,1 als Ordnungszahl des Seitenbandes ab. Das vorhergehende Seitenband mit der Ordnungszahl 5 muß also noch im Durchlaßbereich des Verstärkers liegen. Da der Flankenabfall innerhalb des Wertes 0,7 nicht beliebig steil ist, darf der Verstärker auch etwas schmaler sein. Rechnet man mit 4,8 als Ordnungszahl des letzten Seitenbandes, so wird die gesamte Breite des Verstärkers $B_v = 2 \times 4,8 \times 20 = 192$ kHz. Um die Breite eines einzelnen Kreises dieses Verstärkers

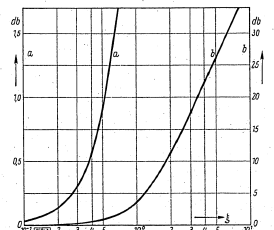


Bild 3: Selektionskurve eines Bandfilters mit $\alpha = 1/\sqrt{3}$

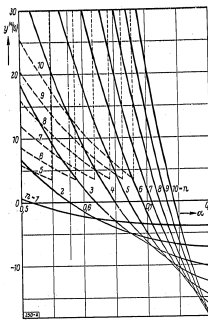


Bild 4: $y^{(4)}(0)$ für n Bandfilter in Abhängigkeit von α (bei den gestrichelten Kurven sind die Ordinatenwerte mit 10 zu multiplizieren)

zu ermitteln, sei angenommen, daß er aus sechs Bandfiltern mit Kreisen der Breite B und einem Bandfilter für eine Grenzerstufe mit Kreisen der Breite $1,5 B$ bestehe. Die relative Kopplung der Bandfilterkreise sei $\alpha = \sqrt{1/3}$. Die Selektionskurve eines solchen Filters zeigt Bild 3. Daraus läßt sich die Breite eines Kreises $B = 520$ kHz ermitteln.

2. Kontrolle der kubischen Verzerrungen

Entsprechend der Wahl der Kopplung sind kubische Verzerrungen 1. Ordnung nicht vorhanden. Die Verzerrungen 2. Ordnung ergeben sich nach Gleichung (25). Die Werte für $y^{(4)}(0)$ entnimmt man Bild 4, in dem der Verlauf für verschiedene Bandfilterzahlen in dem praktisch interessierenden Kopplungsbereich dargestellt ist. Die Werte für $y''(0)$, $y'(0)$ und $y'''(0)$ ergeben sich aus Bild 5. Kreise anderer Breite B' rechnet man zweckmäßig auf die gleiche Breite B um. Dabei ist

$$y''(0)_{B'} = y''(0)_B \frac{B}{B'} ; y'(0)_{B'} = y'(0)_B \left(\frac{B}{B'}\right)^2$$

$$y'''(0)_{B'} = y'''(0)_B \left(\frac{B}{B'}\right)^3 ; y^{(4)}(0)_{B'} = y^{(4)}(0)_B \left(\frac{B}{B'}\right)^4$$

Für das Ergebnis bei ungleichartigen Koppellementen gelten die Ausdrücke (17) bis (20). In unserem Beispiel sind die Werte für die 6 Filter der Breite B : $y^{(4)}(0) = 40,5$; $y''(0) = -4,5$; $y'(0) = -9$; $y'''(0) = 0$, die des Filters mit der Breite $1,5 B$: $y^{(4)}(0) = -0,334$; $y''(0) = -0,334$; $y'(0) = -1$; $y'''(0) = 0$. Aus (17) bis (20) ergibt sich $y^{(4)}(0) = 49,2$; $y''(0) = -4,83$; $y'(0) = -10$; $y'''(0) = 0$ und der Klirrfaktor ist

$$k_{3,2} = \frac{3 \cdot 4 \cdot 10^8 \cdot 36 \cdot 10^8}{730 \cdot 10^{20}} [49,2 - 23,4] = 1,53 \cdot 10^{-3}$$

Bei Dimensionierung nach verschwindendem $k_{3,2}$ (Bild 2) ist $\alpha = 0,6$, und es ergeben sich folgende Werte:

$$y'''(0) = -0,762 \text{ für } 6 \text{ Filter der Breite } B, y'''(0) = -0,038 \text{ für } 1 \text{ Filter der Breite } 1,5 B.$$

Es wird also nach (12)

$$k_{3,1} = \left(-\frac{2 \cdot 10^4 \cdot 35 \cdot 10^8}{140 \cdot 10^{15}}\right) \cdot 0,8 = (-) 0,41 \cdot 10^{-3}$$

3. Quadratische Verzerrungen infolge Kapazitätsstreuungen

Die im vorigen Abschnitt ermittelten Werte für k_3 sind in beiden Fällen so weit unter dem zugelassenen Wert, daß man verleitet werden könnte, die Bandbreite kleiner zu machen. Das ist aber aus folgenden Gründen nicht ratsam. Bei der Berechnung des Klirrfaktors war vorausgesetzt worden, daß die Kreise genau auf die Trägermitte abgestimmt sind. Diese Annahme trifft in der Praxis nicht zu. Schon beim Abgleichen der Kreise kann eine Verstimmung auftreten, deren Größe von verschiedenen Bedingungen abhängt. Beispielsweise bedingt das Abstimmen nach dem Maximalauschlag eines Instrumentes am Ausgang des Verstärkers eine gewisse Toleranz. Ferner ist die Mechanik der Abstimmung von Einfluß. Die Resonanzlage muß sich möglichst zügig einstellen lassen. Die durch Trimmer oder Schraubkerne bewirkte Veränderung darf also nicht zu grob werden. Schließlich muß die einmal gefundene Einstellung auch bei Erschütterungen erhalten bleiben. Das gleiche gilt auch für die Kopplung, die ebenfalls vom richtigen Wert abweichen kann.

Eine genauere Beurteilung der Abstimmung ist auf Grund der Kurven-Symmetrie in bezug auf die Mittenfrequenz möglich. Man kann so kleine Abstimmfehler nachträglich kompensieren. Die Kurve wird wieder

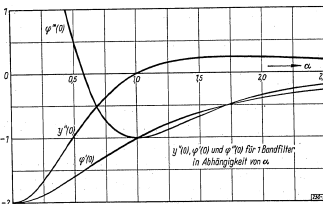


Bild 5: $y''(0)$, $y'(0)$ und $y'''(0)$ für ein Bandfilter über α

symmetrisch, wenn ein Abstimmfehler eines Kreises nach der einen Seite durch eine entsprechende Abweichung eines anderen Kreises in der entgegengesetzten Richtung ausgeglichen wird.

Der Ausdruck für $y''(0)$ lautet für einen Einzelkreis bei der relativen Verstimmung ξ

$$y''(0) = \frac{2\xi}{(1+\xi^2)^2}$$

Für kleine Werte von ξ kann man schreiben

$$y''(0) \approx 2\xi = y'''(0)\xi \tag{26}$$

Bei einem Bandfilter ist

$$y''(0) = \frac{4\xi^5 + 8\xi^3(1+\alpha^2) + 4\xi(1-3\alpha^2)(1+\alpha^2)}{[\xi^4 + 2\xi^2(1-\alpha^2) + (1+\alpha^2)^2]}$$

Für kleine Werte von ξ

$$y''(0) \approx \frac{4\xi(1-3\alpha^2)}{(1+\alpha^2)^2} = y'''(0)\xi \tag{27}$$

Ist $\alpha^2 = 1/3$, also $y'''(0) = 0$, so wird

$$y''(0) \approx \frac{8\xi^3 \cdot 27}{64} = 3,375 \xi^3 \tag{28}$$

Die Bedingung für das Verschwinden von k_2 , $\sum y''(0) = 0$, ist durch Einzelwerte von $y''(0)$ mit verschiedenen Vorzeichen immer zu erfüllen.

Ein Verstärker darf auch beim Röhrenwechsel seine Werte nicht über ein bestimmtes Maß hinaus ändern. Die Kapazitäten der Röhren weisen aber Streuungen auf, so daß die mit ihnen verbundenen Schwingkreise verstimmt werden. Es kann also bei Röhrenwechsel ein Klirrfaktor 2. Grades wieder auftreten. Die infolge der Röhrenstreuung auftretende Verstimmung wird durch die den Röhrenkapazitäten parallel liegende Kreiskapazität begrenzt. Diese ist deshalb so zu bemessen, daß die maximale Verstimmung den quadratischen Klirrfaktor nicht über das zulässige Maß hinaus anwachsen läßt. Obwohl die Verstimmung an den einzelnen Kreisen verschiedene Größe und Richtung haben können, sei hier zur Beurteilung ihrer Auswirkungen mit gleich großen und gleich gerichteten Verstimmungen gerechnet. Sind beide Kreise eines Bandfilters nach der gleichen Seite verstimmt, so ist das Filter als Ganzes verstimmt. Der quadratische Klirrfaktor 1. Ordnung hängt dann von y'' ab. Bei Bandfiltern mit $\alpha = \sqrt{1/3}$ wird $y''(0)$ ein Minimum. In Abschnitt I wurden bei der Erörterung des kubischen Klirrfaktors zwei Wege zu seiner Verkleinerung festgestellt, nämlich Verwendung von Bandfiltern mit $\alpha > \sqrt{1/3}$, die durch Einzelkreise passender Breite kompensiert werden oder Verwendung von Bandfiltern mit $\alpha = \sqrt{1/3}$ allein. Da bei Kapazitätsstreuungen naturgemäß nicht alle Kreise betroffen werden oder auch nicht alle nach der gleichen Seite verstimmt werden, ist es vorteilhafter, den zweiten Weg zu benutzen, da für jedes Filter mit $y'''(0) = 0$ auch $y''(0) \approx 0$ wird. Dies sei durch folgende Zahlenrechnung belegt.

Wenn in dem als Beispiel berechneten Verstärker die sechs Stufen aus vier Bandfiltern mit $\alpha = 1$ und zwei Einzelkreisen gleicher Breite bestünden, wäre zwar $y'''(0) = 0$, eine Verstimmung an zwei Filtern von $\xi = 0,2$ würde jedoch ein

$$k_{2,1} = 2 \cdot \frac{2f\Delta f}{B^2} y''(0)\xi = 2 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^4}{27 \cdot 10^{10}} \cdot (-1) \cdot 0,2 = (-) 5,34 \cdot 10^{-3}$$

zur Folge haben. Bei Verwendung von sechs Filtern mit $\alpha = \sqrt{1/3}$, von denen zwei um $\xi = 0,2$ verstimmt sind, ergibt sich dagegen nur ein

$$k_{2,2} = 2 \cdot \frac{2f\Delta f}{B^2} \cdot 3,375 \cdot \xi^3 = 2 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^4}{27 \cdot 10^{10}} \cdot 3,375 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3} = 0,72 \cdot 10^{-3}$$

Der Klirrfaktor 2. Ordnung ergibt sich nach (13) unter Berücksichtigung der Beziehungen

$$y'''(0) \approx y^{(4)}(0)\xi; y'(0) \approx y''(0)\xi \tag{29}$$

die in ähnlicher Weise wie (26) und (27) aufgestellt wurden, zu

$$k_{2,2} = \frac{4f^2\Delta f}{B^3} \xi [y^{(4)}(0) - y''(0)] - 2 y''(0) \cdot y'''(0) \tag{30}$$

Der Index v bedeutet, daß die Ableitungen sich nur auf die verstimmten Elemente beziehen, der Index g , daß der Wert für die Gesamtzahl aller Elemente einzusetzen ist.

In Bild 6 ist der Wert von $k_{2,2}$ in Abhängigkeit von der Zahl der verstimmten Filter bei einer Verstimmung

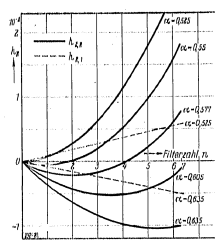


Bild 6: Quadratischer Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Zahl der verstimmten Filter bei gleichzeitigen Auftreten von Kapazitätsänderungen. Größe der Verstimmung $\xi = 0,2$

$\xi = 0,2$ aufgetragen. Der Endpunkt der Kurven entspricht dem gemäß Abschnitt III 1 gewählten Bandfilter in der 7. (Begrenzer-) Stufe, das die 1,5fache Bandbreite hat. Da $k_{2,2}$ umgekehrt proportional B^3 ist, muß man die Abszissenzunahme für diesen Punkt um $(1/1,5)^3$ verkleinern, damit er sich in den Kurvenverlauf einfügt. Weitere Kurven in Bild 6 zeigen den Verlauf des Klirrfaktors, wenn zusätzlich eine Streuung in der Kopplung von $\pm 5\%$ und $\pm 10\%$ angenommen wird. Auch k_1 wächst an, wenn die Kopplung einen von $\alpha = 1/\sqrt{3}$ abweichenden Wert hat.

Rechnet man mit einer Kopplung, die um 10% unter dem Sollwert von $\alpha = 1/\sqrt{3}$ bleibt, so liegt der Maximalwert von $k_{2,1}$ $\hat{=} k_{2,2}$, die geometrisch zu addieren sind, mit $2,85\%$ erheblich über dem als zulässig angenommenen Wert von $0,8\%$. Die mit $\xi = 0,2$ angenommene Verstimmung müßte also auf $\xi = 0,056$ verringert werden, damit $k_{2,1} \hat{=} k_{2,2}$ in den zulässigen Grenzen bleibt.

Ist die Resonanzfrequenz eines Kreises f_0 , seine Breite B , die Kapazität C , so wird die Verstimmung bei einer Änderung der Kapazität um ΔC :

$$\xi = \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{f_0}{B}$$

Die Kapazität C , bei der infolge der Schwankung ΔC die Verstimmung ξ entsteht, ist demnach:

$$C = \frac{\Delta C}{\xi} \cdot \frac{f_0}{B} \quad (31)$$

Für die Streuungen der Röhrenkapazitäten gegen den Mittelwert kann man Grenzwerte ΔC_{max} annehmen. Innerhalb dieser Werte wird sich die Anzahl der Röhren mit einer bestimmten Abweichung vom Kapazitätswert nach einer Gaußschen Fehlerkurve $f(\Delta C)$ verteilen (Bild 7). Man möchte wissen, welche mittlere Streuung des Kapazitätswertes bei einer bestimmten Wahrscheinlichkeit und n Röhren sich als ungünstigster Wert ergibt, wobei angenommen werden soll, daß alle Fehler das gleiche Vorzeichen haben. Die Antwort ergibt sich aus folgender Überlegung: Das Gaußsche Fehlerintegral gibt die Wahrscheinlichkeit dafür an, daß sich ein Kapazitätswert innerhalb der Fehlergrenzen $\pm \Delta C$ befindet. Nimmt man z. B. an, daß etwa 3% aller gefertigten Röhren die Toleranz überschreiten, so würde die Kurve $W(\Delta C)$ in Bild 7 jeweils angeben, welcher Prozentsatz der Röhren innerhalb von vorgegebenen Werten $C \pm \Delta C$ liegt, also welche Wahrscheinlichkeit besteht, daß die Kapazität einer Röhre innerhalb dieser Werte sich befindet. Der Wert $1 - W(\Delta C)$ ist dann die Wahrscheinlichkeit dafür, daß der Kapazitätswert einer Röhre außerhalb der Grenzen $C \pm \Delta C$ liegt. Die Wahrscheinlichkeit für eine Abweichung mit bestimmten Vorzeichen ist halb so groß, also $[1 - W(\Delta C)]/2$. Sollen gleichzeitig die Kapazitätswerte von n Röhren $> (C + \Delta C)$ oder $< (C - \Delta C)$ sein, so ist die Wahrscheinlichkeit dafür

$$W_n(\Delta C) = \left[\frac{1 - W(\Delta C)}{2} \right]^n$$

Ist $W_n(\Delta C)$ gegeben, so ist

$$W(\Delta C) = 1 - 2 \sqrt[n]{1 - W_n(\Delta C)}$$

Aus der Kurve $W(\Delta C)$ können die zugehörigen ΔC -Werte ermittelt werden. Diese sind für die Wahrscheinlichkeiten $W_n(\Delta C) = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ in Bild 8 dargestellt. Daraus entnimmt man, daß der Kapazitätswert einer einzigen Röhre noch mit beispielsweise 1% Wahrscheinlichkeit zwischen $C + \Delta C_{max}$ und $C + 0,89 \Delta C_{max}$ liegen kann. Für zwei Röhren erweitert sich dieser Spielraum bis $C + 0,555 \Delta C_{max}$, für drei Röhren bis $C + 0,347 \Delta C_{max}$ usw. Wenn von mehreren Röhren die Kapazität der ersten im Bereich $C + \Delta C_{max}$ bis $C + 0,89 \Delta C_{max}$ angenommen wird, kann die der zweiten nur im Bereich $C + 0,89 \Delta C_{max}$ bis $C + 0,555 \Delta C_{max}$ liegen, usw. Ferner geht aus den Kurven hervor, daß mit 1% Wahrscheinlichkeit nicht mehr als

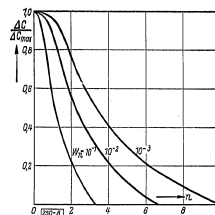
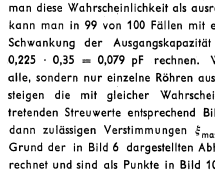


Bild 8: Streukapazitäten, die mit der Wahrscheinlichkeit W_n bei n Röhren überschritten werden

6 Röhren eine einseitig gerichtete Abweichung der Kapazität haben können. Sind mehr als 6 Röhren vorhanden, so liegen ihre Kapazitäten derartig verteilt, daß positive und negative Abweichungen von der mittleren Kapazität auftreten, deren Mittelwert Null ist. Man kann also eine Mittelwertbildung über die Kapazitäten aller Röhren durchführen. Bild 9 zeigt diese Mittelwerte in Abhängigkeit von der Zahl der Röhren bei verschiedenen Wahrscheinlichkeiten, wobei als Kapazitätswert der einzelnen Röhren der mit der größten Abweichung des jeweiligen Intervalls angenommen wurde. Die Kurven laufen gekrümmt bis zu jenem Wert n , bei dem in Bild 8 $\Delta C = 0$ wird.

In dem angeführten Beispiel sind bei 7 Röhren 14 Kapazitäten vorhanden, die voneinander unabhängige Streuungen haben können, und zwar schwankt bei der Röhre EF 800 die Eingangskapazität um $\pm 0,7$ pF, die Ausgangskapazität um $\pm 0,35$ pF. Ein Mittelwert

von $C + 0,135 \Delta C_{max}$ ($n = 14$) wird nach Bild 9 noch in 1 von 10 Fällen überschritten, ein Mittelwert von $C + 0,225 \Delta C_{max}$ nur in 1 von 100 Fällen. Sieht man diese Wahrscheinlichkeit als ausreichend an, so kann man in 99 von 100 Fällen mit einer mittleren Schwankung der Ausgangskapazität von $\Delta C = 0,225 \cdot 0,35 = 0,079$ pF rechnen. Werden nicht alle, sondern nur einzelne Röhren ausgetauscht, so steigen die mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftretenden Streuwerte entsprechend Bild 10 an. Die dann zulässigen Verstimmungen ξ_{max} wurden auf Grund der in Bild 6 dargestellten Abhängigkeit errechnet und sind als Punkte in Bild 10 eingetragen.



Rechnet man daraus nach (31) die Kapazitäten aus, so ergibt sich für die Ausgangskapazität C_1 ein Maximalwert bei 6 Röhren mit

$$C_1 = \frac{0,092 \cdot 10,7}{0,061 \cdot 0,52} = 31 \text{ pF}$$

Die Gitterkreiskapazität ergibt sich zu $C_2 = 62$ pF. Man kann auch beide Kreise mit gleicher Kapazität C_1 ausführen und gitterseitig transformieren. Die Stufenverstärkung ergibt sich in beiden Fällen zu:

$$V = S \sqrt{R_1 R_2} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}; \text{ dabei ist } R_1 = \frac{1}{2 \pi \cdot B \cdot C_1}; R_2 = \frac{1}{2 \pi \cdot B \cdot C_2} \quad (32)$$

$$\text{also } V = \frac{S}{2 \pi \cdot B} \sqrt{C_1 \cdot C_2} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}$$

$$= \frac{7,2 \cdot 10^{-3}}{2 \pi \cdot 0,52 \cdot 10^6} \sqrt{31 \cdot 62} \cdot 10^{-12} \cdot \frac{0,577}{1,333} = 21,8 \quad (33)$$

Verwendet man unsymmetrisch bedämpfte Filter, so läßt sich eine etwas höhere Stufenverstärkung erzielen, wenn man m (Tabelle 1) so wählt, daß gerade bei $\alpha = 1$ $q''(0) = 0$ wird. Es muß $m = 0,518$ bzw. $1,931$ sein. Die geringere Breite, die die Kreise des unsymmetrischen Filters haben können, bringt keinen weiteren Gewinn, da die Kreiskapazität nach (31) entsprechend größer wird. Es ist nach (8) das geometrische Mittel der Breite beider Kreise:

$$B_0 = B_1 \cdot \frac{2}{m + 1/m} = 520 \cdot \frac{2}{2,449} = 425 \text{ kHz.}$$

Ist $B_1 = m B = 0,518 \cdot 425 = 220 \text{ kHz}$, $B_2 = \frac{B}{m} = \frac{425}{0,518} = 820 \text{ kHz}$,

so wird nach (31) $C_1 = \frac{0,092 \cdot 10,7}{0,051 \cdot 0,22} = 73,5 \text{ pF}$; $C_2 = \frac{0,184 \cdot 10,7}{0,051 \cdot 0,82} = 39,4 \text{ pF}$

und die Stufenverstärkung: $V = \frac{7,2 \cdot 10^{-3}}{2 \pi \cdot 0,425 \cdot 10^6} \sqrt{73,5 \cdot 39,4} \cdot 10^{-12} \cdot \frac{1}{2} = 25.$

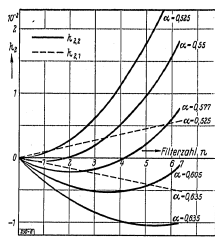


Bild 6: Quadratischer Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Zahl der verstimmten Filter bei gleichzeitigem Auftreten von Kapazitätsänderungen. GröÙe der Verstimmung $\xi = 0,2$.

$\xi = 0,2$ aufgetragen. Der Endpunkt der Kurven entspricht dem gemäß Abschnitt III 1 gewählten Bandfilter in der 7. (Begrenzer-) Stufe, das die 1,5fache Bandbreite hat. Da $k_{2,2}$ umgekehrt proportional B^3 ist, muß man die Abszissenzunahme für diesen Punkt um $(1/1,5)^3$ verkleinern, damit er sich in den Kurvenverlauf einfügt. Weitere Kurven in Bild 6 zeigen den Verlauf des Klirrfaktors, wenn zusätzlich eine Streuung in der Kopplung von $\pm 5\%$ und $\pm 10\%$ angenommen wird. Auch k_1 wächst an, wenn die Kopplung einen von $\alpha = 1/\sqrt{3}$ abweichenden Wert hat.

Rechnet man mit einer Kopplung, die um 10% unter dem Sollwert von $\alpha = 1/\sqrt{3}$ bleibt, so liegt der Maximalwert von $k_{2,1} \cdot k_{2,2}$, die geometrisch zu addieren sind, mit $2,85\%$ erheblich über dem als zulässig angenommenen Wert von $0,8\%$. Die mit $\xi = 0,2$ angenommene Verstimmung müÙte also auf $\xi = 0,056$ verringert werden, damit $k_{2,1} \cdot k_{2,2}$ in den zulässigen Grenzen bleibt. Ist die Resonanzfrequenz eines Kreises f_0 , seine Breite B , die Kapazität C , so wird die Verstimmung bei einer Änderung der Kapazität um ΔC :

$$\xi = \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{f_0}{B}$$

Die Kapazität C , bei der infolge der Schwankung ΔC die Verstimmung ξ entsteht, ist demnach:

$$C = \frac{\Delta C}{\xi} \cdot \frac{f_0}{B} \quad (31)$$

Für die Streuungen der Röhrenkapazitäten gegen den Mittelwert kann man Grenzwerte ΔC_{max} annehmen. Innerhalb dieser Werte wird sich die Anzahl der Röhren mit einer bestimmten Abweichung vom Kapazitätswert nach einer Gaußschen Fehlerkurve $f(\Delta C)$ verteilen (Bild 7). Man möchte wissen, welche mittlere Streuung des Kapazitätswertes bei einer bestimmten Wahrscheinlichkeit und n Röhren sich als ungünstigster Wert ergibt, wobei angenommen werden soll, daß alle Fehler das gleiche Vorzeichen haben. Die Antwort ergibt sich aus folgender Überlegung: Das Gaußsche Fehlerintegral gibt die Wahrscheinlichkeit dafür an, daß sich ein Kapazitätswert innerhalb der Fehlergrenzen $\pm \Delta C$ befindet. Nimmt man z. B. an, daß etwa 3% aller gefertigten Röhren die Toleranz überschreiten, so würde die Kurve $W(\Delta C)$ in Bild 7 jeweils angeben, welcher Prozentsatz der Röhren innerhalb von vorgegebenen Werten $C \pm \Delta C$ liegt, also welche Wahrscheinlichkeit besteht, daß die Kapazität einer Röhre innerhalb dieser Werte sich befindet. Der Wert $1 - W(\Delta C)$ ist dann die Wahrscheinlichkeit dafür, daß der Kapazitätswert einer Röhre außerhalb der Grenzen $C \pm \Delta C$ liegt. Die Wahrscheinlichkeit für eine Abweichung mit bestimmten Vorzeichen ist halb so groß, also $[1 - W(\Delta C)]/2$. Sollen gleichzeitig die Kapazitätswerte von n Röhren $> (C + \Delta C)$ oder $< (C - \Delta C)$ sein, so ist die Wahrscheinlichkeit dafür

$$W_n(\Delta C) = \left(\frac{1 - W(\Delta C)}{2} \right)^n$$

Ist $W_n(\Delta C)$ gegeben, so ist

$$W(\Delta C) = 1 - 2 \sqrt[n]{W_n(\Delta C)}$$

Aus der Kurve $W(\Delta C)$ können die zugehörigen ΔC -Werte ermittelt werden. Diese sind für die Wahrscheinlichkeiten $W_n(\Delta C) = 10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}$ in Bild 8 dargestellt. Daraus entnimmt man, daß der Kapazitätswert einer einzigen Röhre noch mit beispielsweise 1% Wahrscheinlichkeit zwischen $C + \Delta C_{max}$ und $C + 0,89 \Delta C_{max}$ liegen kann. Für zwei Röhren erweitert sich dieser Spielraum bis $C + 0,555 \Delta C_{max}$, für drei Röhren bis $C + 0,347 \Delta C_{max}$ usw. Wenn von mehreren Röhren die Kapazität der ersten im Bereich $C + \Delta C_{max}$ bis $C + 0,89 \Delta C_{max}$ angenommen wird, kann die der zweiten nur im Bereich $C + 0,89 \Delta C_{max}$ bis $C + 0,555 \Delta C_{max}$ liegen, usw. Ferner geht aus den Kurven hervor, daß mit 1% Wahrscheinlichkeit nicht mehr als

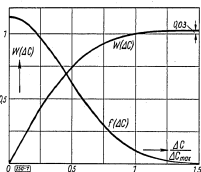


Bild 7: Verteilung der Kapazitätsstreuungen von Röhren $f(\Delta C)$ und die Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens $W(\Delta C)$. (Der Ordinatenmaßstab für $f(\Delta C)$ ist von der Gesamtzahl der betrachteten Röhren abhängig. Er wird für die folgenden Überlegungen nicht benötigt.)

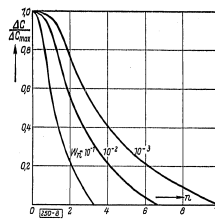


Bild 8: Streukapazitäten, die mit der Wahrscheinlichkeit W_n bei n Röhren überschritten werden

6 Röhren eine einseitig gerichtete Abweichung der Kapazität haben können. Sind mehr als 6 Röhren vorhanden, so liegen ihre Kapazitäten derartig verteilt, daß positive und negative Abweichungen von der mittleren Kapazität auftreten, deren Mittelwert Null ist. Man kann also eine Mittelwertbildung über die Kapazitäten aller Röhren durchführen. Bild 9 zeigt diese Mittelwerte in Abhängigkeit von der Zahl der Röhren bei verschiedenen Wahrscheinlichkeiten, wobei als Kapazitätswert der einzelnen Röhren der mit der größten Abweichung des jeweiligen Intervalls angenommen wurde. Die Kurven laufen gekrümmt bis zu jenem Wert n , bei dem in Bild 8 $\Delta C = 0$ wird.

In dem angeführten Beispiel sind bei 7 Röhren 14 Kapazitäten vorhanden, die voneinander unabhängige Streuungen haben können, und zwar schwankt bei der Röhre EF 800 die Eingangskapazität um $\pm 0,7$ pF, die Ausgangskapazität um $\pm 0,35$ pF. Ein Mittelwert

von $C + 0,135 \Delta C_{max}$ ($n = 14$) wird nach Bild 9 noch in 1 von 10 Fällen überschritten, ein Mittelwert von $C + 0,225 \Delta C_{max}$ nur in 1 von 100 Fällen. Sieht man diese Wahrscheinlichkeit als ausreichend an, so kann man in 99 von 100 Fällen mit einer mittleren Schwankung der Ausgangskapazität von $\Delta C = 0,225 \cdot 0,35 = 0,079$ pF rechnen. Werden nicht alle, sondern nur einzelne Röhren ausgewechselt, so steigen die mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftretenden Streuwerte entsprechend Bild 10 an. Die dann zulässigen Verstimnungen ξ_{max} wurden auf Grund der in Bild 6 dargestellten Abhängigkeit errechnet und sind als Punkte in Bild 10 eingetragen.

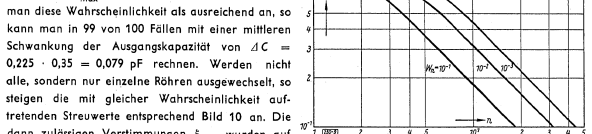


Bild 9: Mittlere Streukapazitäten, die mit der Wahrscheinlichkeit W_n bei n Röhren überschritten werden

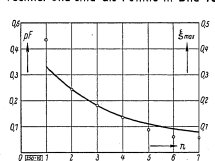


Bild 10: Mittlere Streuung der Ausgangskapazität (EF 800) in Abhängigkeit von der Stufenzahl (ausgezogene Kurve). Die Punkte geben die zulässige Verstimmung an, die sich aus Bild 6 für den zulässigen Klirrfaktor ergibt

Rechnet man daraus nach (31) die Kapazitäten aus, so ergibt sich für die Ausgangskapazität C_1 ein Maximalwert bei 6 Röhren mit

$$C_1 = \frac{0,092 \cdot 10,7}{0,061 \cdot 0,52} = 31 \text{ pF}$$

Die Gitterkreisfrequenz f_0 sei $C_2 = 62$ pF. Man kann auch beide Kreise mit gleicher Kapazität C_1 ausführen und gitterseitig transformieren. Die Stufenverstärkung ergibt sich in beiden Fällen zu:

$$V = S \sqrt{R_1 R_2} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}; \text{ dabei ist } R_1 = \frac{1}{2 \pi \cdot B \cdot C_1}; R_2 = \frac{1}{2 \pi \cdot B \cdot C_2} \quad (32)$$

$$\text{also } V = \frac{S}{2 \pi \cdot B} \sqrt{C_1 \cdot C_2} \frac{\alpha}{1 + \alpha^2}$$

$$= \frac{7,2 \cdot 10^{-3}}{2 \pi \cdot 0,52 \cdot 10^6 \sqrt{31 \cdot 62 \cdot 10^{-12}}} \frac{0,577}{1,333} = 21,8 \quad (33)$$

Verwendet man unsymmetrisch bedämpfte Filter, so läÙt sich eine etwas höhere Stufenverstärkung erzielen, wenn man m (Tabelle 1) so wählt, daß gerade bei $\alpha = 1$ ($\omega''(0) = 0$) wird. Es muß $m = 0,518$ bzw. $1,931$ sein. Die geringere Breite, die die Kreise des unsymmetrischen Filters haben können, bringt keinen weiteren Gewinn, da die Kreisfrequenz nach (31) entsprechend größer wird. Es ist nach (8) das geometrische Mittel der Breite beider Kreise:

$$B_u = B_1 \cdot \frac{2}{m + 1/m} = 520 \cdot \frac{2}{2,449} = 425 \text{ kHz.}$$

Ist $B_1 = m \cdot B = 0,518 \cdot 425 = 220$ kHz, $B_2 = \frac{B}{m} = \frac{425}{0,518} = 820$ kHz,

so wird nach (31) $C_1 = \frac{0,092 \cdot 10,7}{0,051 \cdot 0,22} = 73,5$ pF; $C_2 = \frac{0,184 \cdot 10,7}{0,051 \cdot 0,82} = 39,4$ pF

und die Stufenverstärkung: $V = \frac{7,2 \cdot 10^{-3}}{2 \pi \cdot 0,425 \cdot 10^6 \sqrt{73,5 \cdot 39,4 \cdot 10^{-12}}} \frac{1}{2} = 25.$

In Röhren, deren Arbeitspunkt zu Regelzwecken verlagert wird, ändert sich die Gitter-Kathodenkapazität. Sie wird mit kleiner werdendem Anodenstrom gleichfalls kleiner und erreicht beim Anodenstrom Null den Wert der statischen Kapazität. Da diese Änderung im Gegensatz zu den Röhrenstreuungen eine Verstärkung in eindeutiger Richtung mit festliegenden Endwerten ergibt, muß diese durch eine entsprechend große Parallelkapazität oder durch Transformation innerhalb der gewünschten Grenze gehalten werden.

4. Quadratische Verzerrungen infolge Rückwirkung

Eine weitere Ursache für das Auftreten von quadratischen Verzerrungen ist die Rückwirkung der Anodenwechselspannung auf die Gitterwechselspannung über die Gitter-Anodenkapazität, da dadurch der am Gitter liegende Kreis verstimmt und anders gedämpft wird.

Ist der Verstärker mit unsymmetrischen Bandfiltern versehen, so ist der Scheinwiderstand des Primärkreises durch den Ausdruck gegeben:

$$\Re = R_1 \frac{-m\xi + 1}{(m+1/m)\xi + j(1-\xi^2 + \alpha^2)}$$

Am Gitter erscheint daher der durch Rückwirkung verursachte Leitwert

$$\mathfrak{G}_r = \frac{j\omega C_{ga} V (-m\xi + 1)}{-(m+1/m)\xi + j(1-\xi^2 + \alpha^2)}$$

worin $V = S \cdot R_1 \frac{1}{1+\alpha^2}$ die Verstärkung an der Anode ist. (34)

Nach Zerlegung in Real- und Imaginärteil wird

$$\mathfrak{G}_r = \frac{\xi \left[\frac{1}{2}(1/m) - m\alpha^2 + m\xi^2 \right] \omega C_{ga} V}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} + \frac{[1 + \alpha^2 + m^2\xi^2] j \omega C_{ga} V}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2}$$

Die Verstimmkapazität ist bei unmoduliertem Träger $C_{ga} V \frac{1}{1+\alpha^2}$. Unter der Voraussetzung, daß die übrige Kreiskapazität um diesen Betrag verringert werde, erhält man für den am Gitter erscheinenden Leitwert:

$$\mathfrak{G}_{ges} = \frac{1}{R} + \omega C_{ga} V \xi \cdot \frac{(1/m) - m\alpha^2 + m\xi^2}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} + j \left[\omega \left(C - C_{ga} V \frac{1}{1+\alpha^2} \right) + j \omega C_{ga} V \frac{1 + \alpha^2 + m^2\xi^2}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right] - \frac{1}{\omega L}$$

Der Ausdruck in 4. Summanden läßt sich umformen

$$\frac{1 + \alpha^2 + m^2\xi^2}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} = \frac{1}{1 + \alpha^2} \left\{ \frac{\xi^4 + \xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right]}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} + [1 + \alpha^2] \right\}$$

Führt man noch ein $1/\omega_0 L = \omega_0 C$, $\omega/\omega_0 = \eta$, $1/\omega_0 C R = d$ (Dämpfung des Gitterkreises ohne Rückwirkung), so wird bei Beschränkung auf kleine Frequenzabweichungen

$$\mathfrak{G}_{ges} = \omega_0 C \left[d + \frac{C_{ga} V \xi}{C} \frac{(1/m) - m\alpha^2 + m\xi^2}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} + j \left(\eta - \frac{1}{\eta} \right) - \frac{C_{ga} V \xi}{C} \frac{\xi^3 + \xi \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right]}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right] \{ 1 + \alpha^2 \}$$

Mit $C_{ga} V/C d = \epsilon$ (rel. Verstimmung des Gitterkreises infolge Rückwirkung) und $\eta - \frac{1}{\eta} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = x = d\xi$ wird

$$\mathfrak{G}_{ges} = \omega_0 C \left[d \left(1 + \epsilon \frac{(1/m) - m\alpha^2 + m\xi^2}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) + j \left(1 - \frac{\epsilon}{1+\alpha^2} \frac{\xi^3 + \xi \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right]}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) \right]$$

Ist der Kreis am Gitter der Sekundärkreis eines Bandfilters, das dem an der Anode liegenden gleich ist, so gelten für Primär- und Sekundärkreis folgende Beziehungen für Dämpfung und Verstimmung:

$$\begin{aligned} c_1 &= d \frac{m}{m} \\ c_2 &= \frac{d}{m} \left(1 + \epsilon \frac{(1/m) - m\alpha^2 + m\xi^2}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) \\ x_1 &= x \\ x_2 &= x \left(1 - \frac{\epsilon}{1+\alpha^2} \frac{\xi^3 + \xi \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right]}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) \end{aligned}$$

Die Spannung am Sekundärkreis eines Bandfilters, dessen Kreise verschieden gedämpft und abgestimmt sind, ist gegeben durch

$$\begin{aligned} \Omega_2 &= \mathfrak{G}_1 \omega_0 L \frac{k}{(d_1 x_2 + d_2 x_1) + j(d_1 d_2 - x_1 x_2 + k^2)} \\ \Omega_2 &= \mathfrak{G}_1 \omega_0 L k \left\{ -d x \left(m - \frac{\epsilon m}{1+\alpha^2} \frac{\xi^3 + \xi \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right]}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) + \frac{1}{m} + \frac{\epsilon}{m} \frac{m\xi^3 + (1/m)\xi - m\alpha^2\xi}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right\} + j \left[d^2 \left(1 + \epsilon \frac{m\xi^3 + (1/m)\xi - m\alpha^2\xi}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) - x^2 \left(1 - \frac{\epsilon}{1+\alpha^2} \frac{\xi^3 + \xi \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right]}{\xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2} \right) + k^2 \right]^{-1} \end{aligned}$$

Daraus ergibt sich tg φ nach einigen Umformungen

$$\begin{aligned} \text{tg } \varphi &= \frac{(m+1/m)(1+\alpha^2) \left\{ \xi^5 + 2\xi^3 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + \xi [1 + \alpha^2]^2 \right\} - \epsilon m \left\{ \xi^6 [1 - (1/m) - (\alpha^2/m)] + \xi^2 [(1/m^2) + (\alpha^2/m) + (\alpha^4/m) - 2\alpha^2 - m^2\alpha^2 - (1/m^3) - (\alpha^2/m^3)] \right\}}{(1 - \xi^2 + \alpha^2)(1 + \alpha^2) \left\{ \xi^4 + 2\xi^2 \left[\frac{1}{2}(m^2 + 1/m^2) - \alpha^2 \right] + [1 + \alpha^2]^2 \right\} + \epsilon \left\{ \xi^5 + \xi^3 [m + (1/m^2) - 2\alpha^2] + \xi (1 + \alpha^2) [(1/m) - m\alpha^2] \right\}} \end{aligned}$$

Nach zweimaliger Differentiation erhält man

$$\varphi''(0) = \frac{1 + (1/m) + \alpha^4 - \alpha^2(m^3 + 2m + m^2 + 1/m^2)}{(1 + \alpha^2)^4} \cdot 2\epsilon \quad (35)$$

Für das symmetrische Filter ($m = 1$) ist

$$\varphi''(0) = \frac{2 + \alpha^4 - 5\alpha^2}{(1 + \alpha^2)^4} \cdot 2\epsilon$$

Mit dem in Beispiel gewählten Wert von $\alpha = 1/\sqrt{3}$ ist für den Sekundärkreis ($C = C_2$)

$$\varphi''(0) = 0,281 \epsilon = 0,281 C_{ga} V/C_2 d$$

Mit (32), (34) und $d = B/f_0$ ist

$$\epsilon = \frac{C_{ga} S f_0}{C_1 C_2 \cdot 2 \pm B^2 (1 + \alpha^2)} = \frac{7 \cdot 10^{-15} \cdot 7,2 \cdot 10^{-3} \cdot 10,7 \cdot 10^6}{31 \cdot 62 \cdot 10^{-24} \cdot 2 \pi \cdot 27 \cdot 10^{10} \cdot 1,333} = 0,124$$

Es ergibt sich ein Klirrfaktor von

$$k_{2,1} = \frac{r_{\Delta F}}{B^2} \cdot \varphi''(0) = \frac{3 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^4}{27 \cdot 10^{10}} \cdot 0,281 \cdot 0,124 = 0,232 \cdot 10^{-3}$$

Auch bei sieben Stufen ist dieser Wert vernachlässigbar gegen die noch vorhandenen Verzerrungen aus anderen Ursachen.

Bei einem unsymmetrischen Filter ergeben sich verschiedene Werte, je nachdem, ob der Primär- oder der Sekundärkreis der schwächer gedämpfte ist. Es ist

$$\epsilon = \frac{7 \cdot 10^{-15} \cdot 7,2 \cdot 10^{-3} \cdot 10,7 \cdot 10^6}{73,5 \cdot 39,4 \cdot 10^{-24} \cdot 2 \pi \cdot 18 \cdot 10^{10} \cdot 2} = 0,0325$$

In beiden Fällen gleich, da $C_1 \cdot C_2$ konstant bleibt. Dagegen ist für $m = 0,518$ nach (40)

$$\varphi''(0) = \frac{1 + 1,931 + 1 - (0,139 + 1,036 + 0,269 + 3,72)}{16} \cdot 2 \cdot 0,0825 = -1,26 \cdot 10^{-2}$$

und für $m = 1,931$

$$\varphi''(0) = \frac{1 + 0,518 + 1 - (7,2 + 3,86 + 3,72 + 0,269)}{16} \cdot 2 \cdot 0,0825 = -20,8 \cdot 10^{-2}$$

Die entsprechenden Klirrfaktoren werden

$$\text{bei } m = 0,518 : k_{2,1} = \frac{3 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^4}{18 \cdot 10^{10}} \cdot (-1,26) \cdot 10^{-2} = (-) 0,126 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{bei } m = 1,931 : k_{2,1} = \frac{3 \cdot 10^4 \cdot 6 \cdot 10^4}{18 \cdot 10^{10}} \cdot (-20,8) \cdot 10^{-2} = (-) 2,08 \cdot 10^{-3}$$

Im ersten Fall ist der Klirrfaktor noch kleiner als bei symmetrischen Filtern, im zweiten Fall dagegen so groß, daß bei sieben Stufen der zulässige Wert des Klirrfaktors allein durch die Rückwirkung schon überschritten würde. Es ist also zweckmäßig, den Anodenkreis schwächer zu dämpfen und nicht den Gitterkreis, oder man müßte durch eine Neutralisation dafür sorgen, daß die Rückwirkung erheblich verringert wird. Der verschieden große Einfluß von Anoden- und Gitterkreis hat seinen Grund darin, daß der Scheinwiderstand des Anodenkreises in beiden Fällen ein anderer ist. Nur am Sekundärkreis sind Phase und Amplitude davon unabhängig, in welchem Kreis die größere Dämpfung liegt.

5. Kubische Verzerrungen bei Streuungen der Kapazitäten und der Kopplung

Eine Verstimmung der Kreise kann nicht nur quadratische Verzerrungen zur Folge haben, sondern auch ein Anwachsen der kubischen Verzerrungen. Würden z. B. Primär- und Sekundärkreis nach entgegengesetzter Richtung verstimmt, so kann man bei kleinen Verstimmungen für die Spannung am Sekundärkreis schreiben:

$$U_2 = I_1 \left| \bar{R}_1 \bar{R}_2 \cdot \frac{\Delta}{\sqrt{\xi^4 + 2\xi^2 [1 - (\alpha^2 + \Delta\xi^2)] + [1 + \alpha^2 + \Delta\xi^2]^2}} \right|$$

Dabei ist $\Delta\xi$ die Änderung der relativen Verstimmung. Sie wirkt wie eine geringe Vergrößerung der Kopplung.

Mit einem Fehler des Koeffizienten gegenüber dem gewünschten Wert muß man auch beim Abgleich rechnen. Das Vorzeichen des Fehlers kann hier naturgemäß positiv oder negativ sein, während die scheinbare Kopplung bei Verstimmung nur zunehmen kann. Rechnet man mit Ungenauigkeiten in der Einstellung der Kopplung von $\pm 10\%$, so kann dagegen die durch eine Verstimmung von $\Delta\xi \leq \pm 0,1$ bedingte scheinbare Kopplungszunahme unberücksichtigt bleiben.

Für den Klirrfaktor 2. Ordnung gilt die Gleichung (14), die mit (26), (27) und (29) in der Form

$$k_{3,2} = \frac{3F^2 \Delta F^2}{64} [y_0^{(4)}(0) - (y_0^{(4)}(0))^2 - 2\varphi_0''(0)\varphi_0''(0) + 2\xi^2 (y_0''(0)(y_0''(0))^2 - y_0''(0)y_0^{(4)}(0) - 2(\varphi_0''(0))^3)]$$

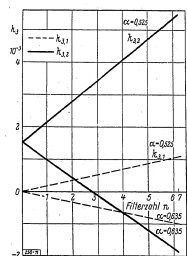


Bild 11: Kubischer Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Zahl der Filter mit abweichender Kopplung

gebracht werden kann. Der mit $2\xi^2$ multiplizierte Summand kann meistens gegen die anderen Größen vernachlässigt werden, so daß alle durch die Kapazitätsstreuung bedingten Glieder verschwinden.

Der Klirrfaktor 3. Grades ist also von einer Verstimmung der Kreise wenig abhängig. Nur die Streuungen der Kopplung sind von größerem Einfluß. Der Verlauf des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Zahl der Kreise mit abweichender Kopplung ist in Bild 11 dargestellt. Bei der Einstellung der Kopplung ist eine so einfache Kontrolle, wie sie für den Abgleich der Abstimmung gefunden wurde, nicht möglich. Es kann also immerhin vorkommen, daß ein Fehler mit gleichbleibendem Vorzeichen auftreten kann. Aber auch dann wird der zulässige Wert für k_3 noch nicht erreicht.

6. Wahl der Höhe einer Zwischenfrequenz

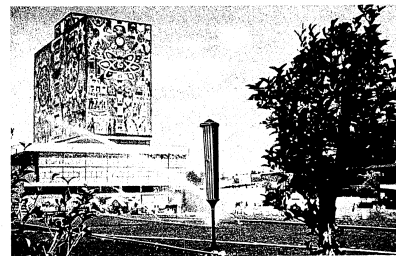
Wie aus der Beziehung (31) ersichtlich ist, müssen die Kapazitäten, mit der die Verstimmungen durch sich ändernde Röhrenkapazitäten begrenzt werden, der Höhe der Trägerfrequenz direkt proportional sein. Es

wäre also im Sinne einer hohen Stufenverstärkung vorteilhaft, eine notwendige Zwischenfrequenz möglichst tief zu legen. Dem stehen andere Gesichtspunkte gegenüber, die eine hohe Zwischenfrequenz verlangen. So soll z. B. bei Überlagerungsempfang die Spiegelwelle möglichst stark unterdrückt werden. Man muß dafür um so weniger Selektionsmittel vor dem Mischorgan aufwenden, je höher die Zwischenfrequenz ist. Diese widersprechenden Forderungen lassen sich vereinigen, wenn man eine doppelte Überlagerung anwendet. Die 1. ZF wird nach den Erfordernissen der Spiegelwellenselektion gewählt und enthält so viel Stufen, daß die Selektion für die Spiegelwelle der 2. Mischstufe ausreicht. Die 2. ZF kann dann so tief gelegt werden, daß eine gute Stufenverstärkung erreicht wird.

Ein weiteres Hindernis für eine tiefe Zwischenfrequenz ist die bei großen relativen Bandbreiten schon merklich werdende Frequenzabhängigkeit der Kreisdämpfungen, die Anlaß zu einem quadratischen Klirrfaktor sein kann. Man legt daher die Zwischenfrequenz nur so tief, daß die relative Breite nicht mehr als etwa 5% beträgt.

III. Zusammenfassung

Der Idealzustand eines Verstärkers für FM ist der, daß quadratische Verzerrungen durch genaue Abstimmung vermieden und kubische Verzerrungen durch Bandfilter geeigneter Kopplung ($\alpha = \sqrt{1/3}$) auf ein Minimum gebracht sind. Dieser Zustand läßt sich im praktischen Betrieb nicht herstellen. Man kann aber beim 1. Abgleich die quadratischen Verzerrungen sehr klein halten, indem man eine symmetrische Durchlaßkurve schafft und dafür Sorge trägt, den einmal eingestellten Zustand später nicht wesentlich zu verschlechtern. Die bei einem Röhrenwechsel auftretenden Kapazitätsänderungen dürfen die Kreise nur wenig verstimmen. Das wird durch genügend große Parallelkapazitäten erreicht. Die mittlere Größe der Kapazitätsstreuungen der Röhren bei mehrstufiger Verstärkung wird in einer Wahrscheinlichkeitsbetrachtung ermittelt. Eine Verstimmung durch geregelte Röhren muß vermieden werden. Wenn infolge Rückwirkung über die Gitteranodenkapazität quadratische Verzerrungen entstehen, so können diese durch Neutralisation hinreichend verkleinert werden. Die Höhe der kubischen Verzerrungen hängt davon ab, wie genau die für sie optimale Kopplung eingestellt und über längere Zeit konstant gehalten werden kann.



Telefonen-Tonsäule auf der Deutschen Industrieausstellung, Mexiko 1954

Vierkanal Magnetron-Anlagen für Tonfilm

Von H. Friedrich

In den letzten Jahren wurde die Öffentlichkeit mit verschiedenen Verfahren der Filmindustrie bekanntgemacht, die den Zweck haben, dem Zuschauer die dritte Dimension, den Raum, zu erschließen. Dies gilt sowohl für das Bild wie auch für den Ton. Auf der Tonsäule wurden in den Telefonen-Klangfilm-Laboratorien etwa 1935 die ersten technischen Geräte geschaffen, die es ermöglichten, mittels einer Wiedergabe über zwei Kanäle dem Besucher im Kinotheater einen räumlichen Eindruck zu vermitteln. Der Krieg verhinderte die Weiterentwicklung dieser Technik.

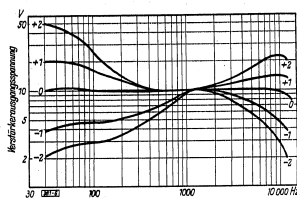


Bild 6: Entzerrer-Frequenzgänge

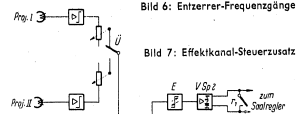


Bild 7: Effektkanal-Steuerzusatze

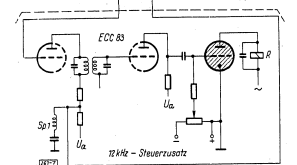


Bild 8: Frequenzgänge im Effektkanal

verstärken. Zu jeder Eingangsstufe gehören der Magnetontzerrer ME (gemäß Bild 4b) und ein Regler, um die einzelnen Spuren untereinander auf gleiche Lautstärke abgleichen zu können. Mit dem relaisgesteuerten Überblendkontakt Ü erfolgt die Tonüberblendung von Projektor I auf Projektor II. Die nach der Überblendung vorhandenen 4 Tonkanäle enthalten jeder den Geschmackszerrter E und den Verstärker V, dessen Ausgang an den Vierkanal-Saalregler angepaßt ist. Die Geschmackszerrter E gestatten, die Tiefen und Höhen des Übertragungszuges in je 5 gerasteten Stellungen zu verändern, wie es Bild 6 zeigt. Die Entzerrer der Kanäle links, Mitte und rechts sind mechanisch miteinander gekoppelt und die Entzerrerstufen untereinander so abgeglichen, daß der Frequenzgang in den einzelnen Kanälen mit ± 2 dB Toleranz übereinstimmt. Dieses ist erforderlich, um Klangfarbenunterschiede zwischen den einzelnen Kanälen zu vermeiden, die sich bemerkbar machen würden, wenn die Tonquelle (z. B. ein Sprecher) von links über die Mitte nach rechts geht. Der Geschmackszerrter des Effektkanals besitzt die gleichen Stellungen, ist aber getrennt von den anderen Kanälen einstellbar.

Wie aus Bild 5 noch ersichtlich ist, folgen in den 4 Übertragungszügen nach dem Vierkanal-Saalregler die 4 Endverstärker EV, von denen

jeder eine Maximalleistung von 25 Watt abgeben kann. Am Ausgang dieser Verstärker sind die drei hinter der Bildwand aufgestellten Lautsprecher und die im Raum verteilten Effektlautsprecher angeschlossen.

Es wurde bereits angedeutet, daß der Effektkanal nur für besondere akustische Effekte benutzt wird. Die sehr schmale Tonspur (Bild 1) gibt nur eine sehr kleine Nutz-Spannung an die erste Verstärkerröhre. Außerdem wird der Effektkanal im Ablauf eines Films nicht immer benötigt, d. h. es befindet sich nur an wenigen Stellen eine Tonaufzeichnung. Während der langen Leerlaufzeiten würde sich das Verstärkerrauschen und das Rauschen der unbesprochenen Tonspur störend bemerkbar machen. Man schaltet daher diesen Übertragungskanal durch ein Relais solange aus, wie keine Nutzamplitude im Effektkanal vorhanden ist. Zusammen mit der Nutzspannung ist auf der Tonspur des Effektkanals eine Steuerfrequenz ($f_{s1} = 12$ kHz) aufgezichnet. Mit ihr wird das oben genannte Relais gesteuert und der Effektkanal aus- und eingeschaltet. Bild 7 gibt einen Überblick über die Schaltung dieses Steuerzusatzes. Er wird, wie aus Bild 5 ersichtlich ist, zwischen dem Überblendkontakt und den Eingang des Geschmackszerrters E geschaltet. Das Bandfilter zwischen den beiden Trioden der ECC 83 steuert f_{s1} heraus und führt sie dem Thyatron zu. Dieses zündet beim Auftreten von f_{s1} und betätigt das Relais R. Der Kontakt r 1 öffnet den Kurzschluß im Übertragungskanal. Die 12 kHz-Sperrn Sp 1 und Sp 2 sieben in Zusammenarbeit mit der als Sperrkreis wirkenden Anodenwicklung des Bandfilters f_{s1} aus dem Übertragungskanal. Bild 8 zeigt den Frequenzgang im Steuergerät und im Kreis des Effektkanals. f_{s1} wird mit etwa 40 dB Dämpfung herausgeschlitten.

Der praktische Einsatz der Anlagen zeigt deutlich die große Überlegenheit des Magnetons gegenüber dem Lichtton. Die Lichtton-Kopieranstalten bemühen sich zwar sehr, die Güte der Lichttonkopie zu verbessern. Es kann jedoch angenommen werden, daß der Magnetton durch seine Tonqualität und die mehrkanalige Wiedergabe zum Richtungshören in den nächsten Jahren immer mehr an Bedeutung im Tonfilmtheater gewinnen wird.

Bild 8: Frequenzgänge im Effektkanal

Die Apparatur zum Schneiden der Teldec-„Füllschrift“-Platten nach dem Rhein'schen Verfahren

Von H. Redlich und W. Schmacks

Als ich 1942 mein Verfahren zum Patent anmeldete, glaubte ich, die erste zuverlässig arbeitende Schneid-Apparatur im Laufe eines Jahres bauen zu können. Doch der Krieg, der Zusammenbruch und die Geld-Entwertung wirkten stark verzögernd. Außerdem hatte ich die praktischen Schwierigkeiten unterschätzt; hätte ich sie gekannt, so hätte ich mich als Privatmann an diese Aufgabe schwerlich herangewagt, denn ich konnte mich mit ihr immer nur nebenbei beschäftigen. Am 14. Juli 1950 führte ich dann der Öffentlichkeit zum erstenmal die nach meinem Verfahren geschlittenen Platten vor. Sie wirkten sensationell.

Die Teldec übernahm meine Apparatur 1953. Mit ihr wurden Hunderte von Platten geschlitten und wertvolle Erfahrungen gesammelt. Diese führten dann zu einer Reihe erfreulicher Verbesserungen. Aus dem empfindlichen Laborgerät ist eine Gebrauchsmaschine geworden: robuster, präziser, einfacher und billiger. Wie sie arbeitet, zeigt der folgende Aufsatz. Eduard Rhein

Das Schneiden einer normalen Schallplatte in Seitenschiff geht in bekannter Weise so vor sich, daß die Schneidöse, die den tonaufzeichnenden Stichel trägt, mit konstanter Geschwindigkeit vom Rande der heutzutage üblichen runden Metall-Lack-Folie her in radialer Richtung auf deren Mittelpunkt hin bewegt wird. Dabei schneidet der Stichel in die rotierende Folie eine fortlaufende Rille, deren Mittellinie die Form einer Spirale hat. Die Steigung dieser Spirale muß so groß sein, daß die maximal vorkommende Auslenkung des Stichels, die der größten vorkommenden Amplitude der aufzeichnenden Darbietung entspricht, nicht die bei der vorhergehenden Umdrehung geschnittene Rille störend beeinflusst. Da solche starken Amplituden relativ selten vorkommen, wird bei dieser Art des Schallplattenschneidens der Abstand zwischen den Rillen meist überflüssig groß sein. Die Spieldauer einer so geschlittenen Platte ist kürzer als die theoretisch erreichbare.

In der Vergangenheit hat man verschiedenartige Methoden angewendet, um Raum zu sparen und auf diese Weise die Abspielzeit einer Schallplatte zu verlängern. Man hat z. B. die Dynamik komprimiert, indem man die größten Amplituden selbsttätig oder von Hand stark reduzierte, oder die Bässe, welche hauptsächlich für die großen Amplituden maßgebend sind, schwächer als normal aufzeichnete. Derartige Maßnahmen bedeuten aber eine Qualitätsminderung der Darbietung. Eine Methode, welche ohne diese Nachteile eine größere Raumeinsparung erlaubt, besteht in der Anwendung kleinerer Rillenbreiten, der sogenannten Mikrofillen, welche die Platte im ganzen besser füllen. Ein weiteres Mittel, die Abspielzeit zu verlängern, ist die Verringerung der Platten-Umdrehungsgeschwindigkeit. Sie wurde sowohl herabgesetzt, wie es die Beherrschung der dabei auftretenden Schwierigkeiten zuließ. Mikrofillen und verringerte Umlaufzahl sind die Kennzeichen der Langspielplatten (33 $\frac{1}{3}$ und 45 U/min), die durch Verwendung hochwertigen Plattenmaterials möglich wurden. Sie verlängern die Abspielzeit ohne Qualitätsminderung, ändern aber nichts an dem oben beschriebenen, bei kleinen Amplituden verbleibenden Leerraum, welcher prozentual der gleiche bleibt. Im Schlußabschnitt dieses Aufsatzes wird in der Tabelle gezeigt, welche Spieldauern sich mit Schallplatten verschiedener Größe, verschiedener Umdrehungsgeschwindigkeit, verschiedener Rillenbreite und verschiedenen Rillenabständen ohne Verlust an Qualität erreichen lassen.

Darüber hinaus wurden Verfahren vorgeschlagen, mit welchen es möglich ist, die radiale Bewegung der Schneidöse, den Vorschub, von der jeweils aufzeichnenden Amplitude abhängig zu machen. Diese Verfahren sind allerdings nur ausführbar, wenn die für die Vorschubsteuerung notwendigen Impulse vor dem Aufzeichnen der Nutzamplitude abgenommen werden können. Der aufzunehmende Ton muß also schon als Aufzeichnung vorliegen. Diese Voraussetzung ist beim Schallplattenschneiden heute bereits aus anderen Gründen gegeben, da der Ton zunächst auf Magnetband aufgenommen und erst später auf Platten überspielt wird.

Als erster kam Eduard Rhein auf den Gedanken, eine Apparatur zu bauen, die ein derartiges Verfahren ermöglicht. Nach jahrelanger, durch den Krieg erschwerter Arbeit gelang es ihm, eine Apparatur zu schaffen, mit deren Hilfe sich Schallplatten herstellen lassen, welche — ohne Qualitätsminderungen in oben beschriebenem Sinne — gegenüber normal geschlittenen Platten gleicher Größe eine erheblich längere Abspielzeit besitzen. Bei anderen ähnlichen Verfahren wird nicht die gleiche Raumnutzung wie bei dem von E. Rhein entwickelten Verfahren erreicht. Die unter dem angemeldeten und bereits bekanntgemachten Warenzeichen „Füllschrift“ von der Fa. Teldec auf den Markt gebrachten Telefunken-Decca-Schallplatten

sind nach dem Rheinschen Verfahren geschnitten. Die originelle Wortprägung „Füllschrift“ verdanken wir Herrn Rhein.

Für den Schnitt von Mikrorillen in 33 1/3-Langspielplatten mußte die von Rhein gebaute Apparatur verfeinert werden. Die Anwendung des neuen Verfahrens bei langsam laufenden Platten ist von besonderer Bedeutung, da gerade bei diesen die konsequente Anwendung des Rheinschen Gedankens zu extrem langen Abspielzeiten führen kann.

Das Prinzip der Apparatur

Die Aufzeichnung muß so beschaffen sein, daß sich zwar die Rillen so eng wie möglich aneinanderschmiegen, daß sich aber benachbarte Rillen keinesfalls überkreuzen oder so weit nähern, daß der Wiedergabesaphir sich verirrt. Der Steg zwischen zwei Rillen darf auch nicht so schmal werden, daß etwa die Tonschrift einer „lauten“ Rille in einer benachbarten „leisen“ Rille wegen der Elastizität des Plattenmaterials hörbar wird.

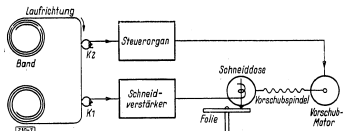


Bild 1: Anordnung zum Plattenschnitten mit einem Vorschub, der von der aufzeichnenden Amplitude abhängig ist

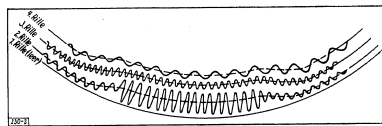


Bild 2: Schematische Darstellung der Mittellinienverlagerung

Das Grundprinzip einer Anordnung zur Vorschubsteuerung beim Schneiden von Schallplatten stellt Bild 1 dar. Die aufzeichnende Tonfrequenz wird vom Magnetband durch den Wiedergabekopf K 1 abgenommen und über Verstärker der Schneiddose zugeführt. Etwas 0,1 s vorher wird dieselbe Tonfrequenz von einem anderen Wiedergabekopf K 2 abgenommen und nach geeigneter Verstärkung und Umformung einer Steuereinrichtung zugeführt, welche den Vorschub der Schneiddose bei steigender Amplitude auf den Plattenmittelpunkt hin beschleunigt (positive Verlagerung der Mittellinie).

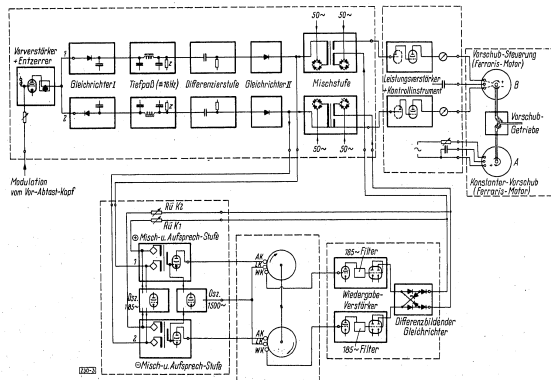


Bild 3: Schaltbild der Gesamtanlage

bei abnehmender Amplitude aber verlangsamt (negative Verlagerung der Mittellinie). Der Zeitunterschied bzw. der Abstand der beiden Köpfe muß so bemessen sein, daß die Steuereinrichtung Zeit gehabt hat, sich auf den für die nachfolgende Auslenkung des Schneidsaphirs benötigten Abstand von der Nachbarrille einzustellen. Wenn die Tonfrequenz einsetzt, muß die Mittellinie der Rille bereits um etwas mehr als die zu erwartende Auslenkung des Saphirs zum Plattenmittelpunkt hin verlagert sein. Die Verlagerung darf nicht zu schnell erfolgen, da sie dann hörbar würde; eine zu langsame Verlagerung hingegen würde Raum verschwenden. Dasselbe gilt für die Rückführung. Theoretisch müßte die Summe der positiven Verlagerungen gleich der Summe der negativen Verlagerungen sein. In unmoduliertem Zustand soll Rille an Rille liegen; die Stegbreite zwischen den Rillen darf fast verschwinden.

Diese Überlegungen sind aber nicht vollständig; sie gelten nur für zwei nebeneinander liegende Rillen. Für das Schneiden einer ganzen Platte ist zusätzlich zu berücksichtigen, daß die in Bild 2 gezeichnete Verlagerung der Mittellinie für alle nachfolgenden Rillen, die ganz andere Amplituden der Tonaufzeichnung haben können, maßgebend bleibt. Jede Verlagerung muß also gespeichert und beim Schneiden der nachfolgenden Rillen rechtzeitig, nämlich etwas vor Vollendung jeweils einer ganzen Plattenumdrehung berücksichtigt werden. Ebenso muß das Speicherlement die Rückverlagerung der Mittellinie veranlassen, und zwar etwas nach Vollendung einer Plattenumdrehung. Die Verlagerungstrecke wird also mit jeder Umdrehung der Platte länger. Erreicht diese Strecke die Länge des zum Krümmungsradius der betreffenden Rille gehörenden Umfangs, so ergeben sich an der Stelle, an der sich die Enden der Verlagerungstrecke nähern, scharfe Einbuchtungen oder Höcker der Mittellinie, die sich entsprechend auf die folgenden Rillen übertragen. Deshalb muß eine gegenseitige Aufhebung der positiven und negativen Verlagerungen ermöglicht werden. Ferner muß ein vom Steuervorgang unabhängiger Bezugswert bestehen, gegen den die jeweiligen Verlagerungen bestimmt werden.

Beschreibung der Apparatur

Direkter Steuerkanal

Vorschubmechanik

Wie aus dem Schaltbild der Gesamtanlage (Bild 3) hervorgeht, wird die Schneiddose durch zwei Motoren über ein Getriebe und die Vorschubspindel bewegt. Der Motor A dreht sich mit konstanter Drehzahl und bewegt die Schneiddose mit gleichbleibender Geschwindigkeit zum Plattenmittelpunkt hin; er bewirkt den Nullrillenvorschub. Seine Drehzahl ist aber von Hand regelbar, um den Nullrillenvorschub verändern zu können, wenn die Schneidapparatur für andere als Füllschriftplatten gebraucht wird. Die konstanten Drehungen dieses Motors überlagern sich nun über ein Differentialgetriebe (Bild 4) die Drehungen des Steuermotors B (Ferraris-Motor), welcher aus dem Steuerverstärker gespeist wird. Der Steuermotor arbeitet nur, wenn sich die vom Band abgetastete Lautstärke ändert. Vergrößert sich die aufzuschreibende Amplitude, dann wird der Vorschub der Schneiddose beschleunigt, verringert sich die aufzuschreibende Amplitude, so wird der Vorschub verlangsamt. Vorgelege (Bild 4) dienen der Anpassung des Vorschubes an die verschiedenen Umdrehungsgeschwindigkeiten der zu schneidenden Platten (33 1/3, 45, 78 U/min).

Steuerspannung

Die Tonfrequenz wird in gewohnter Weise etwa 0,1 s vor Abnahme durch den Kopf, welcher die Modulation dem Schreiber zuführt, durch einen Vorabstastkopf von dem auf die Folie überspielenden Magnetband abgenommen (Bild 5) und über eine Verstärkerstufe auf

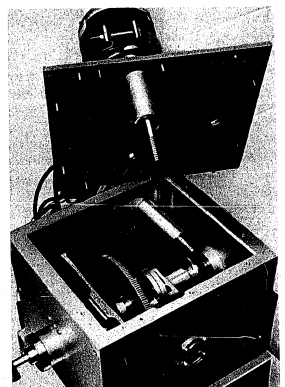


Bild 4: Differentialgetriebe

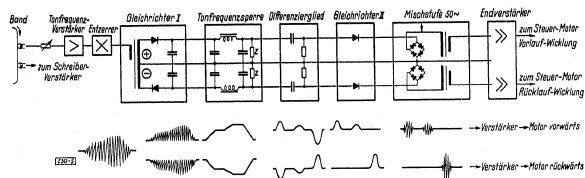


Bild 5: Erzeugung der Steuerspannung

einen Übertrager gegeben, dessen beide sekundäre Hälften je einen Kanal speisen. Der in Bild 5 mit „+“ bezeichnete positive Kanal soll dem Steuermotor nur bei ansteigender Amplitude der Tonfrequenz Spannung zuführen, und zwar so, daß dabei die Schneiddose schneller in Richtung zum Plattenmittelpunkt hin bewegt wird als durch den konstant laufenden Motor; dadurch wird Platz für die sogleich folgende Aufzeichnung größerer Amplitude gewonnen. Der mit „-“ bezeichnete, der negative Kanal soll dem Steuermotor nur während absteigender Amplitude Spannung liefern, und zwar mit entgegengesetztem Vorzeichen, damit der nicht mehr benötigte weite Rillenabstand schnell auf das normale Maß verringert wird.

Dies wird dadurch erreicht, daß von der Tonfrequenz durch Gleichrichtung und Siebung zunächst die Umhüllende gewonnen wird, und zwar im positiven Kanal als positive, im negativen Kanal als negative Spannung. Diese Gleichspannungen werden Differenzgliedern zugeführt, die aus RC-Kombinationen bestehen. Dabei erzeugen im positiven Kanal die ansteigenden Spannungen positive, die abnehmenden negative Impulse; im negativen Kanal erzeugen umgekehrt die ansteigenden Spannungen negative, die abnehmenden Spannungen positive Impulse. Die Zeitkonstante der Differenzglieder beträgt 0,1 s. Für die Steuerung der nachfolgenden mit Germanium-Dioden aufgebauten Modulatoren sind nur die positiven Impulse brauchbar. Um die negativen zu unterdrücken, werden hinter die Differenzglieder Dioden zur Gleichrichtung der Impulse geschaltet. Hinter diesen Gleichrichtern entsprechen also positive Impulse im positiven Kanal steigenden Amplituden, im negativen Kanal fallenden Amplituden. Den Modulatoren werden andererseits feste Spannungen von der Betriebsfrequenz des Ferraris-Steuermotors (50~) zugeführt, welche durch die Impulse dem An- und Absteigen der Amplituden proportional gesteuert werden. Diese Wechselspannungen werden im Endverstärker bis zur erforderlichen Größe verstärkt und den beiden Nebenwicklungen des Ferraris-Steuermotors zugeführt. Die für den Ferraris-Motor benötigte zweite, um 90° phasenverschobene Spannung wird über einen Kondensator abgenommen. Je nachdem, welcher Kanal Steuerwechselspannungen liefert, dreht sich die Achse des Steuermotors in der einen oder anderen Richtung, und der Vershub der Schneiddose wird beschleunigt oder verlangsamt.

Der vor die Steuerkanäle geschaltete Verstärker enthält eine lineare und eine nichtlineare Verzerrerschaltung. Jene sorgt für die Einhaltung des genormten Schneidfrequenzganges. Diese Maßnahme ist erforderlich, weil die den Steuerkanälen zugeführten Spannungen den aufzuschreibenden Amplituden proportional sein müssen und Schallplatten unterhalb 400 Hz mit konstanter Amplitude, oberhalb dieser Frequenz mit konstanter Geschwindigkeitsamplitude geschnitten werden. Diesem Frequenzgang muß auch der jeweilige Steuervorschub folgen; andernfalls wäre die Verlagerung der Mittellinie bei tiefsten Frequenzen etwa um das Fünffache zu groß.

Die nichtlineare Verzerrung hat den Zweck, eine in den Ferraris-Motoren vorhandene Nichtlinearität auszugleichen, um so eine möglichst gute Proportionalität zwischen der Amplitudenänderung der aufzeichnenden Schwingungen und der Motordrehzahl sicherzustellen. Eine weitere Hilfe in dieser Richtung bedeutet für den Steuermotor die konstante Vorspannung, welche beiden Wicklungen in gleicher Größe zugeführt wird.

Speicherkanal

Vor den Modulatoren werden die differenzierten und gerichteten Impulsspannungen vom positiven und negativen Kanal zum Speicher abgezweigt. Dort wird mit ihnen eine gut aufzeichnende Frequenz moduliert und zur Magnetisierung zweier kreisförmiger Magnetfolien benutzt, von welchen sie, kurz vor bzw. nach Vollendung der nächsten Umdrehung der zu schneidenden Schallfolie, wieder abgetastet werden, um die Verlagerung der dem Primärimpuls benachbarten Rille herbeizuführen. Damit auch die nachfolgenden Rillen die nötigen Verlagerungen erhalten — es soll sich ja Rille an Rille schmiegen! —, wird ein Teil der

Speicherausgangsspannungen über eine regelbare Rückkopplungsleitung dem Speichereingang wieder zugeführt, während die ursprünglichen Impulse durch die hinter den Wiedergabeköpfen liegenden Löschköpfe bei jeder Umdrehung der Magnetbänder gelöscht werden. Die rückgeführte Spannung wird so bemessen, daß ein Rückkopplungsgrad von nahezu 1 erreicht, ein Aufschakeln der Speicherung aber vermieden wird.

Misch- und Aufsprechstufe

Die von den primären Steuerkanälen abgezweigten Impulse modulieren eine in der Misch- und Aufsprechstufe erzeugte Frequenz von etwa 185 Hz, und zwar in der gleichen Weise wie in den primären Regelkanälen (Diodenmischung). Die so gewonnenen Wechselspannungsimpulse werden in der nachfolgenden Stufe mit der in einer weiteren Röhre erzeugten Vormagnetisierungsfrequenz von etwa 1500 Hz additiv gemischt und zwei Aufsprechköpfen zugeführt.

Speichermechanik

Damit die Rillen an den Verlagerungsflanken nicht ineinanderlaufen, muß, wie bereits erwähnt, die positive Verlagerung bei jeder Umdrehung etwas früher, die negative etwas später eingeleitet werden. Dies wird dadurch erreicht, daß die mit den positiven Verlagerungsimpulsen beschriebene Folie schneller rotiert als die andere. Die Rotationsgeschwindigkeiten sind so bemessen, daß die Laufzeit zwischen den jeweiligen Aufsprech- und Wiedergabeköpfen im Mittel gleich der Umlaufzeit der zu schneidenden Schallplatte ist. Von dieser mittleren Zeit differieren die Laufzeiten der beiden Magnetbandfolien um + 5% bzw. - 5%. Dies bedeutet, daß eine Verlagerungstrecke sich nach höchstens 10 Umdrehungen bis auf einen Umfang verlängert hat und daß sie nun mit ihrer ansteigenden Flanke auf die absteigende stößt.

Wiedergabeverstärker

Damit sich nun diese zeitlich zusammenfallenden positiven und negativen Impulse gegenseitig auslöschen, ist der Demodulator am Ausgang des Wiedergabeverstärkers so ausgebildet (Bild 6), daß er stets nur die Differenz der Impulse beider Speicherkanäle abgibt. Die beiden Dioden im Ausgang sorgen auch hier in beiden Kanälen dafür, daß jeweils nur die positiven Spannungen zu den Mischtransformatoren vor den Steuerverstärkern und zurück an die Speichereingänge (Rückkopplung) gelangen.

Als Besonderheiten des in jedem Kanal mit einer Pentode und einer Doppeltriode bestückten Wiedergabeverstärkers sind zwei der Erwähnung wert:

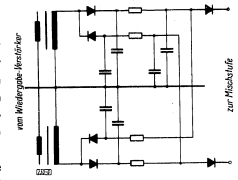


Bild 6: Differenzbildender Gleichrichter

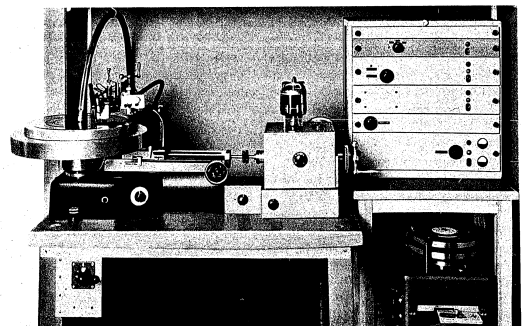


Bild 7: Plattenschnidegerät mit Differentialgetriebe und Verstärkergestell. Rechts unten der Speicher

1. Es ist wichtig, daß die vom Speicher abgenommenen Impulse möglichst frei von Störspannungen sind, sowohl von eingestreuten Brummspannungen wie auch von der Vormagnetsierungs- und Löschfrequenz. Deshalb wurde der Wiedergabeverstärker durch eine RC-Brücke im Gegenkopplungskanal zwischen Pentode und erstem Triodensystem für die aufgesprochene Frequenz von 185 Hz selektiv gemacht. Dieses RC-Filter besitzt gegenüber 50 Hz und 1500 Hz eine Selektion von 20 db bzw. 40 db, die für jeden praktisch einstellbaren Speicher-Rückkopplungsgrad ausreicht. Im Falle ungenügender Selektion würden durch die mehrmalige Rückführung ein und derselben Signale vom Speicherausgang auf den Speichereingang das Verhältnis Nutz- zu Störspannung sehr bald unzulässig klein werden und die Speicherung sich gegebenenfalls durch die Störspannungen aufschaukeln.

2. Da ferner die Geschwindigkeit der Speicher-Magnetfolien je nach Umdrehungsgeschwindigkeit der zu schneidenden Schallplatte (33 $\frac{1}{3}$, 45, 78 U/min) auf drei verschiedene Werte umgeschaltet werden muß und sich dadurch die Spannungen in den Magnetsierungsköpfen ändern, muß der Verstärkungsgrad des Wiedergabeverstärkers der jeweils eingestellten Drehzahl angepaßt werden; zu diesem Zweck werden fest eingestellte Spannungsteiler umgeschaltet.

Bild 7 zeigt die Apparatur. Man erkennt links oben über dem Plattenteller die über den Schlitzen mit der Spindel gekuppelte Schneiddose. Die Spindel wird über eine Kupplung durch das Getriebe (Bildmitte) gedreht, welches seinerseits von hinten durch den konstanten Vorschub-Motor (nur ein Teil des Vorgeleges ist sichtbar), von oben durch den Steuermotor angetrieben wird. An der rechten Seite des Getriebes befindet sich die Kurbel, mit welcher der Vorschub beim Schneiden der Ein- und Auslauffille sowie der Zwischenvorschub zwischen zwei voneinander zu trennenden Darbietungsstellen von Hand getätigt werden kann.

Das Gestell rechts oben enthält von oben nach unten: Den Speicher-Wiedergabeverstärker, den Speicher-Aufschreibverstärker, den direkten Regelkanal, eine Steckerwanne und den Steuer-Endverstärker.

Rechts unten steht der Speicher, der in Bild 8 als Einzeldarstellung gezeigt wird. Auf den Rand zweier eisenfreier Bronzeteller sind oberauf bzw. darunter zwei Magnetfolien aufgeklebt, welche durch die links erkennbaren je drei Magnetsköpfe besprochen bzw. abgetastet und gelöscht werden. Der Abstand der Köpfe von der Folie beträgt etwa 150 μ . Ein umschaltbarer Plattenspielmotor bewirkt bei dieser Ausführung den Antrieb, dessen Gleichmäßigkeit stroboskopisch überprüft werden kann.

Da die durch den Steuermotor bewirkten zusätzlichen Bewegungen der Schneiddose oft nur um wenige Mikrometer hin und her gehen, sind an das Getriebe sehr hohe Ansprüche hinsichtlich präziser Ausführung zu stellen. Vor allem darf es keinen toten Gang haben. Um das Überspringen nach Aufhören eines Impulses zu vermeiden, müssen die bewegten Massen klein sein. Gleichmäßig leichter Anlauf in jeder Stellung ist eine weitere wichtige Bedingung. Alle Forderungen wurden durch das von der Firma W. Albrecht, Berlin, gebaute Getriebe sehr gut erfüllt. Das Überspringen des Steuermotors wurde außerdem durch eine als Wirbelstrombremse wirkende Gleichstromvorbelastung wirksam bedämpft.

Möglichkeiten des neuen Verfahrens

Bei der Diskussion und Erprobung eines raumsparenden Schneidverfahrens drängt sich naturgemäß zuerst die Frage auf: Wie groß ist der Gewinn an Abspielzeit gegenüber der ungesteuerten Schallaufzeichnung? Die Antwort, deren Richtigkeit leicht einzusehen ist und durch die Erfahrung bestätigt wird, kann nur lauten: Die Gewinne sind je nach dem Inhalt der aufzuzeichnenden Darbietung sehr verschieden. Bei den folgenden vergleichenden Überlegungen wollen wir voraussetzen, daß die Qualität der Darbietung bei der Überspielung von Band auf die Schallfolie weder im Frequenzgang (keine Schwächung der tiefen Frequenzen) noch in der Dynamik verschlechtert werden soll.

Nehmen wir als Beispiel an, es sei ein Musikstück zu überspielen, welches dem Charakter eines langsamen Satzes einer Sinfonie entspräche, etwa dem zweiten Satz der „Unvollendeten“ von Schubert. Dieses Musikstück bewegt sich zu 80% seiner Spieldauer im Piano und Mezzoforte; das sind Lautstärken, welche Aussteuerungsgraden bis etwa 30% entsprechen. In den restlichen 20% der Spieldauer sind jedoch höchste Lautstärkespitzen

des vollen Orchesters enthalten. Will man dieses Musikstück ohne Qualitätsminderung mit konstantem Vorschub schneiden, dann muß der Rillenabstand für das ganze Stück so groß gewählt werden, daß bei den Lautstärkespitzen der Stichel der Schneiddose nicht in die Nachbarrillen einschneidet. Bei den vielen leisen Stellen wird der Raum nur zu höchstens 30% ausgenutzt. Eine Apparatur zum raumsparenden Schneiden wird bei demselben Musikstück während 80% der Spieldauer Rille an an Rille legen; der Steuermechanismus wird kaum in Tätigkeit treten. Erst bei den großen Lautstärken wird er den Rillenabstand verbreitern; aber auch dort dank der Rückregelfähigkeit der Vorschubsteuerung den immerhin vorhandenen Amplitudenschwankungen unverzüglich folgen, also jede Rille so eng wie möglich der Nachbarrille anschließen.

Der Raumgewinn beim raumsparenden Schneiden ist also dann am größten, wenn die aufzuzeichnende Darbietung eine starke Dynamik besitzt. Es gelang beispielsweise, auf eine Seite einer 33 $\frac{1}{3}$ -Langspielplatte mit Mikrorillen üblicher Tiefe die Scheherazade von Rimskij-Korsakow mit einer Spieldauer von 40 Minuten unterzubringen, während die gleiche Platte, mit Mikrorillen konstanten Abstandes geschnitten, ohne Qualitätsminderung höchstens 24 Minuten Abspielzeit aufnimmt. Bei Darbietungen, die sich ständig im Piano oder ständig im Forte bewegen, wird der Unterschied zwischen beiden Schnittarten freilich geringer sein, z. B. bei einer modernen Tanzmusik, deren Schlagbaß eine in großer Amplitude fast gleichbleibende Folge von Modulationsstößen in gleichbleibendem Abstand von etwa 0,5 Sekunden liefert, also bei jeder Umdrehung der Platte mindestens einmal den Rillenabstand stark vergrößert.

Eine 17-cm-Platte mit 45 U/min kann also u. U. mit 9 Minuten klassischer Musik bespielt werden, während sie mit moderner Tanzmusik schon nach 7 Minuten voll bespielt ist.

Zwischen dem Füllgrad einer Platte für eine bestimmte Darbietung der Zeitdauer $t_s = t_E - t_A$ läßt sich die Beziehung aufstellen

$$b = \frac{1}{A} \int_{t_A}^{t_E} A dt \cdot K$$

worin b = Spiegelbreite (Radius der ersten Rille — Radius der letzten Rille), A = Amplitude (Pegel der Darbietung), K = Erfahrungskonstante der neuen Apparatur.

Das Integral $\int_{t_A}^{t_E} A dt$, der Mittelwert des Pegels, könnte mit einem integrierenden Instrument, z. B. nach Art eines Amperestundenzählers, gemessen werden. Jedes für die Plattenaufnahme bestimmte Tonband würde einen Kennwert erhalten, mit dessen Hilfe sowohl der die Folie schneidende Techniker wie auch der Programmgestalter an Hand einer Tabelle im voraus bestimmen könnte, wieviel Platz eine bestimmte Darbietung in raumsparender Schrift einnehmen wird. Besonders der Programmgestalter, der bestimmen muß, auf welcher Plattenklasse eine Darbietung oder eine Zusammenstellung einzelner Darbietungen in den Handel gebracht werden sollen, ist auf diese Vorausbestimmung dringend angewiesen. Bisher hatte er es nur mit feststehenden Werten zu tun, die sich nach Bedarf durch Veränderung der Schnitt-Tiefe und des Rillenabstandes geringfügig ändern ließen. Die möglichen Abspielzeiten sind in der folgenden Tabelle zusammengefaßt. Der große Gewinn bei 33 $\frac{1}{3}$ U/min mit Mikrorillen ist deutlich zu erkennen.

	Spieldauer					
	78 U/min Plattendmr. 25 cm		45 U/min Plattendmr. 17 cm		33 $\frac{1}{3}$ U/min Plattendmr. 25 cm 30 cm	
Normalrillen (Rillenbreite 100 bis 140 μ)						
normaler Schnitt	96	38	3 min 30 s	4 min 30 s	—	—
engerer Schnitt	106	42	3 min 50 s	5 min 10 s	—	—
Mikrorillen (Rillenbreite 50 bis 70 μ)						
normaler Schnitt	218	86	—	—	5 min 30 s	15 min 30 s
engerer Schnitt	241	95	—	—	6 min	17 min 24 min 15 s
Teledc-Füllschrift (Rillenbreite 50 bis 140 μ)						
	—	—	7 min	9 min 30 s	9 min	26 min 40 min

Abschließend möchten wir nicht versäumen, Herrn Eduard Rhein für seine wertvollen Hinweise, die uns bei unserer Arbeit sehr förderlich waren, zu danken. Ebenfalls gehört Herrn Wilhelm Albrecht unser Dank, dessen Unterstützung bei der konstruktiven Ausführung des Steuergetriebes und der Speichervorrichtung für uns sehr wertvoll war.

Zur Theorie der Ersatzschaltbilder von Flächentransistoren

Von L. Oertel

Das Verhalten der Transistoren wird wesentlich bestimmt durch die Diffusionsvorgänge in der Basis. Zur ihrer Beschreibung dient ein System linearer partieller Differentialgleichungen. Auf das gleiche System von Differentialgleichungen wird man geführt bei der Behandlung des Stromtransportes auf einem durch Querverstände mit Verlusten behafteten Thomson-Kabel. Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß in den Vierpolgleichungen des Transistors ein Bestandteil auftritt, der mit den bekannten Leitungsbeziehungen übereinstimmt [1] [2] [3]. Von verschiedenen Autoren [4] [5] [6] wurden Ersatzschaltbilder mit einem Leitungsstück bzw. mit einer entsprechenden RC-Kette angegeben. Sie sind vorteilhaft bei der Behandlung von Einschaltvorgängen. Bisher hat man sich darauf beschränkt, nur eine am Ausgang liegende Leitung in das Ersatzschaltbild aufzunehmen. Mit dieser Leitung will man nicht nur den Frequenzgang des Ausgangswiderstandes, sondern auch die Phasendifferenz zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom wiedergeben. Um nun auch die Frequenzabhängigkeit des Eingangswiderstandes und den Phasengang der Rückwirkungsspannung infolge Basisdickenänderung [1] [2] darstellen zu können, muß man einseitig ebenfalls eine Leitung verwenden¹⁾.

Die Beschaffenheit dieser Leitung kann man durch eine Analyse etwa der von Early angegebenen Vierpolgleichungen erhalten. Wir möchten hier aber einen anderen Weg beschreiben und zeigen, daß die Gleichartigkeit der oben erwähnten Differentialgleichungen ausreicht, um auf direktem Wege Ersatzschaltbilder herzustellen, welche aus Leitungsstücken aufgebaut sind. Die Vierpolkonstanten des Transistors können dann nachträglich mit Hilfe der bekannten Leitungsbeziehungen gewonnen werden. Dieser Weg hat den Vorteil, den inneren Zusammenhang der verschiedenen möglichen Ersatzschaltbilder untereinander und mit den physikalischen Vorgängen im Transistor klarer erkennen zu lassen.

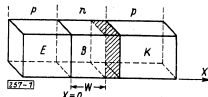


Bild 1: Schema eines pnp-Transistors
E = Emitter, B = Basis, K = Kollektor

Wirkungsweise des Transistors

Ein Flächentransistor besteht bekanntlich aus drei in sich homogenen Gebieten, die verschiedenen Leitungscharakter haben. In Bild 1 ist ein pnp-Transistor schematisch wiedergegeben. Das Emitter- und Kollektorgebiet besteht aus p-leitendem und das Basisgebiet aus n-leitendem Germanium. Die frei beweglichen Ladungen in den p-leitenden Schichten sind praktisch nur Löcher (d. h. Stellen im Valenzband, die nicht durch Elektronen besetzt sind), die sich wie

positiv geladene Elektronen verhalten. In der n-leitenden Schicht sind die frei beweglichen Ladungen vorzugsweise Elektronen. Erzeugt werden diese Leitungscharaktere durch Spuren bestimmter Verunreinigungen, die man dem Germanium zugibt. Man dosiert diese Verunreinigungen so, daß die Dichte der Löcher in der Emitter- und Kollektorschicht um etwa zwei Zehner-Potenzen größer ist als die Dichte der Elektronen in der Basis. Dadurch erreicht man, daß der Strom, der bei positivem Emitter vom Emitter zur Basis fließt, fast ausschließlich nur von Löchern getragen wird, die vom Emitter in die Basis übergehen. Der Stromanteil der von Elektronen getragen wird, die von der Basis in den Emitter übergehen, ist infolgedessen um etwa zwei Zehner-Potenzen kleiner und kann fürs erste vernachlässigt werden.

An der Kontaktfläche Basis-Kollektor bildet sich bei negativ vorgelegtem Kollektor eine Sperrschicht aus (Bild 1 schraffiert gezeichnet), an der fast die gesamte Kollektorspannung liegt. Wegen der verschiedenen dosierten Verunreinigungen reicht die Sperrschicht um etwa zwei Zehner-Potenzen weiter in die Basis- als in die Kollektorschicht hinein. Das starke elektrische Feld in der Sperrschicht sorgt dafür, daß sich dort keine beweglichen Ladungsträger aufhalten können. An der Übergangsstelle Sperrschicht-Basis werden Elektronen zurückgedrängt und etwa vorhandene Löcher sofort abgesaugt, so daß die Dichte der Löcher an dieser Stelle immer Null ist. Die in Bild 1 mit W bezeichnete Strecke ist die Breite des Basisgebietes außerhalb der Sperrschicht. W ist klein gegenüber den Schichtdicken der anderen beiden Gebiete.

Es mögen hier nur solche Prozesse in Betracht gezogen werden, bei denen die Anzahl der vom Emitter in die Basis übergehenden Löcher klein gegenüber der Anzahl der frei beweglichen Elektronen in der Basis

¹⁾ Nach Abschluß der vorliegenden Arbeit ist ein Aufsatz von R. L. Frichard, Proc. I. R. E. 42 (Mai 1954), S. 786-799 erschienen, in dem diese Erweiterungen durchgeführt wurden. Das von Frichard angegebene Ersatzschaltbild (Bild 16) unterscheidet sich von unserem (Bild 6) nur unwesentlich durch eine etwas andere Anordnung der eingespeigten Strom- und Spannungsquellen.

ist. Dann verhindern die im Überschuß vorhandenen Elektronen die Existenz eines elektrischen Feldes in der Basis, so daß die Ausbreitung der Löcher in dieser Schicht ein reiner Diffusionsvorgang ist. Den Durchgang von Gleichstrom durch die Basischicht kann man sich nun so vorstellen, daß ständig Löcher vom Emitter in die Basis fließen, die durch die Basischicht hindurchdiffundieren. Sind die Löcher an der Kollektorschicht angekommen, so werden sie von dem dort vorhandenen starken elektrischen Feld sofort abgesaugt und gelangen in das Kollektorgebiet. In der Basischicht bildet sich ein stationäres Konzentrationsgefälle von Löchern aus, wobei die Dichte der Löcher an der kollektorseitigen Grenzfläche Null ist. Beim Durchgang der Löcher durch die Basischicht rekombiniert ein Teil der Löcher mit den freien Elektronen in der Basis und liefert so einen Beitrag zum Basisstrom.

Das hochfrequente Verhalten des Flächentransistors kann man erkennen, wenn man den Durchgang eines kurzen zusätzlichen Impulses verfolgt. Sobald die Gruppe von Löchern, die diesen Impuls bildet, in die Basischicht eintritt, wird sie von den dort vorhandenen Elektronen neutralisiert. Die zur Neutralisation notwendig gewesene Menge von Elektronen wird ohne Zeitverzögerung über die Basiszuführung nachgeliefert und erzeugt dort einen Stromstoß. Die von den Elektronen begleiteten Löcher folgen entsprechend den Diffusionsgesetzen dem Konzentrationsgefälle. Je nach der Größe des schon vom Gleichstrom herrührenden Gefälles werden sie sich in mehr oder weniger geschlossener Form nach dem Kollektor hin bewegen. Sind sie an der Kollektor-Sperrschicht angekommen, haben sie also den Weg W zurückgelegt, so werden sie sofort aus der Basis abgesaugt und erzeugen einen Stromstoß im Kollektor. Für die begleitenden Elektronen ist der Weg zum Kollektor versperrt, sie fließen über die Basiszuführung wieder ab. Der Gleichstromanteil des durchgelaufenen Impulses ist gegenüber dem eingespeisten etwas verringert, da beim Transport ein Teil der Löcher durch Rekombinationsprozesse verloren geht.

Ähnlich verläuft der Transport eines Stromimpulses auf einer aus Widerständen und Kapazitäten bestehenden Leitung. Eine zum Transistor analoge Leitung wird Querverstände besitzen müssen, um den Verlusten durch Rekombinationsprozesse entsprechen zu können. Man wird auch schon vermuten, daß die Widerstände und Kapazitäten dieser analogen Leitung abhängig sein werden vom Gleichstrom, der durch den Transistor fließt, da das im Transistor vorhandene Konzentrationsgefälle die Dispersion des Signals beeinflusst.

Analogiebeziehungen zur Strömung auf einer Leitung

Die Differentialgleichungen, die die Diffusionsvorgänge und die Strömung auf einer derartigen Leitung beschreiben, sind folgende:

$$\begin{aligned} \text{Diffusion} \quad \frac{\partial p}{\partial t} - \frac{p}{\tau} - \frac{1}{e} \frac{\partial i^*}{\partial x} & ; \quad i^* = - \frac{e}{x} D \frac{\partial p}{\partial x} \quad (1) \quad (2) \\ \text{Leitung} \quad \frac{\partial u}{\partial t} - \frac{g}{c} u - \frac{1}{c} \frac{\partial i}{\partial x} & ; \quad i = - \frac{1}{r} \frac{\partial u}{\partial x} \quad (3) \quad (4) \end{aligned}$$

Dabei ist:

- p = Dichte der Löcher in der Basis
- i* = Stromdichte
- τ = Lebensdauer der Löcher in der Basis
- D = Diffusionskonstante
- e = Elementarladung
- u = Spannung auf der Leitung
- i = Strom längs der Leitung
- c = Querkapazität pro Längeneinheit
- g = reeller Querleitwert pro Längeneinheit
- r = Längswiderstand pro Längeneinheit

In der Gleichung (1) wurde die in der Basis schon im ungestörten Zustand vorhandene Dichte p₀ der Löcher gegenüber den injizierten vernachlässigt. Es müßte nämlich im ersten Glied der rechten Seite (p - p₀)/τ statt p/τ stehen. Diese Vernachlässigung kann man aber im allgemeinen machen. Sollte sie nicht zulässig sein, so kann man statt p die Größe p - p₀ als neue Variable einführen, dann bleibt die Gl. 1 so wie sie ist. Man muß nur die Randbedingungen etwas abändern.

Wenn man die Gl. (1) und (2) mit dem Querschnitt, d. h. mit dem Flächeninhalt F der Kontaktfläche zwischen Basis und Emitter multipliziert und außerdem die Gl. (1) noch mit der Elementarladung e, so kann man in diesen Gleichungen statt der Stromdichte i* den Gesamtstrom I und statt der Löcherdichte p die Gesamtladung Q pro Längeneinheit als neue Größen einführen. Man erhält so die Gleichungen:

$$\frac{\partial Q}{\partial t} - \frac{Q}{\tau} - \frac{\partial I}{\partial x} & ; \quad I = - D \frac{\partial Q}{\partial x}, \quad \text{wobei } Q = e \cdot p \cdot F \text{ ist.} \quad (5) \quad (6) \quad (7)$$

Sie besagen dann, daß die zeitliche Änderung der Ladung in einem Raumelement proportional der durch Rekombinationsprozesse vernichteten Ladung und der Differenz zwischen Ein- und Ausströmung ist. Der Strom ist proportional dem Abfall der Ladungsbelegung.

Die Gleichungen (3) und (4) kann man in entsprechender Weise umformen. Wenn man sie mit c multipliziert, statt u die Größe

$$Q = c \cdot u, \quad (8)$$

d. h. ebenfalls die Ladungsbelegung einführt, und

$$\frac{g}{c} = \frac{1}{\tau} \quad \text{und} \quad \frac{1}{r \cdot c} = D \quad (10)$$

setzt, dann werden diese Gleichungen mit den Gleichungen (5) und (6) völlig identisch. Damit die Äquivalenz zwischen den Vorgängen auf der Leitung und in der Basisschicht vollständig wird, müssen noch die Randbedingungen übereinstimmen: Am Ende der Basisschicht bzw. der Leitung, bei $x = W$, muß $Q = 0$, d. h. nach (8) $u = 0$ sein. Am Anfang der Leitung bzw. der Basisschicht, bei $x = 0$, ist Q entsprechend der Gl. (7) durch den Anfangswert von p gegeben.

Es ist dort

$$Q = e F p_n e^{U_e/U_T} = Q_n \cdot e^{U_e/U_T}, \quad (11)$$

worin U_e die Spannung an der Kontaktschicht Emitter-Basis und $U_T = kT/e$ eine Spannung ist, die durch die abs. Temperatur T und die Boltzmannsche Konstante k bestimmt wird. (Bei $T \approx 300^\circ$, also bei Zimmertemperatur ist $U_T \approx 0,026$ V).

Die Beziehung zwischen Ladung und Spannung ist in (11) nichtlinear und eine andere als in (8). Man muß also zur Erzielung einer vollständigen Analogie vor die Leitung noch einen Vierpol setzen, der die Spannung transformiert. Der Vierpol ergibt sich aus der Forderung, daß die Ladungen in beiden Fällen übereinstimmen, müssen, also nach (8) und (11) aus

$$Q = U_e' \cdot c = Q_n \cdot e^{U_e/U_T}, \quad (13)$$

U_e' ist die Spannung am Eingang der Leitung, d. h. am Ende des Vierpols und U_e die am Eingang des Vierpols. Zerlegt man die Spannungen in ihre Gleich- und Wechselspannungsanteile,

$$U_e' = U_{e0}' + U_{e1}', \quad U_e = U_{e0} + U_{e1}, \quad (14)$$

und nimmt man an, daß der Wechselspannungsanteil $U_{e1} \ll U_T$ ist, so kann man die Potenzreihenentwicklung der Exponentialfunktion in (13) nach dem ersten Gliede abbrechen. Die Aufspaltung in Gleich- und Wechselspannung liefert dann 2 Gleichungen:

$$U_{e0}' \cdot c = Q_n \cdot e^{U_{e0}/U_T} \quad U_{e1}' = U_{e0}' \cdot U_{e1}/U_T \quad (15), (16)$$

Wir können nun so verfügen, daß die Wechselspannung nicht transformiert zu werden braucht. Beim Wechselsstromersatzschaltbild kann dann dieser Vierpol weggelassen werden.

Wir setzen also $U_{e1}' = U_{e1}$. Dann ist $U_{e0}' = U_T$. (17) (18)

(17) und (18) sind die Transformationsgleichungen des Vierpols. Aus (15) erhält man für c die Gleichung:

$$c = \frac{Q_n}{U_T} \cdot e^{U_{e0}/U_T} \quad (19)$$

Mit den beiden Gleichungen (10) hat man so insgesamt drei Gleichungen, die die drei Bestimmungsstücke der Leitung r , c , g festlegen. Wir sind somit in der Lage, durch die in Bild 2 wiedergegebene Leitung mit vorgeschalteter Spannungsquelle die elektrischen Eigenschaften die Basisschicht einschließlich der Kontaktschicht zwischen Basis und Emitter zu repräsentieren. Die Länge W der Leitung ist gleich der tatsächlichen Basisbreite vermindert um die Sperrschichtbreite (s. Bild 1). Da nun die Dicke der Sperrschicht von der Größe der Sperrspannung, d. h. von der Kollektorspannung abhängt, ist W eine mit der Kollektorspannung veränderliche Länge. Darauf beruhen die eingangs erwähnten und von Early behandelten Rückwirkungen. Wie bei Early soll auch hier der zeitliche Mittelwert von W mit W_0 bezeichnet werden. Der über den Kurzschlußbügel am Ende der Leitung fließende Strom ist der Anteil

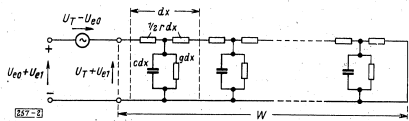


Bild 2: Leitung, welche die elektrischen Eigenschaften der Basisschicht einschließlich der Kontaktschicht zwischen Basis und Emitter repräsentiert.

des Emitterstromes, der über die Sperrschicht in die Kollektorschicht einfließt. Sieht man von dem im allgemeinen geringen Beitrag ab, der von Elektronen herrührt, die aus dem Kollektor in die Basis fließen, so ist dieser Strom gleich dem Kollektorstrom J_c , was wir zunächst annehmen wollen.

Emitter- und Kollektorstrom sind also durch die bekannten Leitungsgleichungen miteinander verknüpft. Für eine derartige Leitung, deren Länge W_0 ist, lauten sie

$$J_e = J_n \cdot \cosh \gamma W_0 + \frac{U_e}{Z} \sinh \gamma W_0; \quad U_e = J_n \cdot Z \sinh \gamma W_0 + U_e \cosh \gamma W_0, \quad (20) \quad (21)$$

worin

J_n , U_e Strom und Spannung am Eingang, J_n , U_e Strom und Spannung am Ausgang, $Z = r/\gamma$ = Wellenwiderstand, γ = Ausbreitungskonstante sind. Mit \cosh und \sinh ist der hyperbolische Cosinus bzw. Sinus bezeichnet.

Wenn $\omega/2\pi$ die Frequenz der Spannungen und Ströme ist, wird: $\gamma = \gamma_0 \cdot \tau$ (23)

Hierin ist zur Abkürzung

$$\gamma_0 = \sqrt{rg} = 1/\sqrt{D \cdot \tau} = 1/L; \quad s = \sqrt{1 + j\omega c/g} = \sqrt{1 + j\omega \tau} \quad (24) \quad (25)$$

gesetzt. $L = \sqrt{D \cdot \tau}$ wird die Diffusionslänge genannt, $j = \sqrt{-1}$.

Wenn keine Kollektorwechselspannung vorhanden ist, ist die Leitung bei W_0 kurzgeschlossen. Es ist dann $U_e = 0$ und $J_n = J_c$. Man erhält hieraus den Stromverstärkungsfaktor

$$\alpha = \left(\frac{J_c}{J_n} \right)_{U_e = \text{const}} = \frac{1}{\cosh \gamma W_0} \quad (26)$$

und den Eingangswiderstand der kurzgeschlossenen Leitung

$$r_{ik} = Z \tanh \gamma W_0. \quad (27)$$

Diese Gleichung kann man dazu benutzen, eine Beziehung zwischen den Leitungsparametern und dem Gleichstrom herzustellen. Setzt man $\omega = 0$, so wird $\gamma W_0 = \gamma_0 W_0 = W_0/L$. Das ist eine kleine Größe, da die Diffusionslänge im allgemeinen sehr groß gegenüber der Dicke der Basisschicht ist. Man kann dann $\tanh \gamma W_0 = \gamma_0 W_0$ setzen, und da $Z = r/\gamma_0$ ist, wird der Eingangswiderstand gleich $r_0 W_0$. Entsprechend der in Gl. (18) getroffenen Verfügung ist die am Eingang der Leitung liegende Gleichspannung gleich U_T , so daß der Emittergleichstrom

$$J_{e0} = U_T/r W_0 \quad (28)$$

wird. Das ist die gesuchte Beziehung, die die Abhängigkeit der Leitungsparameter vom Emittergleichstrom ausdrückt. Für den Wellenwiderstand der Leitung erhält man aus (22) (23) und (24)

$$Z = U_T \cdot L/j\omega_0 W_0 s \quad (29)$$

und aus (10) für die auf die Längeneinheit bezogenen Widerstände und Kapazitäten der Leitung

$$r = \frac{U_T}{J_{e0} \cdot W_0}, \quad g = \frac{J_{e0} \cdot W_0}{U_T L^2}, \quad c = \frac{J_{e0} W_0 \tau}{U_T L^2}. \quad (30)$$

Berücksichtigung der Veränderlichkeit der Sperrschichtdicke

Um die Auswirkungen der durch eine nicht konstante Kollektorspannung hervorgerufenen Änderungen der Basisbreite W bzw. der Länge des äquivalenten Leitungsstückes erfassen zu können, teilen wir die Kollektorspannung in einen Gleich- und Wechselspannungsanteil auf: $U_c = U_{c0} + U_{c1}$.

Wir nehmen an, daß der Wechselspannungsanteil U_{c1} kleiner als die Gleichspannung ist, und daß die folgende Taylor-Entwicklung von W nach dem ersten Gliede abgebrochen werden kann.

$$W = W(U_c) = W_0 + \delta \frac{W_0}{U_T} U_{c1}, \quad (31)$$

worin W_0 der zeitliche Mittelwert und

$$\delta = \frac{U_T}{W_0} \left(\frac{\partial W}{\partial U_c} \right)_{U_{c1}} \quad (32)$$

eine dimensionslose Größe ist.

Wir nehmen nun an, wir hätten in $u(x, t)$ eine Lösung der Differentialgleichungen (3) und (4) gefunden, die den Spannungsverlauf auf der Leitung wiedergibt und die geforderten Randbedingungen auch bei zeitlich variabler Länge erfüllt. Es ist dann $u(W, t) = 0$. (33)

Wegen der in (31) enthaltenen Beziehung ist (33) eine Funktion von δ . Damit diese Funktion eindeutig und (nach δ) differenzierbar ist, ist es notwendig, daß die Geschwindigkeit, mit der sich die Kollektorspannung und gleichzeitig W ändert, kleiner bleibt als die Diffusionsgeschwindigkeit bzw. die Ausbreitungsgeschwindigkeit auf der Leitung. Unter dieser Voraussetzung kann (33) nach Potenzen von δ entwickelt werden und man erhält:

$$u(W_0, t) + \delta \frac{W_0}{U_T} \frac{\partial u}{\partial x} \Big|_{x=W_0} U_{c1} = 0$$

Wegen (4) ist der Differentialquotient in obiger Gleichung proportional dem Strom $-i(W_0, t)$ der an der Stelle W_0 fließt. Man erhält also:

$$u(W_0, t) \cong \delta \frac{W_0}{U_T} r i(W_0, t) \cdot U_{c1} \quad (34)$$

Die hierin enthaltenen Beziehungen ermöglichen es, die am Ende kurzgeschlossene Leitung von der variablen Länge W zu ersetzen durch eine Leitung von konstanter Länge W_0 , an deren Ende sich eine Spannungsquelle mit verschwindendem Innenwiderstand befindet, dessen Größe durch (34) gegeben ist. Der am Ende dieser Leitung fließende Strom $i(W_0, t)$ ist dem Kollektorstrom des Transistors gleichzusetzen.

Zur weiteren Vereinfachung nehmen wir an, daß die Wechselstromkomponenten ebenfalls klein gegenüber dem Gleichstrom sind, so daß in (34)

$$i(W_0, t) \cong I_{c0} = \alpha_0 I_{e0} \cong I_{e0}$$

gesetzt werden kann (α_0 ist der Grenzwert von α für $\omega \rightarrow 0$). Unter Berücksichtigung von Gleichung (30) erhält man:

$$u(W_0, t) \cong \delta U_{c1} \quad (35)$$

Eine so wie in Bild 3 abgeschlossene Leitung konstanter Länge gibt dann ebenfalls das Wechselstromverhalten der Basisschicht wieder. Man sieht hieraus, daß Eingangstrom und -spannung auch von der Kollektorspannung beeinflusst wird, also eine Rückwirkung zustande kommt. Am Ende der Leitung entsteht auch bei offenem Eingang ein Wechselstrom, dessen Verhältnis zu U_{c1} den Leerlaufwert des Kollektors ergibt. Die Durchwirkung und der Leerlaufwiderstand sind proportional δ , das sich demnach genau so verhält, wie der Durchgriff bei Elektronen-Röhren. δ hängt von der Struktur der Basisschicht, von der Kollektorgleichspannung und über U_T auch von der Temperatur ab.

Zur weiteren Verwendung muß die Leitung in Bild 3 so umgeformt werden, daß der Kollektorwiderstand realisiert werden kann. Zu diesem Zwecke machen wir von der Linearität der Gln. (3) und (4) Gebrauch. Wir verteilen die Ströme und Spannungen auf zwei Leitungen und superponieren sie am Ein- und Ausgang. Analytisch bedeutet das, daß wir zur Lösung der Differentialgleichungen (3) und (4) den Ansatz $u(x, t) = u_1(x, t) + u_2(x, t)$ und Entsprechendes für $i(x, t)$ machen. Auf diese beiden Summanden, denen man je eine Leitung zuordnet, kann man dann die in Bild 3 enthaltenen Randbedingungen geeignet verteilen. In Bild 4 ist die erste Leitung am Ende kurzgeschlossen. Es muß dann die Ausgangsspannung U_{c1} am Ende der zweiten Leitung liegen. Der Kurzschlußstrom i_{c2} muß dem Ausgangsstrom der zweiten Leitung in Form einer Einströmung superponiert werden. Über den Eingang der zweiten Leitung kann man noch frei verfügen. In Bild 4 ist er offen gelassen. Die dort entstehende Spannung U_{c2} muß der Eingangsspannung der ersten Leitung superponiert werden. Das ist in Form einer vor der Leitung liegenden Spannungsquelle U_{c2} geschehen. Man kann die zweite Leitung auch am Eingang kurzschließen. Dann kommt man zu einem zweiten äquivalenten Ersatzschaltbild, bei dem am Eingang der ersten Leitung die Ströme zu superponieren sind, d. h. eine zusätzliche Stromquelle (wie in Bild 7) notwendig ist.

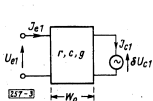


Bild 3: Leitung wie Bild 2, aber konstanter Länge.

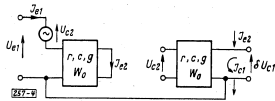


Bild 4: Aufteilung der Leitung von Bild 3 in zwei getrennte Leitungen.

Es ist jetzt möglich, die am Ausgang liegende Leitung so abzuändern, daß sie den kollektorsseitigen Leerlaufwiderstand darstellt. Dabei müssen die in (10) angegebenen Beziehungen erhalten bleiben. Das ist der Fall, wenn man, wie in Bild 5 gesehen, den Längswiderstand auf r/δ erhöht und die auf die Längeneinheit verteilten Querteilwerte entsprechend erniedrigt, so daß sie δc und δg werden. Die Ausgangsspannung kann dann von δU_{c1} auf U_{c1} heraufgesetzt werden, ohne daß sich der Strom dabei ändert.

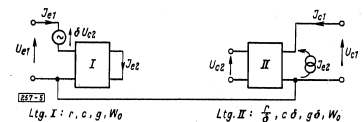


Bild 5: Schaltung wie Bild 4. Leitung II repräsentiert den durch Änderung der Sperrschichtdicke hervorgerufenen Kollektorleitwert.

Vervollständigungen

Zur weiteren Vervollständigung ist es notwendig, den Widerstand des Materials in der Basisschicht durch einen Basiswiderstand r_b und die Kapazität C_c der Kollektorschicht so wie in Bild 6 zu berücksichtigen.

Wenn man, wie schon erwähnt, über die zweite Leitung so verfügt, daß sie am Anfang kurzgeschlossen ist, so erhält man das in Bild 7 wiedergegebene Ersatzschaltbild.

Dieses läßt sich in das von Early [2] Bild 5) angegebene überführen, wenn man die Leitungslücke durch ihre Kurzschlußwiderstände ersetzt und noch die in den Anmerkungen enthaltenen Ergänzungen hinzufügt.

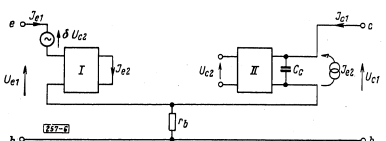


Bild 6: Berücksichtigung des Basiswiderstandes und der Kapazität der Kollektorschicht.

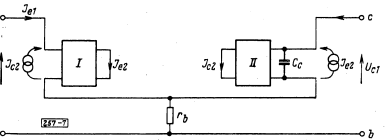


Bild 7: Ersatzschaltbild des Transistors bei Verwendung von Kurzschlußleitwerten.

Anmerkung 1

Zur weiteren Vervollständigung des Ersatzschaltbildes müßte noch die Kapazität der Übergangsschicht zwischen Emitter und Basis berücksichtigt werden. Diese Kapazität C_e liegt parallel zur Leitung I. Sie ist klein gegenüber der in der Leitung vorhandenen Kapazität und kann deshalb meistens vernachlässigt werden. Unter Umständen muß die untere Zuleitung der Sperrschichtkapazität C_c wie bei Early zu einem Abgriff des Basiswiderstandes und nicht wie in Bild 6 und 7 zum Knotenpunkt führen, wenn die Kontaktfläche des Kollektorgebietes mit der Basisschicht größer als die Kontaktfläche Emitter-Basis ist. Bei ausgedehnten Kontaktflächen und geringer Basisbreite W muß man noch die Veränderung des Basiswiderstandes r_b berücksichtigen, da sich die Schichtdicke mit der Kollektorspannung ändert. Man kann das, wie es Early getan hat, durch eine Spannungsquelle $\mu_{sc} U_c$, die zwischen dem Basiswiderstand und dem Knotenpunkt liegt, berücksichtigen.

Anmerkung 2

Eine Korrektur der Leitung II ist u. U. notwendig, wenn der von der Kollektorseite her über die Sperrschicht fließende Elektronenstrom berücksichtigt werden muß. Dann führt man einen Kollektormultiplikationsfaktor α^* an, dessen Wert in [2] angegeben ist:

$$\alpha^* \cong 1 + \alpha c / \sigma_p c$$

σ_{nc} und σ_{pc} sind die spez. Leitfähigkeiten, herrührend von Elektronen bzw. Löchern in der Kollektorschicht. Mit diesem Faktor muß der Kollektorstrom multipliziert werden, d. h. es muß die Einströmung in die Leitung II mit α^* und der Wellenwiderstand dieser Leitung mit $1/\alpha^*$ multipliziert werden. Entsprechend erhöht sich der Stromverstärkungsfaktor α .

Das aus Widerständen aufgebaute Ersatzschaltbild 8 entsteht dadurch, daß die Leitungen in Bild 6 durch ihren Kurzschlußwiderstand r_{1k} und Leerlaufleitwert g_{c1} ersetzt werden und α eingeführt wird, wobei α und r_{1k} durch (26) und (27) gegeben ist und $g_{c1} = \frac{\delta}{2} \tanh \gamma W_0$. (37)

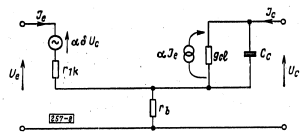


Bild 8: Ersatz der Leitungen von Bild 6 durch entsprechende Widerstände.

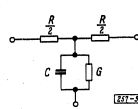


Bild 9: Näherung für eine Leitung bei niedrigen Frequenzen.

Bis etwa zur halben Grenzfrequenz kann man mit guter Näherung die Leitungen durch ein T-Glied mit folgenden Größen ersetzen (Bild 9).

$$R = \frac{U_T}{J_{e0}}; G = \frac{1}{R} \frac{W_0^2}{L^2}; C = \frac{1}{R} \frac{W_0^2}{L^2} \tau \quad (38)$$

Aus Bild 6 folgt das vereinfachte Schaltbild 10.

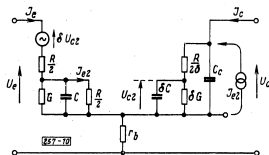


Bild 10: Ersatz für Schaltbild 7 bei niedrigen Frequenzen.

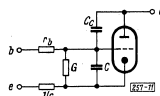


Bild 11: Äquivalente Röhrenschialtung.

Äquivalente Röhrenschialtung

Wenn man die Leitung in Bild 3 in der gleichen Weise durch ein T-Glied ersetzt, so folgt daraus ein äquivalentes Ersatzschaltbild mit einer Triode (Bild 11). Man braucht nämlich nur die Steilheit der Röhre

$$S = 2/R = 2 J_{e0}/U_T \quad (39)$$

zu machen, dadurch kann man den einen Zweig des T-Gliedes durch die Röhre ersetzen. Der Durchgriff der Röhre muß gleich δ sein. Er ist sehr klein. Bei den handelsüblichen Transistoren ist δ von der Größenordnung 10^{-4} . Die Äquivalenz dieser Röhrenschialtung mit dem Ersatzschaltbild 10 kann man leicht feststellen.

Die Steilheit der Röhre ist wie bei regelbaren Röhren proportional dem Gleichstrom. Dies ist durch den Exponentialcharakter der Gleichrichterschicht am Emittor (Gl. 11) bedingt.

Bei einer Röhrenschialtung ist bekanntlich das übertragbare Frequenzband durch das Verhältnis S/C bestimmt, ebenfalls auch die α -Grenzfrequenz des Transistors. Nach Bild 11 ist:

$$\alpha = \frac{S}{S + G + j\omega C} \approx \alpha_0 \frac{1}{1 + j\omega C/S} \quad (40)$$

worin $\alpha_0 = S/(S + G)$ der Stromverstärkungsfaktor für niedrige Frequenzen ist. Die Grenzfrequenz f_a ist die Frequenz, für die der Betrag von α auf das $1/\sqrt{2}$ -fache abgefallen ist, d. h.

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \frac{S}{C} \quad (41)$$

Setzt man für S und C die in (39) und (38) gegebenen Werte ein, so erhält man für f_a die bekannte Formel:

$$f_a = \frac{1}{\pi} \frac{L^2}{W_0^2 \tau} = \frac{D}{\pi W_0^2} \quad (42)$$

Vierpolparameter

Wendet man die Kirchhoffschen Regeln und die Leitungsgleichungen auf diese Ersatzschaltbilder an, so kann man sich dem Zweck entsprechende Vierpolgleichungen ableiten. Aus Bild 8 kann man beispielsweise

die h_{ik} -Parameter erhalten, die zu folgenden Vierpolgleichungen gehören:

$$U_o = h_{11} J_o + h_{12} U_c; J_c = h_{21} J_o + h_{22} U_c.$$

Wenn $|r_b(j\omega C_c + g_{c1})| \ll 1$ ist, so erhält man:

$$h_{11} = r_{1k} + (1 - \alpha) r_b; h_{12} = \delta \alpha + r_b(j\omega C_c + g_{c1}); h_{21} = -\alpha; h_{22} = j\omega C_c + g_{c1} \quad (45)$$

Hierin sind α , r_{1k} und g_{c1} die in den Gl. (26), (27) und (37) angegebenen Größen.

Zusammenfassung

Die durch Diffusionsprozesse zustandekommende Strömung in der Basisschicht eines Transistors ist der Strömung auf einer elektrischen Leitung ähnlich. Durch geeignete Wahl der Parameter dieser Leitung kann man derartige Äquivalenzbeziehungen herstellen, daß es möglich wird, mit ihrer Hilfe unmittelbar Ersatzschaltbilder für den Transistor zu gewinnen. Da diese dann aus Leitungsstücken zusammengesetzt sind, geben sie das Frequenzverhalten der Transistorparameter wieder, so daß sie auch zur Behandlung von Einschwingvorgängen geeignet sind. Bei der Berücksichtigung der Basisdickenänderung wird man auf eine Transistor-Kenngröße δ geführt, welche die gleiche Bedeutung hat wie der Durchgriff bei Elektronenröhren. Unter anderem wird ein Ersatzschaltbild mit einer Triode angegeben, die den Durchgriff δ hat. Die Grenzfrequenz f_a des Transistors kann man dann durch das S/C -Verhältnis der Triode ausdrücken.

Literatur

- [1] J. M. Early, Effects of Space-Charge Layer Widening in Junction Transistors: Proc. I. R. E. 40 (Nov. 1952) S. 1401...1406.
- [2] J. M. Early, Design Theorie of Junction Transistors: Bell Syst. Techn. Journ. Bd. 32 (Nov. 1953) S. 1271...1312.
- [3] J. Malch, Ersatzschaltbilder von Transistoren und ihre physikalischen Grundlagen: AEU Bd. 8 H. 4 (April 1954) S. 179...189.
- [4] R. L. Pritchard, Collector-Base Impedance of a Junction Transistor: Proc. I. R. E. 41 (1953) S. 1060.
- [5] W. F. Chow und J. J. Suran, Transient Analysis of Junction Transistor Amplifiers: Proc. I. R. E. 41 (1953) S. 1125...1129.
- [6] R. F. Shea, The Principles of Transistor Circuits: J. Wiley & Sons, New York 1953.

Die Frequenzabhängigkeit der Vierpolparameter eines Transistors

Von E. Kettel und G. Meyer-Brötz

Will man feststellen, bis zu welcher Frequenz sich ein bestimmter Flächentransistor in Verstärkern eignet, so muß man berücksichtigen, daß die Höhe der Hochfrequenzverstärkung nicht nur von der Grenzfrequenz abhängt, für die die Kurzschlußstromverstärkung α auf $1/\sqrt{2}$ abgesunken ist, sondern auch von den Kapazitäten und vom Basiswiderstand r_b .

Das Verhalten des Transistors ist erst dann berechenbar, wenn man den Verlauf von vier unabhängigen Größen kennt, die eine Vierpolardarstellung des Transistors ermöglichen. Verständlich wird das Verhalten des Transistors, wenn man diese Vierpolparameter aus der Transistortheorie berechnen kann, und ihre Abhängigkeit von den physikalischen Daten des Transistors dadurch erkennbar wird.

Wir gehen in unserer Darstellung von den Ergebnissen von Early [1] oder Krömer [2] aus. Ergänzt man das Ersatzbild durch den Basiswiderstand und einen Leckleitwert, so kann man die vier frequenzabhängigen Vierpolparameter berechnen [3]. Mit ihrer Hilfe läßt sich das Verhalten des Transistors in einer Verstärkerschaltung (Verstärkung, Anpassung, Neutralisation) bestimmen und die Transistorparameter, die den Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen bedingen, werden erkennbar. Die folgenden Angaben beziehen sich auf jene Schaltung, in der die Basis „geerdet“ ist, kurz „Basisschialtung“ genannt.

1. Die Frequenzabhängigkeit der aus der Theorie der Basisschicht folgenden Vierpolparameter

Die zwischen Emittor und Kollektor gelegene Basisschicht bestimmt die theoretischen Eigenschaften des Transistors. Bei einem pnp-Transistor werden vom Emittor aus in diese Schicht Löcher emittiert, deren Zahl durch die Spannung zwischen Emittor und Basis steuerbar ist. Die Löcher diffundieren durch die Basis zur Kollektorspersicht und werden dann vom Kollektor abgesaugt.

Der Diffusionsvorgang erfordert Zeit; deshalb werden alle Vierpolparameter stark frequenzabhängig. Von verschiedenen Autoren, z. B. Oertel [4], ist darauf hingewiesen worden, daß die Differentialgleichung der Diffusion in der Basis identisch der für die Stromleitung auf einem Kabel mit verteiltem Längswiderstand

und Ohmschen und kapazitiven Querleitwert ist. Der Diffusionsvorgang und die Ausbreitung längs dieses Kabels haben die gleichen Frequenzabhängigkeiten. Sie lassen sich durch die hyperbolischen Funktionen eines komplexen Argumentes z darstellen, wobei

$$z = \sqrt{\frac{W^2}{D_p \tau_p} + j\omega \frac{W^2}{D_p}} \quad (1)$$

Hierin bedeuten: W die Dicke der Basis, D_p die Diffusionskonstante der in die Basis emittierten Löcher, τ_p deren Lebensdauer.

Mit der Grenzfrequenz $\omega_0 = 2 D_p / W^2$ und $W^2 / D_p \tau_p = 2(1 - \beta_0)$ wird daraus:

$$z = \sqrt{2(1 - \beta_0) + j2\omega/\omega_0} \quad (2)$$

Im Folgenden soll immer der Elektronenanteil im Emittierstrom eines pnp-Transistors vernachlässigt werden, so daß der Transportfaktor β_0 gleich der Stromverstärkung α_0 wird.

Aus den physikalischen Eigenschaften des Basisraumes ergeben sich vier voneinander unabhängige Größen, die man zur Vierpoldarstellung für die D-Matrix (im amerikanischen Schrifttum als h-Matrix bezeichnet) benötigt: Der Eingangskurzschlußwiderstand r_{1k}' , die Spannungsrückwirkung \mathcal{D}' , die Kurzschlußstromverstärkung α' und der Kollektorleerlaufleitwert g_{2l}' .

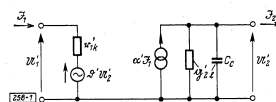


Bild 1: Transistorersatzbild

Nach Early [1] erhält man für die Elemente der Matrix (3):

$$\alpha' = \frac{1}{\cosh z}; \quad r_{1k}' = \frac{1}{g_{ee}} \frac{\tanh z}{z}, \quad \text{mit: } g_{ee} = \frac{e^{-jz} E}{k \cdot T}; \quad \mathcal{D}' = \frac{D_0'}{\alpha_0} \frac{1}{\cosh z}, \quad \text{mit: } D_0' = \frac{kT}{e} \frac{\Delta W}{W \Delta U_c} \quad (4)$$

$$g_{2l}' = g_{cc} \cdot z \tanh z + j\omega C_c, \quad \text{mit: } g_{cc} = \frac{\alpha_0 E}{W} \frac{\Delta W}{\Delta U_c}$$

Durch die differentielle Änderung der Basisdicke ΔW mit der Änderung der Kollektorspannung ΔU_c erhält man eine Rückwirkung und einen von Null verschiedenen Ausgangsleitwert. Die Sperrschichtkapazität des Emitters ist vernachlässigt, da sie neben r_{1k}' im allgemeinen keine Rolle spielt. Für manche Zwecke führt man zweckmäßig noch den Kollektorkurzschlußleitwert ein, der auch einfacher gemessen werden kann als \mathcal{D} . Er ergibt sich zu

$$g_{2k}' = g_{2l}' + \frac{\alpha' \mathcal{D}'}{r_{1k}'} = g_{cc} \cdot z \frac{1}{\tanh z} + j\omega C_c \quad (5)$$

Eine sehr gute Näherung der Gln. (4), die die Auswertung wesentlich vereinfacht, erhält man mit $\cosh z \approx \cosh(W/D_p \tau_p) \cdot \cosh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]$, $\tanh z \approx \tanh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]$. Es ergibt sich dann mit den gleichen Abkürzungen wie oben:

$$\alpha' = \frac{\alpha_0}{\cosh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]}; \quad r_{1k}' = \frac{1}{g_{ee}} \frac{\tanh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]}{(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}}; \quad \mathcal{D}' = \frac{D_0'}{\cosh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]}$$

$$g_{2l}' = g_{cc} \left[2 \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\tanh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]}{(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}} + 2(1 - \alpha_0) + j\omega C_c \right]; \quad g_{2k}' = g_{cc} \frac{1 + j\sqrt{\omega/\omega_0}}{\tanh[(1+j)\sqrt{\omega/\omega_0}]} + j\omega C_c \quad (6)$$

Die Ortskurven der Vierpolparameter sind in Abhängigkeit von der normierten Frequenz ω/ω_0 in den folgenden Bildern 2 bis 5 dargestellt. α' und \mathcal{D}' haben die gleiche Frequenzabhängigkeit. Die Grenzfrequenz f_g , die üblicherweise definiert ist als die Frequenz, bei der der Betrag von α' auf $0,707 \alpha_0$ abgefallen ist, liegt für $\alpha_0 \rightarrow 1$ um den Faktor 1,22 über der hier benutzten Grenzfrequenz $\omega_0 = 2 D_p / W^2$, wie man leicht aus Gleichung (4) ausrechnen kann.

2. Ein vereinfachtes Ersatzbild des Transistors

Das Ersatzbild 1 enthält vier frequenzabhängige Größen. Ihre Eigenschaften hängen von denen des Basisraumes ab, dessen Analogie, wie oben schon erwähnt, eine Leitung mit Längswiderstand, Ohmscher und kapazitiver Ableitung ist. Man kann deshalb in Bild 1 die Vierpolgrößen durch entsprechende Leitungen nachbilden. Ein solches Ersatzbild wäre aber unübersichtlich, und man vereinfacht es zweckmäßig so, daß

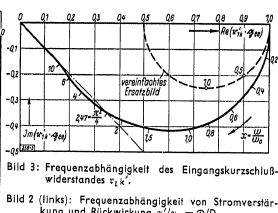
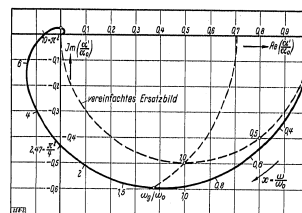


Bild 3: Frequenzabhängigkeit des Eingangskurzschlußwiderstandes r_{1k}' .

Bild 2 (links): Frequenzabhängigkeit von Stromverstärkung und Rückwirkung $\alpha'/\alpha_0 = \mathcal{D}'/D_0'$.

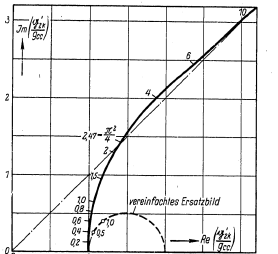
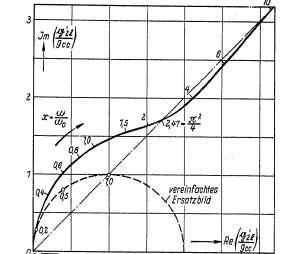


Bild 4: Frequenzabhängigkeit des Ausgangsleerlaufleitwertes g_{2l}' für $\alpha_0 = 1$ ohne Berücksichtigung der Kollektor-Sperrschichtkapazität C_c .

Bild 5: Frequenzabhängigkeit des Ausgangskurzschlußwertes g_{2k}' ohne Berücksichtigung der Kollektor-Sperrschichtkapazität C_c .

man statt der Leitungen nur ein einziges T-Glied als deren Ersatz verwendet; so entsteht das von Oertel [4] abgeleitete Ersatzbild 6.

Die Röhre mit ihrer Steilheit S und Durchgriff $1/\mu$ stellt mit ihrem Eingangswiderstand $1/S$ an der Kathode den zweiten Längswiderstand des die Leitung ersetzenden T-Gliedes dar.

Statt der Formeln (4) gilt für das Ersatzbild:

$$r_{1k}' = \frac{1}{S} (1 - \alpha'); \quad \mathcal{D}' = \frac{1}{\mu} \cdot \alpha'; \quad \alpha' = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_0} \quad (7)$$

$$g_{2l}' = \frac{S}{\mu} \frac{(1 - \alpha_0) + j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0} + j\omega C_c$$

Durch Vergleich mit den Gln. (4) findet man daraus die Größen des Ersatzbildes 6 zu:

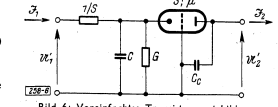


Bild 6: Vereinfachtes Transistorersatzbild

$$S = (1 + \alpha_0) \frac{e^{-jz} E}{k \cdot T}; \quad G = S \frac{1 - \alpha_0}{\alpha_0}; \quad \frac{1}{\mu} = \frac{1}{\alpha_0} \frac{kT}{eW} \frac{\Delta W}{\Delta U_c}; \quad C_c = \frac{S + G}{\omega_0}$$

Die aus dem vereinfachten Ersatzbild gewonnenen Ortskurven sind in den Bildern 2 bis 5 zusätzlich eingetragen. Etwa bis zur halben Grenzfrequenz erhält man eine befriedigende Näherung. Darüber hinaus kann man das vereinfachte Ersatzbild nur für Rechnungen verwenden, bei denen eine stark schematisierende Beschreibung ausreicht. Es könnte leicht verbessert werden, indem man die Leitung durch mehr als ein T-Glied ersetzt, doch wird das Ersatzbild dadurch schon zu kompliziert.

3. Ergänzung des theoretischen Ersatzbildes durch Basiswiderstand und Leckleitwert

Die Theorie des Basisraumes beschreibt das tatsächliche Hochfrequenzverhalten des Transistors keineswegs. Um zu den Vierpolparametern des vollständigen Transistors zu gelangen, muß zunächst ein Ohmscher Basiswiderstand r_b eingeführt werden, der die wirklichen Eigenschaften des Transistors entscheidend verändert.

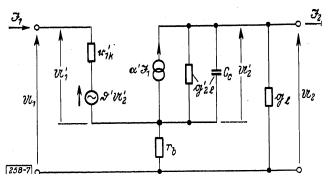


Bild 7: Vollständiges Transistorersatzbild

daß man einen Teil der Kapazität an das untere Ende von r_b führt, oder wie Early [1] C_c an einen Abgriff von r_b legt. Bei den von uns gemessenen Transistoren zeigt sich jedoch, daß C_c fast völlig am oberen Ende von r_b liegt, so wie es im Ersatzbild 7 dargestellt ist.

Durch r_b und g_1 wird die Matrix des Transistors gegenüber Gl. (4) geändert. Die Umrechnung in die neue Matrix nimmt man so vor, daß man Gl. (4) in eine Widerstandsmatrix transformiert, die Widerstandsmatrix von r_b subtrahiert und schließlich nach Rücktransformation in die D-Matrix g_1 addiert. Diese Umrechnung führt dann zu folgenden neuen Elementen der D-Matrix:

$$\begin{aligned} \Delta &= \frac{\alpha' + r_b g_1}{1 + r_b g_1}; \quad r_{1k} = r_{1k}' + \frac{r_b (1 - \alpha')}{1 + r_b g_1} \approx r_{1k}' + r_b (1 - \alpha) \\ g_{21} &= \frac{g_1 + r_b g_1}{1 + r_b g_1}; \quad g_{22} = g_1 + \frac{\alpha' g_1}{r_{1k}} \end{aligned} \quad (9)$$

g_{21} und g_{2k} lassen sich relativ einfach messen. Mit ihrer Hilfe kann man die Theorie nachprüfen.

Das vereinfachte Ersatzbild 6 ist natürlich ebenso durch Basiswiderstand und Leckleitwert zu ergänzen. Es enthält dann alle Eigenschaften des Transistors und ist damit zweifellos das einfachste der bekanntgewordenen vollständigen Ersatzbilder.

4. Messung der maßgebenden Transistorgrößen

Will man aus den Gln. (4) bzw. (6) und (9) die Eigenschaften des Transistors berechnen, um die Übereinstimmung mit den Meßwerten festzustellen, so muß man nach Vorgabe des Arbeitspunktes U_c, I_E mehrere Grundgrößen des betreffenden Transistors kennen.

Die Boltzmannkonstante k und die Elementarladung e sind physikalische Grundgrößen. Zusätzlich muß man zur Berechnung der Vierpolparameter aus Gln. (2), (4) und (9) noch die für den zu untersuchenden Transistor spezifischen — von Dotierung und geometrischen Abmessungen abhängigen — Größen messen: Die Stromverstärkung $\alpha_0 \approx \beta_0$, die Basisdicke W , den Basiswiderstand r_b und die Änderung der Basisdicke bei Änderung der Kollektorspannung $\Delta W/\Delta U_c$.

Zunächst werden die Größen des T-Ersatzbildes 8 bei tiefen Frequenzen gemessen. Zwischen seinen Elementen und den Termen der D-Matrix (4) bestehen die Beziehungen:

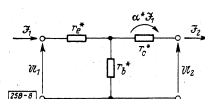


Bild 8: T-Ersatzbild des Transistors

$$\begin{aligned} r_e^* &= (r_{1k}')_0 - \frac{D_0' (1 - \alpha_0)}{(g_{21}')_0}; \quad r_b^* = r_b + \frac{D_0'}{(g_{21}')_0} \\ r_c^* &= \frac{1 - D_0'}{(g_{21}')_0}; \quad \alpha^* = \frac{\alpha_0 - D_0'}{1 - D_0'} \approx \alpha_0 \end{aligned} \quad (10)$$

Wir messen ferner die Frequenz f_0 , bei der $|\alpha|$ auf den $1/\sqrt{2}$ -ten Teil von α_0 abgefallen ist. Wegen des für $\alpha_0 \rightarrow 1$ gültigen Zusammenhanges [3]

$$\omega_0 = \frac{2\pi \cdot f_0}{1,22} = \frac{2 D_0}{W^2} \quad (11)$$

erhält man mit $D_0 = 44 \text{ cm}^2/\text{s}$ daraus die wirksame Dicke der Basisschicht W .

Die Kollektorkapazität, bei offenem Emittor gemessen, enthält in Parallelschaltung die Sperrschichtkapazität C_c und die im Imaginärteil von g_{c-c} z - tanh z in Gl. (4) enthaltenen Diffusionskapazität

$$C_d = \frac{I_E W \Delta U_c}{D_p \Delta W} \quad (12)$$

die proportional dem Emittorstrom ist. Damit läßt sich die Ausgangskapazität in C_3 und C_4 auftröten

Ferner liegt parallel zu den Kollektorklemmen ein Leitwert g_1 , der den bei allen Transistoren zu beobachtenden Leckstrom der Kollektorsperrschicht berücksichtigt. So entsteht das vollständige Ersatzbild 7. Zweifelslos ist r_b ein räumlich verteilter Widerstand und C_c eine verteilte Kapazität, so daß man zunächst im Zweifel darüber sein kann, ob im Ersatzbild 7 die Kapazität bezüglich r_b richtig angeordnet ist. Die Verteilung könnte man dadurch berücksichtigen,

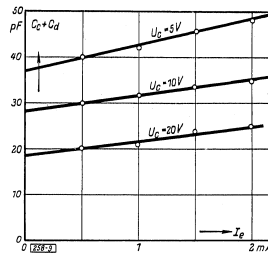


Bild 9: Messung der Kollektorkapazität bei tiefen Frequenzen in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. Telefunken-Transistor, OC 601, Nr. 1, $f = 5 \text{ kHz}$

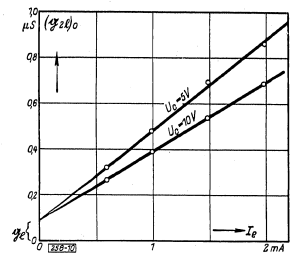


Bild 10: Kollektor-Leerlaufleitwert bei tiefen Frequenzen in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. OC 601, Nr. 1, $f = 5 \text{ kHz}$

(Bild 9). Die Kapazität bei $I_E = 0$ ist gleich C_c , die Zunahme mit dem Strom stellt C_d dar. In Abhängigkeit von der Kollektorgleichspannung verhalten sich beide Kapazitäten so wie bei einer Sperrschicht nach Schottky, d. h. sie sind der Wurzel aus der Gleichspannung umgekehrt proportional.

So wie die gemessene Kapazität sich in die Sperrschicht- und die Diffusionskapazität aufteilen ließ, kann man auch mit dem bei tiefen Frequenzen gemessenen Leerlaufleitwert g_1 und dem nach Gl. (4) dem Strom proportionalen Diffusionsleitwert g_D zusammen, der wie $\Delta W/\Delta U_c$ der Wurzel der Kollektorspannung umgekehrt proportional sein soll. Bild 10 zeigt gleichzeitig, daß heute die Kollektorleitwerte keineswegs mehr sehr viel über den theoretischen Werten liegen. Der Leckleitwert g_1 ist durch den Abschnitt auf der Ordinate gegeben.

Als weitere wichtige Größe muß noch der Basiswiderstand r_b ermittelt werden. Hier kann man so vorgehen, daß man den Eingangskurzschlußwiderstand des Transistors in Emitterschaltung über der Frequenz mißt. Dieser beträgt $r_b + r_{1k}' (1 - \alpha)$, geht also bei hohen Frequenzen in r_b über. Bild 11 gibt für eine solche Messung ein Beispiel. r_b ist, wie Bild 12 zeigt, kaum vom Arbeitspunkt abhängig.

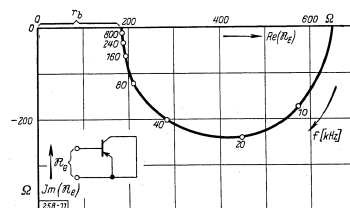


Bild 11: Eingangskurzschlußwiderstand der Emitterschaltung, OC 601, Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_c = 5 \text{ V}$

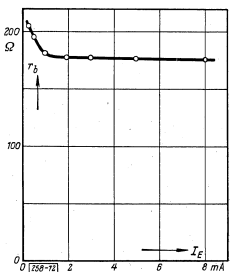


Bild 12 (rechts): Abhängigkeit des Basiswiderstandes vom Emittorstrom, OC 601, Nr. 1, $U_c = 5 \text{ V}$

Als letzte Größe, die man zur Ausrechnung der Formeln (4) noch braucht, bleibt die Änderung der Basisdicke mit der Kollektorspannung übrig. Es gibt drei Möglichkeiten, diese Größe aus den Daten des Transistors bei tiefen Frequenzen zu bestimmen:

- a) Nach Bild 10 läßt sich $(g_{21})_0$ in den Leckleitwert und den stromproportionalen Diffusionsleitwert auftröten. Mit α_0 und dem aus der Grenzfrequenz berechneten W folgt aus Gl. (6) $\Delta W/\Delta U_c$, da

$$g_D = \frac{\alpha_0 I_E}{W} \cdot 2(1 - \alpha_0) \frac{\Delta W}{\Delta U_c} \quad (13)$$

Diese Methode ist allerdings ungenau, da der Elektronenanteil in I_E dabei nicht berücksichtigt ist.

b) Aus der Diffusionskapazität C_d , die sich durch eine Messung entsprechend Bild 9 von C_c trennen läßt, folgt $\Delta W/\Delta U_c$ nach Gl. (12).

c) Die Rückwirkung D_0 wird nach Gl. (9) bei tiefen Frequenzen

$$D_0 = \frac{D_0' + r_b g_D}{1 + r_b g_D} \quad (14)$$

D_0 ergibt sich aus den Werten des T-Ersatzbildes 8 zu $D_0 = r_b^* g_D$. Setzt man ferner für g_D den Diffusionsleitwert ein, den man aus der Auftrennung des Kollektorleitwertes erhält, so kann man Gl. (14) nach D_0 auflösen und bekommt so mit Gl. (4) eine weitere Möglichkeit zur Berechnung von $\Delta W/\Delta U_c$. Die Größe D_0' erhält man auch aus der zweiten Gl. (10) zu:

$$D_0' = (r_b^* - r_b) \cdot g_D \quad (15)$$

Man kann also aus relativ leicht zu messenden Transistoreigenschaften alle Werte ermitteln, die zur Berechnung des Verhaltens bei hohen Frequenzen benötigt werden.

Als Beispiel werden in der folgenden Tabelle die so ermittelten Daten eines Telefonken-pnp-Transistors (OC 601, Nr. 1) angegeben, die bei allen bisherigen und weiteren Messungen stets benutzt werden.

Die Werte gelten nur für diesen einen Transistor und keineswegs für alle Transistoren der Type OC 601. Die für die Transistoreigenschaften bei hohen Frequenzen wesentlichen Größen f_0 , C_c und r_b haben vorläufig noch relativ große Streuungen. Bezüglich der Kapazität und der Grenzfrequenz dürfte das gewählte Exemplar mittlere Werte haben. Der Basiswiderstand liegt dagegen tiefer als der derzeitige Mittelwert.

OC 601, Nr. 1,	$U_c = 5 \text{ V};$	$I_E = 1 \text{ mA}$
$r_b^* = 12 \Omega;$	$r_b = 425 \Omega;$	$r_c = 2.2 \text{ M}\Omega$
$\alpha_0 = 0,945;$	$f_0 = 400 \text{ kHz};$	$r_b = 180 \Omega$
$g_D = 0,4 \mu\text{S};$	$g_1 = 0,08 \mu\text{S};$	$C_c = 37 \text{ pF}$
$C_D = 5 \text{ pF};$	$W = 6 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$	
aus $C_D: \Delta W/\Delta U_c = 3,62 \cdot 10^{-5}$		
„ $D_0: \Delta W/\Delta U_c = 2,9 \cdot 10^{-5}$		

5. Die Stromverstärkung α

Gegenüber α' unterscheidet sich α erst bei hohen Frequenzen, weil nur dort wegen C_c die Größe $r_b g_{21}$ nicht mehr sehr klein gegen 1 ist. Man kann deshalb für die Berechnung von α statt $r_b g_{21}$ die Größe $r_b \cdot j\omega C_c$ bedenkenlos einsetzen. Der damit errechnete Verlauf von α ist als Ortskurve in der komplexen Ebene in Bild 13 dargestellt. Für diese Berechnung waren die Werte von α_0, f_0, r_b und C_c des Transistors OC 601, Nr. 1, angenommen. Die Übereinstimmung mit der gemessenen α -Kurve ist in Anbetracht der starken Idealisierung der Theorie befriedigend.

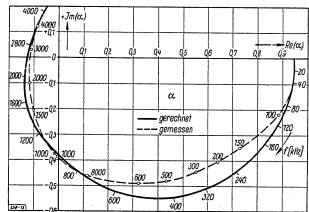


Bild 13: Frequenzabhängigkeit der Kurzschlussstromverstärkung, OC 601, Nr. 1, $U_c = 5 \text{ V}, I_E = 1 \text{ mA}$.

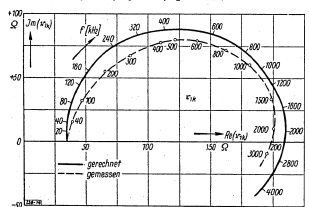


Bild 14: Frequenzabhängigkeit des Eingangskurzschlusswiderstandes, OC 601, Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}, U_c = 5 \text{ V}$.

6. Der Eingangs-Kurzschlusswiderstand r_{k1}

Der für einen Transistor berechnete und gemessene Widerstand r_{k1} ist in Bild 14 dargestellt. Auch hier ergibt sich eine befriedigende Übereinstimmung.

Bei sehr hohen Frequenzen zeigt die gemessene r_{k1} -Kurve einen etwas anderen Verlauf als er sich ergibt, wenn man die gemessene α -Kurve zu seiner Berechnung benutzt. Die Differenz ist teilweise derart, daß sie durch eine kleine Kapazität über die Eingangsklemmen des Transistors

zu erklären wäre. Eine solche Kapazität ist in der vernachlässigten Sperrschichtkapazität des Emitters vorhanden, und einen Teil davon kann man sich so gelegen denken, daß r_b überbrückt wird. Die Meßgenauigkeit besonders der von α bei hohen Frequenzen reicht aber nicht, um einen solchen Einfluß mit Sicherheit ermitteln zu können.

Der Anstieg des Wirkanteiles von r_{k1} mit der Frequenz ist der wesentlichste Grund für den starken Abfall der Stufenverstärkung eines Transistors mit steigender Frequenz. Von der dem Emitter zugeführten Leistung geht bei hohen Frequenzen wegen des starken Anstieges von $\text{Re}(1 - \alpha) \cdot r_b$ und des Abfalles von $\text{Re}(r_{k1})$ der größte Teil an r_b verloren; der Rest steuert die Ausgangsleistung. Neben der Höhe der Grenzfrequenz ist deshalb bei einem Transistor für Hochfrequenzverstärkung r_b die wichtigste Größe.

7. Der Ausgangs-Leerlaufleitwert g_{21}

In g_{21} geht der Diffusionsleitwert ein, der Leckleitwert und die Sperrschichtkapazität. Aus der oben angegebenen Auf-trennung des Kollektorleitwertes in Leckleitwert und Diffusionsleitwert (Bild 10) ergibt sich, daß bei den neueren Transistoren der erste schon beachtlich unter dem Diffusionsleitwert liegt, was bei älteren Transistoren noch bei weitem nicht der Fall war.

Den Vergleich zwischen berechnetem und gemessenem g_{21} über der Frequenz gibt Bild 15. Die kapazitiven Anteile dieser beiden Kurven stimmen gut überein. Die Gesamtkapazität in g_{21} setzt sich aus C_c und der in g_{21} enthaltenen, mit der Frequenz abnehmenden Diffusionskapazität zusammen. Trägt man die Kapazität selbst über der Frequenz auf, so nimmt sie von $C_c + C_d$ bei tiefen Frequenzen auf C_c bei sehr hohen Frequenzen ab.

Für den realen Anteil von g_{21} ist der Leckleitwert nur bei sehr tiefen Frequenzen maßgebend. Bei hohen Frequenzen kommen zwei Anteile hinzu, der mit der Frequenz zu-nehmende Diffusionsleitwert auf Grund der Basisdickensteuerung und der Anteil, der durch die Serienschaltung von

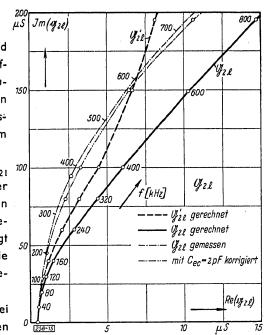


Bild 15: Frequenzabhängigkeit des Ausgangsleerlaufleitwertes, OC 601, Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}, U_c = 5 \text{ V}$.

C_c mit r_b entsteht. Der Diffusionsleitwert ist in dem zusätzlich eingezeichneten g_{21} enthalten und die Differenz der realen Leitwerte zwischen den berechneten Kurven g_{21} und g_{21} ist also allein durch den Basiswiderstand bedingt. Dieser ruft bei hohen Frequenzen auch auf der Ausgangsseite des Transistors Verluste hervor, die den Transistor merklich verschlechtern.

Für den Realteil von g_{21} ergibt sich eine schlechte Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung. Diese besteht, daß unser Ersatzbild 3 noch nicht vollständig ist. Auf der Suche nach einer Erklärung ergab sich als einzige Möglichkeit, das Ersatzbild durch eine Kapazität C_{ec} zwischen Emitter und Kollektor zu ergänzen. Für Bild 15 würde die Annahme einer solchen Kapazität von nur 2 pF die Differenz gerade aufheben. Dieser so korrigierte Leitwert ist in Bild 15 zusätzlich eingezeichnet. Die genaue Wirkung der Rückkopplung über C_{ec} wird später behandelt.

Wenn auch für den Transistor, auf den sich Bild 15 bezieht, durch die Annahme eines C_{ec} alles bestens geklärt erscheint, ergeben sich bei der Messung weiterer Transistoren bei einzelnen Exemplaren Kurven, für die dieses nicht zutrifft. In Bild 16 sind drei gefundene Kurventypen dargestellt. Die des Transistors Nr. 1 ist regulär und kann mit der Annahme eines $C_{ec} = 2 \text{ pF}$ in Übereinstimmung mit der Theorie gebracht werden. Für den Transistor Nr. 2 müßte man dementsprechend schon $C_{ec} \sim 10 \text{ pF}$

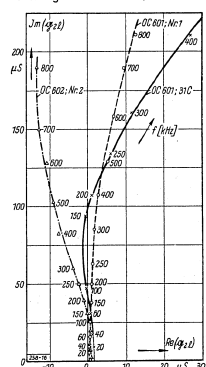


Bild 16: Frequenzabhängigkeit des Ausgangsleerlaufleitwertes für verschiedene Transistoren.

annehmen, was ein ziemlich unwahrscheinlicher Wert ist, da man nicht angeben kann, wo diese Kapazität liegen soll. Der Verlauf von β_{21} beim Transistor 31 C schließlich ist durch die Annahme eines C_{2c} überhaupt nicht mehr deubar. Die Berechnung ergibt für diesen Fall, daß unterhalb von 400 kHz der Realteil des Leitwertes unter und bei höheren Frequenzen wesentlich oberhalb des berechneten Leitwertes liegt.

Eine ausreichende Erklärung für dieses Verhalten kann noch nicht angegeben werden. Der Effekt des negativ reellen Leitwertes ist vor allem deshalb überraschend, weil in der Literatur bisher darüber nicht berichtet worden ist.

Wenn man den Wert von β_{21} aus dem vereinfachten Ersatzbild berechnet, so ergibt sich ein Wert, der nicht wesentlich von dem exakt gerechneten Verlauf abhängt. Dies liegt hier an dem hohen Verhältnis von C_c zu C_d , wodurch der Imaginärteil von β_{21} bei allen Frequenzen hauptsächlich durch C_c bestimmt wird und der Realteil bei hohen Frequenzen von r_b . Deshalb könnte man hier bedenkenlos von dem vereinfachten Ersatzbild 7 Gebrauch machen.

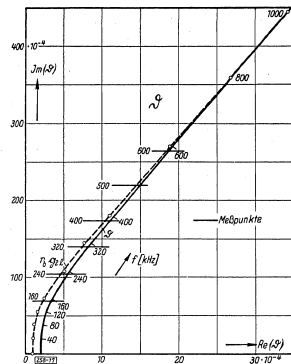


Bild 17: Frequenzabhängigkeit der Spannungsrückwirkung, OC 601, Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_C = 5 \text{ V}$

Von α konnte nur der Betrag gemessen werden. Er ist in Bild 17 eingetragen. Die Meßpunkte liegen nur sehr wenig unter den berechneten Werten. Die Rückwirkung erfolgt praktisch allein über $C_c + C_d$ (f) auf r_b . Wir hatten in unserem Ersatzbild die ganze Sperrschichtkapazität C_c an die obere Klemme des Widerstandes r_b gelegt. Würde dies nicht zutreffen, sondern C_c teilweise parallel zu den Ausgangsklemmen liegen und somit nicht zur Rückwirkung α beitragen, so müßten die Meßpunkte in Bild 17 unter den Rechenwerten liegen. Dies tun sie aber nur in ganz geringem Maße. Dies gibt uns die Berechtigung, mit C_c wie oben zu verfahren.

9. Der Ausgangs-Kurzschlußleitwert β_{2k}

Statt α kann man β_{2k} als vierte Vierpolgröße einführen. Dies ist vorteilhaft, weil sich β_{2k} leichter messen läßt. Der in Bild 18 dargestellte Vergleich zwischen Rechnung und Messung ergibt zwar eine prinzipielle, aber eine numerisch nicht sehr gute Übereinstimmung. Bei hohen Frequenzen ist β_{2k} durch C_c, r_b und r_{1k} bestimmt.

8. Die Spannungsrückwirkung α

α ist die relative Größe der auf den offenen Emittler zurückwirkenden Kollektorwechselspannung. In α geht die Rückwirkung α' infolge der Dickensteuerung der Basisschicht ein und die Rückwirkung der Kollektorspannung über β_{21}' und r_b . In Bild 17 ist einmal die berechnete Größe α für einen Transistor aufgetragen und daneben die Rückwirkung, die allein über r_b und β_{21}' zustande käme. Die Differenz zwischen diesen Größen ist dann die Rückwirkung α' der Basisdickensteuerung. Bei den hier vorliegenden hohen Verhältnissen von C_c zu C_d ist der Anteil α' in α nur bei tiefen Frequenzen von Interesse, bei hohen Frequenzen bestimmt allein r_b und β_{21}' genauer noch C_c , die Größe der Rückwirkung. Das bedeutet, daß bei höheren Frequenzen die Eigenschaften des Basisraumes auf α ohne Einfluß sind und man α ebensogut nach dem vereinfachten Ersatzbild berechnen könnte.

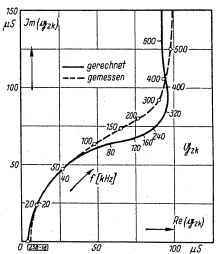


Bild 18: Frequenzabhängigkeit des Ausgangskurzschlußleitwertes, OC 601, Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_C = 5 \text{ V}$

10. Bemerkungen zu den Abweichungen zwischen theoretischem und tatsächlichem Transistorersatzbild

Betrachtet man abschließend die Veränderung der Vierpolparameter, die die Ergänzung des theoretischen Ersatzbildes 1 mit Basiswiderstand r_b und Leckleitwert g_l gebracht hat, so zeigt sich, daß g_l bei hohen Fre-

quenzen keine Rolle spielt, r_b dagegen die Rückwirkung α und den Eingangswiderstand r_{1k} völlig verändert.

Da $\text{Re}(1 - \alpha)$ bei hohen Frequenzen stark abnimmt, geht mit wachsender Frequenz ein immer stärkerer Anteil der steuernden Leistung an r_b verloren. Dadurch sinkt die Verstärkung schon bei Frequenzen ab, bei denen der Abfall von $|\alpha|$ noch kaum merklich ist.

Die Rückwirkung ist bei hohen Frequenzen ausschließlich durch die Spannungsteilung über C_c und r_b bestimmt; die Rückwirkung infolge der Basisdickensteuerung ist hier ohne Belang. α steigt gegenüber dem Wert bei niedrigen Frequenzen um mehr als zwei Größenordnungen; dies bedeutet, daß der Eingangswiderstand des Transistors vom Lastwiderstand, der Ausgangswiderstand vom Quellwiderstand stark abhängig wird. Das hat nicht nur einen erneuten Verstärkungsabfall zur Folge, sondern bewirkt auch, daß Eingangswiderstand und Ausgangsleitwert u.U. negative Realteile bekommen, was zur Selbsterregung führen kann.

Bei einem besonders für Hochfrequenzverstärkung geeigneten Transistor spielt die Größe von α_0 nur eine untergeordnete Rolle. Wesentlich für die Hochfrequenzverstärkung ist die α -Grenzfrequenz, r_b und C_c . Die Größe C_c kann durch Wahl einer höheren Kollektorgleichspannung und durch Verkleinerung der Abmessungen des Transistors herabgesetzt werden. Auf die Bedeutung von r_b und eine Möglichkeit zu seiner Verringerung durch einen Querstrom durch den Block wurde schon von [5] hingewiesen.

Auffallend ist, daß bei von uns untersuchten Transistoren trotz gleicher Basisdicke (gleiche Grenzfrequenz) aber unterschiedlicher Dotierung (verschiedene $\Delta W \Delta U$) gleiche Basiswiderstände r_b auftraten. Daraus könnte man schließen, daß r_b durch einen Kontaktwiderstand gebildet wird. Mit dieser Annahme würde auch die oben im Ersatzbild 7 angenommene Lage der Sperrschichtkapazität C_c verständlich.

Zusammenfassung:

Das Verhalten des Transistors in der Schaltung bei Hochfrequenz wird durch die Frequenzabhängigkeit von vier voneinander unabhängigen Vierpolparametern dargestellt. Diese Vierpolparameter können aus der Transistortheorie berechnet werden, nachdem das theoretische Ersatzbild durch Basiswiderstand und Leckleitwert ergänzt worden ist. Etwa bis zur halben Grenzfrequenz kann der Transistor durch ein vereinfachtes Ersatzbild angenähert werden. Die für ein Beispiel berechneten und gemessenen Vierpolparameter zeigen eine befriedigende Übereinstimmung.

Schrifttum

- [1] J. M. Early, Design Theorie of Junction Transistors; Bell Syst. Techn. Journ., Vol. 32, (Nov. 53) S. 1271.
- [2] H. Kramer, Zur Theorie der Diffusions- und Drifttransistors; AEU 8 (1954) S. 363...369.
- [3] R. L. Pritchard, Frequency Variations of Junction - Transistor Parameters; Proc. I. R. E., Vol. 42 (Mai 1954) S. 786.
- [4] L. Ostel, Zur Theorie der Ersatzschaltbilder von Flächentransistoren; Telefunken-Zeitung Jg. 27, H. 106 (Dez. 54) S. 230.
- [5] R. L. Wallace, L. G. Schimpf und E. Dickten, A Junction Transistor Tetrode for High-Frequency Use; Proc. I. R. E. 40 (November 1952) S. 1395.

Hochfrequenzverstärkung mit Transistoren

Von E. Kettel

In der folgenden Darstellung soll das Verhalten eines Transistors in einem Schmalband-Hochfrequenzverstärker behandelt werden. Dabei beziehen wir uns auf die vorhergehende Arbeit [1], in der die frequenzabhängigen Vierpolgrößen des Transistors abgeleitet wurden, und übernehmen von dort alle Bezeichnungen und Formeln.

Die durchgeführten Messungen beziehen sich auf Telefunken-Transistoren der Typen OC 601, 602, und es wird nur jene Schaltung behandelt, bei der die Basis des Transistors „geerdet“ ist (Basis-Schaltung). Die hier nicht behandelte Emitterschaltung gibt bei hohen Frequenzen eine geringere Verstärkung, hat andererseits einige Vorzüge gegenüber der Basis-Schaltung. Die Transistoren der Typen OC 601 und 602 sind in keiner Weise für die Verstärkung von Hochfrequenz gedacht, sondern mehr den Erfordernissen bei NF-Verstärkern angepaßt. Sie haben aber im Mittel eine α -Grenzfrequenz von etwa 500 kHz, und es sollte deshalb untersucht werden, ob sie nicht wenigstens für Zwischenfrequenzverstärker brauchbar sind. Die folgenden Ausführungen lassen erkennen, in welcher Weise die verschiedenen Größen des Transistors für die Hochfrequenzverstärkung von Bedeutung sind.

Zunächst werden die im Transistor auftretenden Rückwirkungen behandelt. Bei den Typen OC 601, 602 sind sie so groß, daß eine Neutralisierung des HF-Verstärkers unumgänglich notwendig wird. Die Ursachen der Rückwirkung sind die Sperrschichtkapazität und der Basiswiderstand. Aus den Vierpolgrößen des Transistors ist die Verstärkung berechenbar, dabei zeigt sich bei hohen Frequenzen ein steller Verstärkungsabfall, der hauptsächlich vom Basiswiderstand verursacht wird. Die hohe Bedeutung, die dem Basiswiderstand im HF-Verstärker zukommt, ist bekannt und kommt besonders deutlich in dem Aufsatz von Wallace, Schimpf und Dickten [2] zum Ausdruck.

1. Die Rückwirkung über den Transistor

Die Eigenschaften eines Transistors sind durch die vier Größen bestimmt, die man für eine Vierpolmatrix braucht. Hier werden der Eingangskurzschlusswiderstand r_{1k} , die Spannungsrückwirkung \mathcal{D} , der Ausgangsleerlaufleitwert g_{21} und die Kurzschlussstromverstärkung α benutzt. Durch die Wirkung von \mathcal{D} wird in einem Verstärker der Eingangswiderstand vom Lastwiderstand am Ausgang und der Ausgangswiderstand vom einseitigen Quellwiderstand abhängig.

a) Der Eingangswiderstand

In Bild 1 ist der Transistor am Ausgang mit dem Leitwert \mathcal{G}_2 belastet. Gefragt ist nach dem Verhalten des Eingangswiderstandes \mathcal{R}_1 bei beliebigem \mathcal{G}_2 .

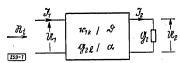


Bild 1: Vierpolderstellung des Transistors zur Berechnung des Eingangswiderstandes

Die Vierpolgleichungen lauten:

$$\begin{pmatrix} \mathcal{U}_1 \\ \mathcal{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{1k} & \mathcal{D} \\ -g_{21} & \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathcal{I}_1 \\ \mathcal{I}_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Aus (1) erhält man mit $\mathcal{I}_2 = \mathcal{G}_2 \cdot \mathcal{U}_2$ den Eingangswiderstand:

$$\mathcal{R}_1 = r_{1k} + \frac{\alpha \mathcal{D}}{g_{21} + \mathcal{G}_2} = r_{1k} + \mathcal{R}_2 \quad ; \quad \mathcal{R}_2 = \alpha \mathcal{D} \mathcal{R}_2 \quad (2)$$

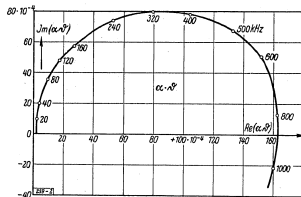


Bild 2: Frequenzabhängigkeit des Produktes von Stromverstärkung und Spannungsrückwirkung. Telefontransistor OC 601Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_C = 5 \text{ V}$.

Dabei ist \mathcal{R}_2 der durch die Rückwirkung zusätzlich auftretende Eingangswiderstand und \mathcal{R}_1 ist die Parallelschaltung von Lastwiderstand und Kollektorleerlaufwiderstand.

Das Produkt $\alpha \mathcal{D}$ ist für einen bestimmten Transistor in Bild 2 aufgetragen. Dieser Verlauf wird verständlich, wenn man als Näherung für $\mathcal{D} \approx r_b j \omega C_2$ setzt, was bei nicht sehr tiefen Frequenzen gut zutrifft, wenn C_2 die Kollektorsperrenschichtkapazität und die frequenzabhängige Diffusionskapazität enthält. $j \omega C_2 r_b$ multipliziert mit dem Realteil von α ergibt einen positiven Imaginärteil von $\alpha \mathcal{D}$, multipliziert mit dem Imaginärteil von α den positiven Realteil in Bild 2.

Ist \mathcal{R}_2 ein reeller Widerstand, z. B. bei der Resonanzfrequenz eines Schwingkreises am Kollektor, so ist der Wert von Bild 2 mit ihm zu multiplizieren und ergibt einen Zusatzwiderstand am Eingang, der einen realen und induktiven Anteil hat.

Ist \mathcal{R}_2 induktiv oder hat er einen induktiven Anteil, wie z. B. unterhalb der Resonanzfrequenz eines Schwingkreises, so ergibt sich zusammen mit dem Imaginärwert von Bild 2 ein negativ reeller Anteil in \mathcal{R}_2 , der den ganzen Eingangswiderstand negativ machen kann, wenn nur der induktive Anteil von \mathcal{R}_2 groß genug ist. Aus Bild 2 erkennt man, daß relativ kleine induktive Phasenwinkel von \mathcal{R}_2 gerade bei tiefen Frequenzen leicht zu negativen Eingangswiderständen führen können.

Bei einem kapazitivem Widerstand \mathcal{R}_2 ist \mathcal{R}_1 im ganzen zu betrachtenden Frequenzbereich positiv reell in Serie mit einem kapazitivem Widerstand. Der bei ganz hohen Frequenzen mögliche negative Realteil führt nicht mehr zu negativen Werten von \mathcal{R}_1 .

Ist der Transistor mit einer Induktivität belastet, so ist \mathcal{R}_2 bis zur Resonanzfrequenz mit den Kapazitäten induktiv. \mathcal{R}_1 besteht dann aus der Serienschaltung eines induktiven mit einem realen Widerstand. Dieser Realteil geht für eine feste Frequenz mit steigender Induktivität von positiven Werten über 0 zu negativ reellen Werten. Der am Kollektor mit einer ausreichenden Induktivität belastete Transistor stellt also am Emitter in einem nach unten und nach oben beschränkten Frequenzbereich einen „Lichtbogen“ dar. Wenn man, wie in Bild 3, seine Induktivität durch einen Kondensator kompensiert und den Gleichstrom über einen hohen Widerstand zuführt, lassen sich Schwingungen entfachen.

Die Rückwirkung eines Transistors, die sich ergibt, wenn an den Kollektor ein Schwingkreis mit einer Resonanzfrequenz von 160 kHz gelegt wird, wurde

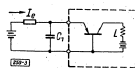


Bild 3: Transistor-Schwingerschaltung

gemessen und in Bild 4 aufgetragen. \mathcal{R}_2 ist durch das Kreisdiagramm des Schwingkreises gegeben und dieses erscheint im Eingangswiderstand mit dem Betrag $|\alpha \mathcal{D}|$ multipliziert und um einen aus Bild 2 entnehmbaren positiven Winkel vorgekehrt. Zwischen Bild 2 und 4 besteht numerisch keine gute Übereinstimmung, da sich die Messung auf einen anderen Transistor bezieht. Da nach Bild 2 der Winkel $\alpha \mathcal{D}$ mit zunehmender Frequenz abnimmt, erkennt man aus Bild 4, daß bei höheren Frequenzen die Gefahr negativer Eingangswiderstände geringer wird.

b) Der Ausgangsleitwert

Wenn, wie in Bild 5, der Eingang des Transistors mit einem Quellwiderstand \mathcal{R}_1 belastet ist, ergibt sich aus (1) der Ausgangsleitwert

$$\mathcal{G}_2 = g_{21} + \frac{\alpha \mathcal{D}}{r_{1k} + \mathcal{R}_1} = g_{21} + \mathcal{G}_1 \quad (3)$$

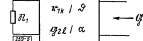


Bild 5: Vierpolderstellung des Transistors zur Berechnung des Ausgangsleitwertes

Vergleicht man mit (2), so findet man hier eine Inversion gegenüber dem Verhalten am Eingang.

$r_{1k} + \mathcal{R}_1$ ist reell, wenn \mathcal{R}_1 eine Kapazität enthält, welche den induktiven Serienwiderstand von r_{1k} wegschlimmt. In diesem Fall ist der Zusatzleitwert $\alpha \cdot \mathcal{D}$ proportional.

Hat \mathcal{R}_1 einen höheren kapazitiven Widerstand, so ist $r_{1k} + \mathcal{R}_1$ kapazitiv und der Zusatzleitwert hat einen positiv imaginären, aber einen negativ realen Anteil. Ist $r_{1k} + \mathcal{R}_1$ im wesentlichen durch eine Kapazität C_1 gegeben, so wird $\mathcal{G}_2 \approx j \omega C_1 \alpha \mathcal{D}$, hat also in einem großen Frequenzbereich einen negativen Realteil.

Bei induktivem $r_{1k} + \mathcal{R}_1$ hat \mathcal{G}_2 immer einen positiven Realteil. Der Realteil in \mathcal{G}_2 wandert für eine feste Frequenz mit steigendem kapazitivem Leitwert am Eingang des Transistors von positiven Werten über Null zu negativen Werten, und der Blindanteil ist stets durch eine Kapazität darstellbar. Dies ist das Charakteristikum eines „Dyncron“. Eine Schaltung nach Bild 3 erscheint also von der Emittenseite gesehen als Lichtbogen, von der Kollektorseite gesehen aber als Dyncron.

Vergleicht man die durch die vorwiegend kapazitive Rückwirkung \mathcal{D} auftretenden Effekte mit denen bei Röhrenverstärkern, so findet man bei Transistoren keinerlei neue Effekte, sie werden nur etwas komplizierter, weil \mathcal{D} und α keine Größen mit konstanter Phase sind.

2. Die Rückkopplung über C_{ec}

Bei der Messung von g_{21} in [1] traten negative Leitwerte auf, die man teilweise durch eine Kapazität C_{ec} zwischen Emitter und Kollektor erklären kann.

Beim Röhrenverstärker tritt in Kathodenschaltung eine entsprechende Kapazität durch C_{g2} auf und bei einer Spannungsverstärkung V wirkt C_{g2} am Eingang wie $C_{g2} (V+1)$. Beim Transistor in Basisschaltung wirkt wegen der Gleichphasigkeit von Ein- und Ausgangsspannung C_{ec} entsprechend am Eingang wie $-C_{ec} (V-1)$. Für die Eingangsschaltung ist dies ziemlich unbedeutend, da die Eingangswiderstände sehr niedrig sind. Wir verzichten deshalb auf die weitere Behandlung.

Für den Wert von g_{21} kann dagegen auch kein kleines C_{ec} einen starken Einfluß haben, insbesondere dann, wenn der Emitter unbelastet ist. In Bild 6 ist eine solche Kapazität eingefügt und der dadurch veränderte Leerlaufleitwert des Kollektors wird:

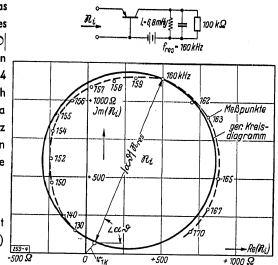


Bild 4: Frequenzabhängigkeit des Eingangswiderstandes eines nichtneutralisierten selektiven Transistorverstärkers in Basisschaltung. Transistor OC 601, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_C = 5 \text{ V}$

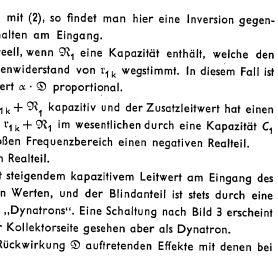
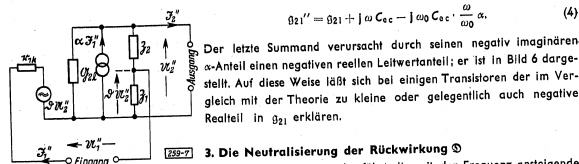


Bild 5: Frequenzabhängigkeit des durch eine kapazitive Rückführung verursachten zusätzlichen Ausgangsleitwertes



$$\theta_{21}'' = \theta_{21} + j\omega C_{cc} - j\omega_0 C_{cc} \frac{\omega}{\omega_0} \alpha \quad (4)$$

Der letzte Summand verursacht durch seinen negativ imaginären α -Anteil einen negativen reellen Leitwertanteil; er ist in Bild 6 dargestellt. Auf diese Weise läßt sich bei einigen Transistoren der im Vergleich mit der Theorie zu kleine oder gelegentlich auch negative Realteil in θ_{21} erklären.

3. Die Neutralisierung der Rückwirkung \mathcal{D}

Wie oben gezeigt wurde, führt die mit der Frequenz ansteigende Rückwirkung \mathcal{D} bei mittleren und tieferen Frequenzen unter Umständen zur Instabilität des Verstärkers, auf alle Fälle aber bei beliebigen Frequenzen zu einem starken, unsymmetrischen Gang der Anpassungswiderstände des Verstärkers. Bei den Transistoren, auf die sich unsere Betrachtungen beziehen, ist deshalb eine Neutralisierung unvermeidlich. Von den Röhrenverstärkern her, bei denen C_{cc} neutralisiert werden muß, kennt man die Gitter- und die Anodenneutralisierung. Die der Gitterneutralisierung entsprechende Transistorschaltung zeigt Bild 7. Der Transistor ist mit einem ergänzenden Vierpol so in einer Brückenschaltung angeordnet, daß Eingang und Ausgang in je einer Diagonale liegen. Die Neutralisation ist dann erreicht, wenn die Rückwirkung beider Brückenarme gleich ist. Auch die der Anodenneutralisation entsprechende Schaltung ist beim Transistor möglich, führt aber auf eine geringere Verstärkung. Sie ist mit einer durch den Ausgangsstrom neutralisierten Emittierstufe identisch. Die Schaltung in Bild 7 ist exakt neutralisiert, wenn

$$\mathcal{D} = \frac{\theta_{21} + r_b \theta_{21}'}{1 + r_b \theta_{21}'} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (5)$$

Es sind also zwei Widerstände, Z_1 u. Z_2 , so zu wählen, daß sie die Ausgangsspannung auf θ_{21}'' teilen. Der Vierpolkierpunkt transformiert sich durch die Neutralisation in einen rückwirkungsfreien Vierpol; für Bild 7 gilt jetzt:

$$\begin{pmatrix} S_1'' \\ S_2'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -(\theta_{21} + 1/K) \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{1k} + \frac{Z_1}{1 + S_1 Z_2} \\ S_1'' \end{pmatrix} \quad (6)$$

Nun ergab sich bei der Berechnung von \mathcal{D} , daß bei nicht sehr tiefen Frequenzen in (5) θ_{21} neben $r_b \theta_{21}'$ vernachlässigt werden kann. Dann wird

$$Z_1 = K r_b ; \quad Z_2 = K / \theta_{21}' \quad (7)$$

worin K eine beliebige Zahl ist. Man darf in θ_{21}' außerdem bei nicht zu tiefen Frequenzen den Leckleitwert vernachlässigen, da der Diffusionsleitwert und die durch r_b bedingten Verluste ihn weit überwiegen. Mit $Z_1 \ll Z_2$ wird deshalb mit (7) aus (6) für den neutralisierten Transistor:

$$\begin{pmatrix} S_1'' \\ S_2'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\theta_{21} (1 + 1/K) \alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{1k} + K r_b \\ S_1'' \end{pmatrix} \quad (8)$$

Da die Rückwirkung bei Hochfrequenz praktisch ganz allein von θ_{21}' und r_b abhängt, genügt eine Neutralisation nach (7). Sie ist immer realisierbar, da Z_1 dabei ein reeller Widerstand, Z_2 eine Kapazität mit einem parallelen Widerstand ist. Praktisch wird es immer genügen, für Z_2 nur eine Kapazität zu wählen, da in Bild 8 die kapazitive Komponente die reelle weit übertrifft. In Bild 8 ist das Ergebnis einer Neutralisierung, bei der Z_1 ein reeller Widerstand und Z_2 eine Kapazität ist,

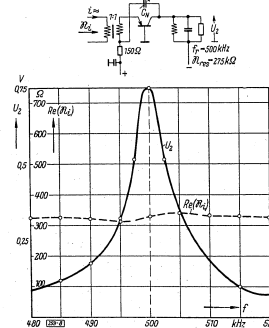


Bild 8: Frequenzabhängigkeit von Ausgangsspannung und Eingangs-Wirkwiderstand einer neutralisierten Transistor-Verstärkerstufe. Transistor OC 601, Nr. 1, $I_E = 0,45$ mA, $U_C = 16$ V

für einen Resonanzverstärker bei 500 kHz dargestellt. Neben dem Verlauf der Kollektorwechselspannung ist der gemessene Realteil des Eingangswiderstandes aufgetragen.

4. Die Größe der Hochfrequenzverstärkung

Wir beschränken uns auf das Frequenzgebiet, in dem (7) und (8) eine ausreichende Näherung darstellen. Aus (8) folgt für den neutralisierten Verstärker das Ersatzbild Bild 9.

Der Verstärker ist mit einem Leitwert \mathcal{G}_2 belastet. Unter Stufenverstärkung verstehen wir die Spannungsverstärkung zwischen gleichartigen Punkten einer Verstärkerkette, also z. B. von Emittier zu Emittier; sie ist gleich der Wurzel aus der Leistungsverstärkung.

Durch die Neutralisierung sind die beiden Hälften des Ersatzbildes 9 voneinander unabhängig geworden. Die maximale Leistungsverstärkung ergibt sich, wenn Ein- und Ausgang richtig abgestimmt und angepaßt werden. Der Eingangswiderstand hat in r_{1k}'' eine induktive Komponente. Wird sie durch eine Serienkapazität kompensiert, so erhält man einen Eingangswiderstand gleich der reellen Komponente von r_{1k}'' ; eine Parallelkapazität bringt eine Transformation des Eingangswiderstandes. Am Ausgang ist $\theta_{21} (1 + 1/K)$ stets kapazitiv und \mathcal{G}_2 muß mit einer Parallelinduktivität die Abstimmung besorgen. Anpassung herrscht mit

$$\text{Re}(\mathcal{G}_2) = \text{Re}[\theta_{21} (1 + 1/K)]$$

Damit ergibt sich aus Bild 9 die maximale Stufenverstärkung zu:

$$(\sqrt{V_N})_{\text{max}} = \frac{|\alpha|}{2} \sqrt{\frac{1}{[K r_b + \text{Re}(r_{1k})] (1 + 1/K) \text{Re}(\theta_{21})}} \quad (9)$$

K ist das Brückenverhältnis der Neutralisierung. Man kann es so wählen, daß (9) eine maximale Verstärkung ergibt. Dafür muß sein:

$$K_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{\text{Re}(r_{1k})}{r_b}} ; \quad (K r_b)_{\text{opt}} = \sqrt{r_b \text{Re}(r_{1k})} \quad (10)$$

Die Verstärkung fällt nach hohen Frequenzen hin weniger wegen des abnehmenden Betrages von α ab, sondern vielmehr infolge des mit der Frequenz zunehmenden Realteils von r_{1k} und θ_{21} . Als Beispiel für die Größe der HF-Verstärkung zeigt Bild 10 die Stufenverstärkung bei einigen Frequenzen. Aus [1] sind die Daten dieses Transistors bekannt, und wir berechnen daraus die Verstärkung für 500 kHz. Die reelle Komponente von r_{1k} ist 135 Ω . Da $r_b = 180 \Omega$ ist, wird $K = 0,87$. Der Anpassungswiderstand am Eingang ist also 290 Ω . Mit einem Realteil von $\theta_{21} = 8,5 \mu S$, wie er sich theoretisch ergibt, wird der Anpassungswiderstand am Kollektor 55 k Ω . $|\alpha| = 0,65$ ergibt dann eine 4fache Stufenverstärkung. Nun zeigte dieser Transistor in θ_{21} aber eine Entdämpfung, die auf C_{cc} zurückgeführt wurde. Dadurch hatte der Kollektorleitwert einen 1,7fach geringeren Realteil als errechnet war. Mit dieser Entdämpfung liegt dann die Kollektoranpassung bei ~ 100 k Ω

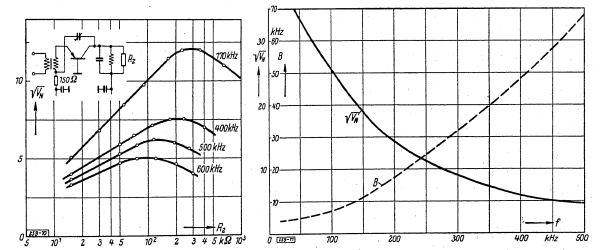


Bild 10 (links): Abhängigkeit der Stufenverstärkung vom Ausgangswiderstand und Frequenz beim selektiv neutralisierten Transistor-Verstärker. Transistor OC 601, Nr. 1, neutralisiert, $I_E = 1$ mA, $U_C = 5$ V
Bild 11 (rechts): Berechnete Stufenverstärkung und Bandbreite eines neutralisierten Transistors bei optimaler Anpassung in Abhängigkeit von der Frequenz. Transistor OC 601, Nr. 1, $I_E = 1,0$ mA, $U_C = 5$ V

und die Stufenverstärkung wird 5,8. Dies deckt sich gut mit den Meßwerten in Bild 10. Die hier angenommenen Transistoren haben also in der Umgebung ihrer α -Grenzfrequenz nur eine geringe Stufenverstärkung.

Die aus den Daten eines bestimmten Transistors berechnete maximale Verstärkung bei günstiger Anpassung und Neutralisierung zeigt Bild 11. Daneben ist die Bandbreite aufgetragen, die man ohne zusätzliche Kapazitäten im Kollektorschwingkreis erhält.

a) Der Einfluß von r_b auf die Stufenverstärkung.

In den Eingangswiderstand des neutralisierten Verstärkers geht r_b zweifach ein, einmal mit Kr_b als Widerstand in der Neutralisation und zum anderen mit dem Anteil $r_b [1 - \text{Re}(\alpha)]$ in $\text{Re}(\tau_{1K})$. Alle Leistung, die man am Verstärkereingang für r_b oder Kr_b aufwenden muß, geht verloren, nur der in den Realteil von τ_{1K} fließende Anteil trägt zur Verstärkung bei. Man kann den Verlust an Leistung durch einen Eingangs-Wirkungsgrad ausdrücken:

$$\eta_E = \frac{\text{Re}(\tau_{1K})}{Kr_b + r_b [1 - \text{Re}(\alpha)]} \quad (11)$$

Dieser Wirkungsgrad ist für die Daten eines Transistors berechnet und in Bild 12 aufgetragen; er ist klein und deshalb hauptsächlich für den Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen maßgebend.

Außerdem wirkt r_b noch auf die Ausgangseite des Transistors. Wenn C_2 die Summe der Kollektorsperrschichtkapazität und der frequenzabhängigen Diffusionskapazität ist, erhält g_{21} durch r_b einen realen Anteil $r_b \omega^2 C_2^2$ wodurch der Anpassungswiderstand und damit die Verstärkung reduziert werden. Um den ganzen Einfluß von r_b zu übersehen, ist in Bild 13 die Stufenverstärkung eines neutralisierten Transistors berechnet, dessen r_b veränderlich angenommen ist und dessen übrige Daten denen eines gemessenen Transistors entsprechen. Die Berechnung gilt für eine Frequenz gleich der Grenzfrequenz von α . Hier wird ersichtlich, in welchem hohem Maße r_b die Verstärkung beeinflusst. Eine wesentliche Erhöhung der Stufenverstärkung tritt allerdings erst bei sehr niedrigen r_b -Werten auf, deren Realisierungsmöglichkeit wohl angezweifelt werden muß.

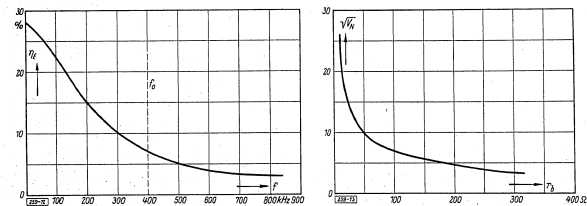


Bild 12 (links): Emittierwirkungsgrad in Abhängigkeit von der Frequenz bei einem neutralisierten Transistorverstärker. Transistor OC 601, Nr. 1, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_C = 5 \text{ V}$, gerechnet.
 Bild 12 (rechts): Stufenverstärkung in Abhängigkeit von der Größe des Basiswiderstandes, gerechnet für die Daten des Transistors OC 601, Nr. 1, aber veränderliches r_b . $f = f_\alpha$, $I_E = 1 \text{ mA}$, $U_C = 5 \text{ V}$.

b) Der Einfluß von α .

In die Verstärkung nach (9) geht α zunächst einmal mit seinem Betrage ein. Dieser Einfluß ist nicht von großer Bedeutung, denn dieser Betrag hat auch noch bei Frequenzen oberhalb der α -Grenzfrequenz brauchbare Werte. Viel entscheidender ist der Einfluß von α in Verbindung mit r_b , da nach (11) der Anteil $r_b [1 - \text{Re}(\alpha)]$ in den Wirkungsgrad eingeht. Ein hoher Realteil von α hebt also die schädliche Wirkung von r_b auf. Durch α ist im Kurzschlußfall eine Grenzfrequenz definiert, aber r_b bestimmt, bis zu welchem Bruchteil dieser Grenzfrequenz man eine brauchbare Stufenverstärkung realisieren kann.

c) Der Einfluß von C_c .

Die Sperrschichtkapazität C_c verursacht in Verbindung mit r_b in g_{21} einen realen Leitwertanteil $\omega^2 C_c^2 r_b$. Selbst bei den sehr hohen Kapazitäten der vorliegenden Transistoren (35...50 pF) erhöht dies den Realteil von g_{21} bei 500 kHz höchstens auf den doppelten Wert, womit die Stufenverstärkung wie $1/\sqrt{2}$ abfällt. Da dieser Einfluß aber mit der Frequenz quadratisch ansteigt, wird er von wesentlicher Bedeutung werden,

wenn es gelingt, die α -Grenzfrequenz des Transistors merklich zu erhöhen. Man müßte dann gleichzeitig durch eine Flächenverkleinerung C_c reduzieren.

Viel unangenehmer ist die starke Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Kollektorgleichspannung. C_c ist der Wurzel aus der Gleichspannung umgekehrt proportional, wie es für eine Schottkysche Sperrschicht der Fall sein muß. Eine Änderung der Betriebsspannung stört deshalb die Neutralisation empfindlich. Dazu kommt eine Verformung des Kollektorschwingkreises, die von Bedeutung sein kann, da beim abgestimmten Basisverstärker die aus Bild 11 ersichtliche maximale Bandbreite wegen des großen Verhältnisses von kapazitivem zu reellem Leitwert in g_{21} so klein ist, daß der Schwingkreis bei Anpassung keine gegen C_c großen Kapazitäten haben kann.

d) Der Einfluß des Arbeitspunktes.

Der Arbeitspunkt des Transistors hat auf eine Reihe von Größen, die in die Stufenverstärkung eingehen, großen Einfluß. Die Stufenverstärkung wächst mit abnehmendem Kollektorgleichstrom und zunehmender Kollektorgleichspannung.

Ein verminderter Gleichstrom verursacht eine proportionale Erhöhung des Eingangswiderstandes τ_{1K} , womit nach (11) der Eingangs-wirkungsgrad ansteigt. Gleichzeitig erniedrigt sich der Diffusionsleitwert des Kollektors, also der Realteil von g_{21} .

Eine Erhöhung der Kollektorgleichspannung vermindert zunächst einmal die Sperrschichtkapazität und damit in Verbindung mit r_b den realen Anteil $\omega^2 C_c^2 r_b$ von g_{21} . Außerdem ist aber auch die Änderung der Basisdicke $\Delta W / \Delta U_C$ der Wurzel aus der Kollektorgleichspannung umgekehrt proportional. Ein höheres U_C bringt so einen kleineren Diffusionsleitwert und erhöht auf diese Weise die Verstärkung.

Die in Bild 14 wiedergegebenen Meßwerte zeigen, daß die richtige Wahl des Arbeitspunktes einen ganz beachtlichen Gewinn an Stufenverstärkung bringt.

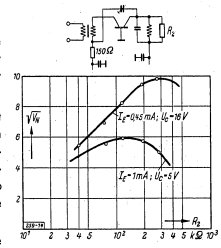


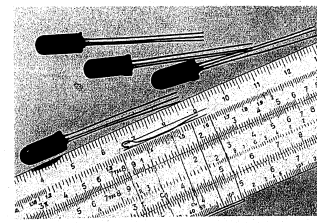
Bild 14: Stufenverstärkung in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt. Transistor OC 601, Nr. 1, neutralisiert, $f = 500 \text{ kHz}$.

Zusammenfassung:

Mit Hilfe frequenzabhängiger Vierpolgrößen des Transistors wird sein Verhalten in einer abgestimmten Hochfrequenzverstärkerstufe behandelt. Die Rückwirkung über den Transistor macht die Neutralisation einer solchen Verstärkerstufe notwendig. Bei hohen Frequenzen fällt die Stufenverstärkung unter dem Einfluß von Basiswiderstand und Kollektorsperrschicht-Kapazität viel stärker ab als die Kurzschlußstromverstärkung.

Literatur:

[1] E. Kettel und G. Meyer-Brütz, Die Frequenzabhängigkeit der Vierpolparameter eines Transistors: Telefunken-Zeitung Jg. 27, H. 106 (Dez. 1954) S. 237...243.
 [2] R. L. Wallace, L. G. Schimpf und E. Dickten, A Junction Transistor Tetrode for High-Frequency Use: Proc. I. R. E. 40 (Nov. 1952) S. 1395.



Transistoren OC 601 und OC 602

Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen

Von A. Železnikar

H. Briner und W. Graffunder haben im Aufsatz „Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen“ [1] eine spezielle Lösung des Problems mit Hilfe der Riemannschen Zahlenkugel. Die Substitutionskoeffizienten dieser Abbildung waren nach ihrem absoluten Betrag gleich 1 und reell. Die Abbildung in die neue Ebene war dann einfach durch eine 90° Drehung der Kugel um eine zur imaginären Achse parallelen Gerade im Uhrzeigersinn gegeben. Diese vereinfachenden Annahmen sind vielfach zulässig, z. B. immer dann, wenn die Transformation einer Abschlussimpedanz durch eine verlustfreie Leitung zu bestimmen ist.

Um die Konstruktion des Kreisdiagrammes 2. Art auch dann zu ermöglichen, wenn die Abschlussimpedanz allgemein durch einen beliebigen linearen passiven Vierpol transformiert wird, sei im folgenden die Lösung für jene Fälle angegeben, in denen die Substitutionskoeffizienten komplexe Zahlen sind, wenn also die Belastungsimpedanz z in die Eingangsimpedanz z' durch die Substitution

$$z' = \frac{\alpha z + \beta}{\gamma z + \delta}, \quad \alpha\delta - \beta\gamma \neq 0 \quad (1)$$

gegeben ist. Man kann schon voraussehen, daß die allgemeine Lösung durch eine Translation und zwei Drehungen der Zahlenkugel und ihre Projektion in die neue Ebene entsteht.

1. Translation der Zahlenkugel

Die Riemannsche Abbildung durch stereographische Projektion der Ebene (z) auf die Zahlenkugel ist bekannt. Wenn man auf der Kugel zwei diametral entgegengesetzt liegende (antipode) Punkte nimmt und einer dieser Punkte dem Wert z in der Ebene (z) entspricht, dann ist der antipode Wert auf der Kugel in der Ebene (z) gegeben durch

$$z_a = -1/\bar{z} \quad (2)$$

wo \bar{z} der konjugierte komplexe Wert zum Wert z ist. Bei der Abbildung der Ebene (z) entspricht der Südpol der Kugel dem Wert z = 0. Nun fragen wir uns, wo wird der neue Südpol in der Ebene (z') liegen.

Die Antwort auf diese Frage gibt uns folgende Überlegung. Die umgekehrte Substitution lautet aus (1)

$$z = \frac{\delta z' - \beta}{-\gamma z' + \alpha}, \quad \alpha\delta - \beta\gamma \neq 0 \quad (3)$$

Der auf der Ebene (z') abgebildete Nordpol entspricht dem Wert z' = ∞. Der Ausdruck (3) gibt in der Ebene (z) für z' = ∞ den Wert z_∞ = -β/γ. Der antipode Punkt ist in der Ebene (z) gegeben durch (2), also gleich μ = γ/β. Das ist der Südpol der Kugel auf der Ebene (z') abgebildet in die Ebene (z). Durch (1) erhält man die Translation der Kugel in der Ebene (z'), indem man die Kugel mit dem Südpol im Punkt z' = 0 in den Punkt z' = μ' verschiebt, wobei μ' den Wert

$$\mu' = \frac{\alpha\gamma + \beta\delta}{\gamma\gamma + \delta\delta} \quad \text{hat.} \quad (4)$$

2. Drehung der Zahlenkugel um die Vertikalachse

Die neue Lage der Zahlenkugel ist mit (4) eindeutig bestimmt, auch die in der Einleitung erwähnte Drehung wird sofort verständlich.

Wenn man auf der Kugeloberfläche zwei Paare antipodier Punkte annimmt, die dem Nord- und Südpol für beide Ebenen entsprechen, dann liegen diese vier Punkte auf einem Meridian der Kugel. Dieser Meridian wird in der Ebene (z) durch die Gerade, die durch die Punkte z = 0 und z_∞ = -β/γ verläuft, gegeben, in der Ebene (z') wird die den Meridian abbildende Gerade durch die Punkte z'_0 = β/δ und z'_∞ = α/γ verlaufen. Die Werte der Richtungskoeffizienten der Geraden in beiden Ebenen werden die gesuchte Drehung ergeben.

Für die spezielle Gerade in der Ebene (z) ist der Richtungskoeffizient gleich

$$A_1 = \frac{z_{\infty} - z_0}{z_{\infty} + z_0} = \frac{\delta\gamma - \beta\gamma}{\delta\gamma + \beta\gamma} \quad (5)$$

Die abgebildete Gerade in der Ebene (z') hat den Richtungskoeffizient, der mit Werten von z'_0 und z'_∞ bestimmt ist und lautet

$$A_2 = \frac{(z'_{\infty} - z'_0) - (\bar{z}'_{\infty} - \bar{z}'_0)}{[(z'_{\infty} - z'_0) + (\bar{z}'_{\infty} - \bar{z}'_0)]} = \frac{\delta\gamma(\alpha\delta + \beta\gamma) - \beta\gamma(\alpha\delta + \beta\gamma)}{[\delta\gamma(\alpha\delta - \beta\gamma) + \beta\gamma(\alpha\delta - \beta\gamma)]} \quad (6)$$

Wenn man die Ebene (z) so auf die Ebene (z') bringt, daß beide reellen und imaginären Achsen zusammenfallen, dann ist der Winkel zwischen den beiden speziellen Geraden gegeben mit

$$\sin \psi = \frac{A_2 - A_1}{\sqrt{1 + A_1^2} \cdot \sqrt{1 + A_2^2}} \quad (7)$$

Winkel ψ gibt also die gesuchte Drehung um die Vertikalachse der Kugel in der Ebene (z') an.

3. Drehung der Zahlenkugel um die Horizontalachse

Die Kugel ist jetzt so in die neue Lage gebracht, daß sich der Hauptkreis der Kugel durch vier paarweise antipode Punkte wirklich in die spezielle Gerade in der Ebene (z') abbildet, doch entsprechen die einzelnen Werte dieser Geraden nicht der linearen Substitution, die durch (1) gegeben ist. Die Kugel muß deshalb noch so gedreht werden, daß die Werte auf der Kugel und in der neuen Ebene bei umgekehrter stereographischer Projektion einander entsprechen.

Die Lage des Nordpols ist mit μ' und dem Durchmesser (= 1) vollkommen bestimmt. In der Ebene (z') ist weiter auch der Punkt z'_0 = β/δ gegeben. Wenn man den Nordpol und den Punkt z'_0 mit einer Geraden verbindet, dann muß diese Gerade durch den ehemaligen Südpol der Kugel verlaufen. Die Kugel muß also so gedreht werden, daß der ehemalige Südpol in die neue Lage kam, die eindeutig mit dem neuen Nordpol und den Punkt z'_0 bestimmt ist. Die Drehungsachse steht senkrecht zur Richtung der durch die Punkte z'_0 und z'_∞ gelegten Geraden, verläuft parallel zur Ebene (z') und durch den Mittelpunkt der Kugel, dessen Lage auch bekannt ist. Bezeichnet man die senkrechten Koordinaten auf der Ebene (z') allgemein mit θ', so ergibt sich der Drehungswinkel mit

$$\cos \epsilon = \pm (1 - 2 \theta'_0) \quad (8)$$

da der Halbmesser der Kugel den Wert 0,5 hat. θ'_0 ist die orthogonale Entfernung des ehemaligen Südpols an der Kugel von der Ebene (z'). Mit stereographischer Projektion bekommt man wie bekannt

$$\theta'_0 = \frac{(z'_0 - \mu')(\bar{z}'_0 - \bar{\mu}')}{(z'_0 - \mu')(z'_0 - \mu') + 1} \quad (9)$$

4. Die geometrische Darstellung

Die geometrische Darstellung wird folgendermaßen ausgeführt. Man denkt sich die Ebene (z) abgebildet auf die Kugel mittels stereographischer Projektion. Dabei werden Gerade und Kreise in der Ebene (z) immer als Kreise auf der Kugel abgebildet.

Dann bringt man die Kugel zuerst in die neue Ebene (z') in den Punkt z' = 0, wobei die Kugel nicht gedreht werden darf. Da die Substitutionskoeffizienten α, β, γ, δ bekannt sind, kann man mittels (4) sofort μ' ausrechnen. In dieser neuen Lage der Kugel auf der Ebene (z') bleibt zunächst der Südpol noch im Punkt μ', da die Kugel nicht gedreht wurde. Nun erfolgt die Drehung der Kugel um die vertikale Achse, gegeben mit (7). Eine weitere Drehung der Kugel um die Achse, die parallel zur Ebene (z') und orthogonal zu der Geraden durch Punkte z'_0 und z'_∞ verläuft, bringt die Kugel in die endgültige Lage (8).

Den Verlauf der Abbildung kann man also geometrisch mittels orthogonalen Achsenometrie verfolgen. Die durch (1) gegebene analytische Funktion wird geometrisch verständlich. Die exakte mathematische Abbildung geht in die anschauliche geometrische Abbildung über.

Im erwähnten Aufsatz [1] waren die Substitutionskoeffizienten α = 1, β = -1, γ = 1, δ = 1. Wenn man diese Werte in die Ausdrücke (4), (7) und (8) einsetzt, bekommt man μ' = 0, ψ = 0 und ε = 90°. Für beliebige reelle Substitutionskoeffizienten bekommt man immer ψ = 0, da A₁ und A₂ den Wert Null annehmen. Das gleiche gilt für rein imaginäre Substitutionskoeffizienten, da der Quotient zweier imaginärer Zahlen immer reell ist.

Literatur:

- [1] H. Briner und W. Graffunder. Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen: Telefunken-Zeitung Jg. 26, Heft 99 (März 1953) S. 102.
- [2] J. Plenelj, Teorija analitičnih funkcij, SAZU 1953, Ljubljana.

Berichtigung zum Aufsatz H. Briner und W. Graffunder (†), Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen: Telefunken-Zeitung Jg. 26, H. 99 (März 1953) S. 102...110.

J. Kammerländer machte die Schriftleitung freundlicherweise darauf aufmerksam, daß in Bild 5 auf S. 106 der obigen Arbeit die Bezeichnungen für die reellen und imaginären Werte (r und x) vertauscht sind. Auf S. 105 Zeile 17 von oben ist r_1 durch x_1 und in Zeile 19 von oben x_1 durch r_1 zu ersetzen. H. Briner teilt hierzu ergänzend mit, daß das Bild 4 den in Bild 3 eingeklammerten Werten für $m < 1$ entspricht und daß die in Bild 5 angegebenen Werte $1/\lambda$ für $m > 1$ gelten. Für $m < 1$ sind die jeweils diametral gegenüberliegenden Werte von $1/\lambda$ zu nehmen, was man dadurch berücksichtigen kann, daß man das in Bild 5 rechts gezeichnete drehbare Lineal für die auf seiner linken Seite eingezeichneten Werte von $m < 1$ nach oben verlängert und diese Verlängerung auf die Werte von $1/\lambda$ einstellt.

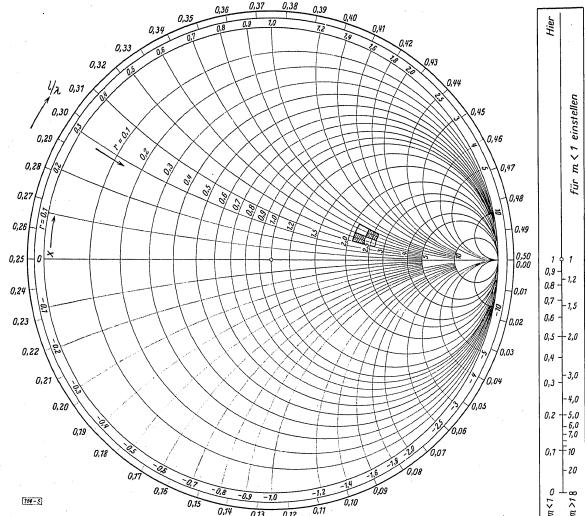


Bild 5: Das Kreisdiagramm 2. Art (berichtigt)

Berichtigung zum Aufsatz von W. T. Runge, Das Klirrfaktorproblem beim anodenspannungsmodulierten Sender: Telefunken-Zeitung Jg. 25 Heft 96 (August 1952) S. 135...142.

Herr R. Guertler, Sidney, macht freundlicherweise darauf aufmerksam, daß in der untersten Formel auf S. 138 das Vorzeichen nicht „-“, sondern „+“ heißen muß. In der obersten Formel auf S. 139 muß in dem ersten Integral vor $\sin \alpha t$ der Faktor 1 gestrichen werden. Ferner muß das zweite Integral das Vorzeichen „+“ bekommen. Herr Guertler macht ferner darauf aufmerksam, daß man für den speziellen Fall von k_3 den Integral-Ausdruck vereinfachen kann auf die sehr einfache Näherungsformel:

$$k_3 = 12/\pi \cdot [(1 + I^2) / (1 + 9 I^2)]$$

Die Zahlenwerte der Tabelle 1 sind richtig.

Berichtigung zum Aufsatz R. Schienemann, Zur Bemessung von HF- und ZF-Verstärkern für Mehrkanal-Verbindungen mit Frequenzmodulation. Teil I: Telefunken-Zeitung Jg. 27, H. 105 (September 1954) S. 157 u. 162. In Gl. (13) auf S. 159 soll es statt F richtig F^2 heißen.

Neue Aufgaben für Telefunken

Im Zuge weiterer Rationalisierungsmaßnahmen hat sich die AEG entschlossen, ihre Interessen auf dem Gebiet des Fernmelde- und Nachrichtenwesens bei ihrer Tochtergesellschaft Telefunken, die sich seit 1941 im Alleinbesitz der AEG befindet, zusammenzufassen. Am 1. Oktober 1954 wurden deshalb die AEG-Fabrik für Fernmeldetechnik in Backnang und das Werk Magnetophon-Gerätebau in Hamburg an Telefunken überführt. Der Verkauf erfolgt wie bisher über die Vertriebsorganisationen beider Gesellschaften.

Durch die Übernahme der bisher von der AEG gepflegten Gebiete der Trägerfrequenz-Telephonie, Fernmeldekabel, EW-Telephonie, Wechselaufsprecheranlagen, Fernsprech-Mehrfachanschlüsse und Magnetton-Technik erfährt der Geschäftsumfang der Telefunken-Gesellschaft eine wesentliche Ergänzung und Erweiterung. Telefunken bearbeitet damit alle Gebiete des Fernmelde- und Nachrichtenwesens, drahtlos und über Kabel, für Rundfunk, Fernsehen, allgemeine Nachrichtenübermittlung und Ortung sowie Röhrenbau, Elektroakustik und Phontechnik einschließlich Schallplatten.

Telefunken gründet Nachrichtentechnisches Forschungs-Institut

Nach alter Tradition nimmt Telefunken die Arbeit auf dem Forschungsgebiet wieder auf, die zunächst zugunsten der notwendigen Wiederaufbauarbeiten nach dem Kriegsende zurückstehen mußte, und hat zu diesem Zweck ein Nachrichtentechnisches Forschungs-Institut in Ulm gegründet.

Dieses neue Forschungs-Institut wird die vielfältigen Probleme der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik bearbeiten, um neue Wege oder wirtschaftlichere Verfahren zu finden. Die Ergebnisse der Forschung werden den von Telefunken für das In- und Ausland gebauten Geräten und Anlagen zugute kommen.

Die Leitung dieses Institutes wird Herr Prof. Dr. W. T. Runge übernehmen, der seit vielen Jahren die Entwicklung kommerzieller Funkgeräte bei Telefunken leitete.

Erweiterung des Röhrenwerkes in Ulm

Auf dem Gelände des Telefunken-Röhrenwerkes Ulm a. d. Donau wird ein neues Gebäude für die Fertigung von Fernsehbildröhren errichtet. Man erwartet mit dem raschen Anwachsen der Zahl der Fernsehteilnehmer eine solche Zunahme des Bedarfs an Bildröhren, daß die bisher in Ulm gefertigten Stückzahlen auf die Dauer nicht genügen werden.

Die Grundsteinlegung fand gelegentlich der 10-Jahr-Feier des Ulmer Telefunken-Werkes statt. Im Sommer 1944 wurde in Ulm mit der Einrichtung des Röhrenwerkes begonnen, das heute, mit allen neuzeitlichen Fertigungsanlagen bestens ausgestattet, neben Rundfunk-, Spezial- und Fernsehrohren auch Kristalldioden und Transistoren für Spezialaufgaben fertigt.

Summary

H. Bredow on his 75th Birthday

By H. Rukop

p. 195

The former manager of the Telefunken Company, secretary of state, state broadcasting commissioner and ex-president of a German administrative district, Dr.-Ing. E.h. Hans Bredow, closely associated for more than 50 years with radio telegraphy and telephony, broadcasting and television, celebrated his 75th birthday on November 26th, 1954.

H. Bredow joined the Telefunken Company as early as 1906 and after having first worked for a short time at a laboratory under Count v. Arco he became chief of the projecting department and soon afterwards manager of the Telefunken Co. In this capacity he cared for a steady and well-considered personnel policy and restricted the manufacturing activities of the company to the production of sets of thoroughly matured design. His endeavours were directed above all towards the realization of his favourite plan to extend the field of Telefunken activities beyond the design and construction of sets also to the establishment and handling of radio communication services. By means of a special department called "Internationaler Telefunken Betrieb" it was possible to take over the radio service aboard German ships as well as to promote also the erection of high-power radio stations on land. Montevideo and Nauyas were the first stations owned by Telefunken, others followed in the United States of America, Australia, China, South America and the Dutch East-Indies. After a voyage of the steamer "Cap Blanco" fitted with the first Telefunken musical quench spark station which created an unheard-of sensation by its extraordinary transmission ranges (1908), German maritime radio traffic developed at a great pace.

But Bredow's greatest merit certainly is that he succeeded in putting an end to the patent litigations existing at that time between Marconi and Telefunken. By signing an agreement concerning Germany (1911) and establishing the DEBEG (Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegraphie) which was allowed to use all Marconi and Telefunken patents, it became possible to realize the principle set up already in 1906 at the international conference in Berlin, according to which every fixed or ship-borne radio station for public service is bound to take up traffic with any other station irrespective of the system used. Following these negotiations, an agreement on the exchange of patents on a footing of equality was signed between Marconi and Telefunken for all other countries in 1913.

The particular importance of radio communications became evident at the outbreak of World War I. Radio traffic between Germany and her colonies could be maintained from the Nauen station, as long as the stations at the other end were still in German hands. Permanent communication with Seyville (on Long Island, USA) was maintained until the United States joined the first world war. But at the end of that war nothing but the Nauen station was left of Bredow's communication network, which he had built up with so much foresight and great expenditures.

The German Post Office which endeavoured to restore radiocommunications offered at that time the management of the German broadcasting to Bredow who accepted this offer. In this capacity H. Bredow organized broadcasting in Germany. The idea to let everybody take part in broadcasting reception against payment of a licence fee was a revolutionary one. After a short period the German broadcasting system attained an organization and efficiency which many countries considered to be ideal for the conditions prevailing in Europe. The number of listeners increased rapidly and a flourishing industry came into being to manufacture the receiving sets.

The year 1933 in which National Socialism came to power in Germany brought an interruption of Bredow's activities because he had refused in the preceding years to allow broadcasting to be used for anti-government propaganda. Bredow was arrested, kept in custody for 1½ years and also after having been set free he was not allowed to work in any respect in his domain.

After World War II Bredow acted as president of the government of the Land Hesse-Nassau and as chairman of the board of directors of several companies, especially of the firm Budorus A.G., the largest foundry in the territory of the German Federal Republic. His industrial experience of many years' standing made it possible for this last-mentioned company to pass from war-time conditions to peace-time working despite all difficulties. Bredow devoted himself in particular also to social problems, e. g., to the construction of homes for the personnel of his company.

Gradually the years now come for Bredow which one is used to designate as "altum cum dignitate". On his 75th birthday the Telefunken Company, its directors, managing board and staff, as well as its organ for publications, the "Telefunken-Zeitung", with its editor and staff with him health, well-being and enjoyment of life and many years yet to come. We wish him above all that he may succeed in forgetting the unpleasant events among his many pleasant and unpleasant experiences of life, his many successes and disappointments. He may rest assured that his German fellow-countrymen and friends of today and his old and new acquaintances abroad will always keep his achievements in the field of radio, its application and organization in honourable remembrance. The Telefunken Company in particular will always count, with highest esteem and respect for his person, the years in which H. Bredow was its manager among the most important years of the company's history.

Progress in the Design of Modulation Amplifiers for Plate-Modulated Broadcasting Transmitters

By Hans Müller

p. 204

In a review of the circuit arrangements hitherto used for modulation amplifiers of broadcasting transmitters, the different stages of development are briefly outlined. Starting from the classic circuit arrangement with transformer coupling in each stage (Fig. 1), development leads to an amplifier operating already with RC coupling in the input stages, but still with a transformer in the driver output circuit, and finally arrives at the transformerless amplifier (Fig. 3). This course of development was necessary to permit the use of as high degrees of negative feedback as possible throughout the entire amplifier. Owing to the omission of the driver transformer and the resultant increase of the internal driver resistance, the latter had again to be reduced to the admissible value by reverse feedback from the output of the driver. The non-linear distortion factors obtained with this circuit arrangement were of the order of 1%, this arrangement having already been used in several 20-kW transmitters supplied by Telefunken. As far as can be judged for the time being, the non-linear distortion values attained meet all requirements so that further efforts towards attaining still smaller degrees of distortion seem to be unreasonable.

Further development work, therefore, aimed at a reduction of the amount of equipment required and of the power dissipation, an aim which can above all be attained by reducing the losses in the tubes. This results in a considerable increase of the total efficiency of the transmitter. The essential features of the circuit arrangement corresponding to the present state of development and represented in Fig. 7 are: control of the driver tube up into the grid current region, d.c. reverse feedback in the driver, and a substantial reduction of the plate currents of the output tubes with no signal applied. Since the driver tube (R6 4 in Fig. 8) operates with grid current, the pre-driver tube (R6 3) must also be operated in a cathode follower circuit. As a consequence of grid current operation, a more efficient utilisation of the driver tube is possible so that the amplifier can be operated with a smaller tube type and with a lower plate voltage than previously. Due to the d.c. reverse feedback both the non-linear distortions and the shifting of the grid bias voltage at the output tubes will be reduced. Reduction of the plate currents of the output tubes with no signal applied is possible because the total negative feedback of the amplifier could be increased considerably. A numerical comparison between the power dissipation in the former circuit arrangement and that in the latest one as well as a comparison of the equipment required in both cases distinctly show the savings made.

The correctness of the above considerations is confirmed by measurements on an amplifier intended for use in a 20-kW transmitter. With a control corresponding to 100% modulation, the non-linear distortion factor asymmetrically measured at the output terminals of the driver was only 0.5% throughout a frequency range despite the lesser amount of equipment used. The favourable values expected in regard to total amount of equipment and non-linear distortion factor were also obtained with an amplifier for a 150-kW transmitter, which uses the basic circuit arrangement described above. On this amplifier operating with the type RS 320 tube in the driver stage and the tube RS 366 in the output stage, non-linear distortion factors of less than 1% were measured throughout the frequency range with grid control corresponding to 100% modulation, although considerable savings in power could be attained with this amplifier too.

The Rating of RF and IF Amplifiers for FM Multi-Channel Radio Links. Part II

By R. Schienenmann

p. 211

Part I of this paper showed the theoretic principles and the formulas which permit to determine the rating of an amplifier, viz., a formula for the sideband amplitudes, terms for the non-linear distortion factors as well as derivatives for the amplitude and phase curves of single circuits and two-circuit band filters, which are required for ascertaining the non-linear distortion factors. Formulas were given for calculating the derivatives applying to multi-stage amplifiers.

For determining the rating of an amplifier in practice, the bandwidth required is estimated from the course of the sideband amplitudes of a frequency-modulated oscillation. When ascertaining therefrom the 3rd order distortions appearing alone, if

precise tuning to the carrier is assumed, very small distortion values are obtained. Yet the bandwidth cannot be rendered smaller than the estimated value because the precise tuning assumed can be accomplished in practice only imperfectly, so that second order distortions will appear. During the first tuning it will be possible to eliminate tuning errors by paying attention to the symmetry of the curve in relation to the mid-frequency. But when changing tubes, detuning may occur due to the tolerance of the interelectrode capacities of the tubes. Such detuning must be caused to remain but small by providing sufficiently large shunt capacities. The second order distortions occurring may assume considerable values if several circuits are detuned in the same direction, especially if this is accompanied by deviations from the most favourable value of the coupling.

The magnitude of the required shunt capacity of the circuits can be determined if the mean magnitude of the stray capacities of the tubes used is known. This value is determined by assuming a Gauss' error curve for the distribution of the stray capacities of a great number of tubes. From the degree of probability of the appearance of definite stray values the mean unilateral deviation of the capacity of several tubes is calculated. Another cause of the appearance of second order distortions is the retractive effect via the grid-plate capacity, in the presence of which the damping of the grid circuit in case of detuning towards higher frequencies is different from that occurring with detuning towards lower frequencies. The resulting non-linear distortion factor is calculated. Detuning of the circuits also causes the third order distortions to increase, but this increase is negligible with the slight degrees of detuning allowed because of the second order distortions. Inaccurate adjustment of the coupling of band filters which have to be adjusted to a prescribed most favourable value results in a greater increase of the third order distortions. The paper concludes with an explanation of the points of view to be taken into consideration when choosing an intermediate frequency.

Four-Channel Magnetic Sound Equipment for Sound-Film

By H. Friedrich

p. 219

The first trials with three-dimensional sound reproduction were made by Telefunken-Klangfilm as early as 1932. The problem of producing a plastic effect of a moving picture has meanwhile been brought nearer to a solution also as far as the picture is concerned. Since films obtained by the stereoscopic process present the disadvantage of having to be viewed through polarising spectacles, the 20th Century Fox Company produced the plastic impression by rendering the screen picture wider (size 1: 2.55 instead of 1: 1.33 hitherto usual) and providing at the same time several sound channels for the purpose of stereophonic reproduction of the sound.

Fig. 1 shows the arrangement of the sound tracks on which the sound is recorded by the magnetic process. The three wide tracks supply sound to the loudspeakers set up on the left, in the middle and on the right of the picture screen. Sound from the narrow track is used for producing special effects and is fed to loudspeakers arranged above or behind the listeners.

The magnetic sound equipment developed by Telefunken for the presentation of such films (Fig. 2) is fitted between the upper film drum and the projector head. It contains a mechanical filter which ensures uniform movement of the film. The plug-in magnetic sound head (Fig. 3) is carefully screened against external magnetic fields and supplies a voltage whose frequency response is represented as characteristic in Fig. 4. Correction of distortion is effected in the amplifier (Fig. 4, characteristic b). Characteristic c in Fig. 4 represents the recording frequency response of the 20th Century Fox films. This shape of the frequency response characteristic was chosen with a view to obtaining a better ratio of useful sound intensity to interference at the lowest and highest frequencies.

Fig. 5 shows the circuit diagram of an equipment with two projectors, mixer and theatre fader. Additional anti-distortion devices whose frequency response characteristics are shown in Fig. 6 are provided in all channels. They agree so precisely with each other that when passing from one channel to another one and with the anti-distortion devices kept in the same position, no difference in tone colour is perceptible.

The sound-effect channel is not needed continuously. To prevent undesirable noise from being unnecessarily transmitted in this channel, the latter is switched off during the intervals by means of a relay. This relay is actuated by a control frequency (12 kc/s) which is recorded on the sound track of the sound-effect channel.

The Apparatus for Cutting the Teldec "Füllschrift" Records by the Rhein Method.

By H. Redlich and W. Schmuck

p. 223

Owing to difficulties resulting from war it was not before 1950 that Eduard Rhein could practically realize the process for space-saving sound recording on discs for which a patent had been applied for by him as early as 1942. This process was taken over by the firm Teldec in 1953. The Telefunken-Decca records put on the market under the trade-mark "Füllschrift" (this characteristic designation was coined by E. Rhein) by the firm Teldec are engraved at 33½ r.p.m. with microgrooves by the Rhein process and nowadays manufactured by means of an apparatus which combines utmost precision of operation with a very robust construction.

The basic principle of the process consists in that the spacing between two adjacent grooves is always chosen just as wide as is necessary for the amplitudes which are to be recorded in these grooves. For this purpose it is necessary to know the magnitude of the amplitudes before they are recorded. In present-day sound recording on discs, this preliminary condition is already fulfilled for other reasons, because the sound is first recorded on magnetic tape and later transcribed on discs.

Fig. 1 shows the principle of the apparatus. About 0.1 second prior to sound pick-up by the reproducing head K_1 on disc, a voltage is derived from K_2 and used for increasing or decreasing the feed of the cutting head by means of a motor. It should further be noted that the displacement of the groove (Fig. 2), which is caused by a great amplitude at some point, determines also the position of all of the following grooves. Therefore, each displacement must be stored up and taken into account in right time when cutting the subsequent grooves, i.e., in each case just somewhat prior to the end of one complete revolution of the disc. In the same manner the storing device (artificial memory) must cause the center line of the groove to be displaced back again just a little after the end of a revolution of the disc.

To fulfill these conditions the recording head is moved by two motors acting on a spindle and a differential gear (Fig. 4). One of these motors rotates at a constant speed whereas the other runs forward or backward depending on whether the control voltage is positive or negative. The generation of the control voltage is shown in Fig. 5.

Storing of the positive and negative control voltages is effected by two circular magnetic foils (Fig. 8) from which the two voltages are derived again shortly before or after a complete revolution and then fed to the motor B in order that the next voltage is derived accordingly. Part of the output voltage of the artificial memory is again fed to the input of the memory via an adjustable feedback circuit to ensure proper displacement of the following grooves. The recording on the storing foils is effected in each case after one revolution. To ensure that the displacement of the later grooves sets in correspondingly

earlier and ceases correspondingly later, the starting foil for the positive control voltage rotates somewhat more quickly and that for the negative control voltage somewhat slower than the disc on which the sound is recorded. By means of a special rectifier (Fig. 8) the positive and negative control voltages are caused to cancel each other if they appear at the same time. It is stated as an example of the gain attainable by the space-saving cutting process that it has become possible to record the "Sheherazade" by Rimski-Korsakov (40 minutes play-back time) with microgrooves on one face of a 33 1/2 r.p.m. longplaying disc. Without the space-saving method of recording it would only have been possible to obtain a play-back time of not more than 24 minutes.

On the Theory of the Equivalent Circuit Diagrams of Junction Transistors

By L. Oertel

p. 230

The differential equations (1) (2) describing the diffusion flow in the base layer of a junction transistor are equivalent to the differential equations (3) (4) of the flow on a line consisting of resistors and capacitors. This equivalence makes it possible directly to create equivalent circuit diagrams for the transistor, which partly consist of line sections. It is necessary for this purpose that the differential equations and their boundary conditions are completely identical with each other. By proper choice of the line parameters (equation 10) both systems can be converted into the differential equations (5) and (6). To meet the requirements in regard to the boundary conditions, it is necessary to short-circuit the line at its end. The current flowing via the short-circuiting link is the hole current flowing into the collector. At the input end of the line it is necessary to treat d.c. and a.c. separately because of the non-linear relation (11) between the current caused by the holes (minority carriers) and the voltage. If the alternating voltage of the input end of the line is to agree with the alternating voltage at the interface layer emitter-base, it is necessary in the case of small a.c. amplitudes to transform the direct voltage into $U_T = kT/e$, which can be done by a voltage generator (Fig. 2) arranged ahead of the line. This furnishes a condition to (eq. 19) for the line capacity, so that the absolute values of the line parameters are then fixed too. With the aid of the line equations (20) (21) these magnitudes can be related to the emitter d.c. (eq. 30).

The length of the equivalent line (Fig. 2) is equal to the thickness of the base. It varies with the collector voltage. If the variations in length are not too great and too rapid, it can be shown by series developments that the short-circuited line of variable length can be replaced by a line of constant length W_0 at whose end the voltage δU_{c1} is existing (Fig. 3). The factor δ (eq. 32) has the same properties as the reciprocal amplification factor in the case of vacuum triodes.

It will be suitable to separate the line in Fig. 4 into two lines (Fig. 4) with the aid of the superposition principle. The second line can then be so modified that it represents the collector resistance (Fig. 5). When adding up the base resistance r_b and the line can then be so modified that it represents the collector resistance (Fig. 5). Another method of superposing the lines consists in short-circuiting the second line at its input end. This method leads to the equivalent circuit (Fig. 6).

In the case of low frequencies the line may be replaced by a T-network (Fig. 9) the magnitudes of which are indicated in equation (38). If the line in Fig. 3 is simplified in this manner, it is possible to replace one branch of this T-network by the input resistance of a grounded-grid triode. The mutual conductance of the tube must be $S = 2/R$ and the amplification factor must be $\mu = 1/\delta$. The tube circuit (Fig. 11) is then also equivalent to the transistor. In equation (41) the α cut-off frequency is related to the ratio S/C of the tube.

Frequency Variation of the Four-Terminal Network Parameters of a Transistor

By E. Kettel and G. Meyer-Brötz

p. 237

The base region between emitter and collector determines by its behaviour the theoretical properties of the transistor. The theory of the diffusion phenomena furnishes four magnitudes independent of each other and which are needed for quadripole representation for the series-parallel matrix (3) (3'). The input short-circuit impedance Z_{sc} , the voltage reaction δ , the short-circuit current gain α' , and the collector open-circuit admittance g_{c1} . The extraordinarily high frequency dependence of these quadripole parameters is exactly represented within the entire frequency range by the hyperbolic functions of a complex argument (4) and can be approximated by simple circle diagrams up to half the α cut-off frequency (Figs. 2-5). In this lower frequency range a simplified equivalent circuit with a triode represents a good approximation (Fig. 6).

The actual high-frequency behaviour of the transistor is in no way determined by the theory of the base alone. By introducing the ohmic base resistance the four-terminal network parameters are transformed (9) and the properties of the transistor fundamentally changed. After adding a leakage conductance via the collector, which makes allowance for the leakage current of the collector barrier layer, one obtains the complete equivalent circuit diagram of the transistor in a grounded-base circuit as shown in Fig. 7.

The formulas for the four-terminal network parameters include a series of fundamental magnitudes as constants which — dependent on dotation, geometrical dimensions and working point — are typical of any transistor; they can be easily ascertained by measurements on the transistor at low frequencies.

In Figs. 13-18 the curves of the calculated quadripole parameters of the complete transistor are compared with the values measured on a Telefunken transistor OC 601. The current gain α differs from the short-circuit current gain α' only at very high frequencies (Fig. 13); it increases again above a frequency equal to ten times the cut-off frequency, because input and output of the transistor are then closely coupled under the influence of r_b . The rise of the real component of α_{1k} with increasing frequency (Fig. 14) is an essential reason for the drop of the stage gain of the transistor with increasing frequency. The collector conductance likewise increases approximately with the square of the increasing frequency (Fig. 15), whereas the collector susceptance at higher frequencies is given by the collector barrier capacity C_c . At high frequencies the voltage reaction δ practically yet arises only from the voltage division via C_c and r_b . The reaction δ' due to thickness variation of the base does no more play any part (Fig. 17). As it is rather difficult to measure amount and phase of δ , the short-circuit collector admittance g_{c1} is yet calculated and measured (Fig. 18). The agreement between calculation and measurement is satisfactory with all four-terminal network parameters.

High-Frequency Amplification with Transistors

By E. Kettel

p. 245

The p-n-p transistors described in the preceding paper are preferably intended for low-frequency amplification, but it is nevertheless of interest to examine which amplification factors can be attained with them in tuned high-frequency amplifiers. The grounded-base circuit yields the greatest gain and is therefore dealt with alone.

* The figures put in round brackets refer to the equations in the German text.

On account of the voltage reaction the input impedance of a transistor amplifier is substantially dependent on the resistance at the collector. With a transistor representation by the matrix (1) (1') and with an output conductance G_c (Fig. 1) the input impedance is given by (2), $\alpha \delta$ (Fig. 2) determines the magnitude of the resistance reaction. If the admittance at the collector is inductive, the input impedance of the amplifier may have a negative real component of the "arc type" as is the case for instance in Fig. 4 for an oscillating circuit of the collector below the resonance frequency. (3) represents the admittance of the amplifier, measured at the collector. Its real component may be negative of the "dynamron type" in the case of a capacitive resistance $\delta' C_c$ at the input.

A capacity between collector and open-circuit emitter will likewise result in a negative conductance at the output. This may perhaps account for the observed negative real component of the output open-circuit admittance of some transistors. Because of the strong reaction in the grounded-base amplifier a neutralization is necessary. There are always two possible circuit arrangements which may be used for this purpose. The one shown in Fig. 7 yields the greatest gain. The impedances Z_e , Z_c have to meet the conditions (5) or (7) in this case. The amplifier is then represented by the matrix (6) or (8). The stage gain (9) is found from the equivalent circuit diagram 9. If the impedances required for neutralization are chosen in accordance with (7), their most favourable rating at which the gain has a maximum value follows from (10).

Fig. 10 shows measured gain values. For a particular transistor, Fig. 11 shows the maximum possible gain and the maximum bandwidth in case of adaptation to the collector. The decrease in gain at high frequencies depends to a higher degree on r_b and C_c than on α . The value r_b increases the input impedance and, together with C_c , the real component of the collector admittance. The efficiency of the amplifier input may be stated to be the ratio between the power flowing into the emitter resistance proper and the input power. This magnitude rapidly decreases with the frequency (Fig. 12). The decrease in stage gain with decreasing r_b is shown in Fig. 13. Changing the working point results in an increased gain with increasing collector direct voltage, because C_c decreases in this case. Furthermore, the gain increases with decreasing collector direct current, because the diffusion admittance of the collector diminishes and the emitter resistance increases relative to r_b (Fig. 14).

The Geometric Transformation of Impedance Diagrams

By A. Zelenizkor

p. 250

In a paper "The Geometric Transformation of Impedance Diagrams" published in No. 99 of the "Telefunken-Zeitung", H. Briner and W. Graffunder had given a special solution of the transformation with the aid of the sphere of Riemann. This simplification, in which the solution is found by rotating the sphere through 90°, is admissible for instance if the transformation of a terminal impedance is to be determined by a loss-free line.

To permit the construction of the circle diagram of the 2nd category also in the event of the terminal impedance being generally transformed by a passive four-terminal network of any kind, the transformation is treated according to equation (1). The solution is then found by a translation and two rotations of the sphere of Riemann.

The translation is determined by equation (4), the rotation around the vertical axis by equation (7) and that around the horizontal axis by the equations (8) and (9). By inserting the substitution coefficients $\alpha = 1$, $\beta = -1$, $\gamma = 1$, $\delta = 1$, which correspond to the simplified hypothesis of Briner and Graffunder, one obtains for the translation $\mu = 0$, for the rotation around the vertical axis $\psi = 0$, and for the rotation around the horizontal axis $\epsilon = 90^\circ$. For any real substitution coefficients as well as for purely imaginary substitution coefficients one obtains always $\psi = 0$.

New Tasks for Telefunken

p. 255

In consequence of further rationalization measures the AEG has decided that its interests in the field of telecommunication be concentrated at its subsidiary company Telefunken owned exclusively by AEG since 1941. Therefore, the AEG Factory for Telecommunication Technique at Backnang and the Factory for the Construction of Magnetophone Sets in Hamburg were transferred to Telefunken on October 1st, 1954. Sales will be handled as heretofore by the sales organizations of both companies.

By taking charge of the domains of carrier current telephony, telecommunication cables, carrier-frequency telephony on high tension lines, intercommunication systems, master/subsidiary switching systems and magnetic sound recording and reproducing technique hitherto exploited by AEG, the manufacturing programme of Telefunken is supplemented and extended considerably. Telefunken thus handles products in all fields of telecommunications, both by cable and radio, for broadcasting, television, transmission, of intelligence of any kind, radiolocation as well as electron tube manufacture, electroacoustics and phone technique inclusive of phonograph records.

New Research Institute for Communication Technique founded by Telefunken

p. 255

Pursuant to an old tradition the Telefunken Company now resumes research work which had first to stand back in favour of the reconstruction work to be done after the end of the war. It is for this purpose that a new Research Institute for Communication Technique was founded at Ulm.

This new institute will handle the many problems of communication and radio frequency techniques in order to find new ways and means or new processes which are more economical. The results of the work will be of advantage to the apparatus and installations constructed by Telefunken for customers at home and abroad.

Prof. Dr. W. T. Runge who directs for many years the development of commercial radio equipment at the Telefunken Company will be the head of the new institute.

Extension of the Tube Factory at Ulm

p. 255

A new building for the manufacture of television tubes is being erected on the grounds of the Telefunken Electron Tube Factory at Ulm on the Danube. It is expected that with the rapidly increasing number of owners of television sets the demand for television tubes will increase to such an extent that the quantities of tubes hitherto manufactured will not be sufficient in the long run.

Laying of the foundation stone took place on the occasion of the 10th anniversary of the erection of the Telefunken Works at Ulm. It was in summer 1944 when the first steps were taken for setting up the machinery for the electron tube factory which is best equipped with all modern production installations and now manufactures also crystal diodes and transistors for special purposes in addition to broadcasting and television tubes as well as tubes for special applications.

* The figures put in round brackets refer to the equations in the German text.

Résumé

A l'occasion du 75^{ème} anniversaire de la naissance de H. Bredow

p. 195

Par H. Rukop

L'ancien directeur de la Telefunken, le Dr.-Ing. E.H. Hans Bredow ancien secrétaire d'Etat, commissaire à la radiodiffusion et préfet, dont le nom est iniment lié depuis 50 ans à l'évolution de la télégraphie et téléphonique sans fil, de la radiodiffusion et de la télévision, a célébré le 26 novembre 1954 le 75^{ème} anniversaire de sa naissance.

H. Bredow est déjà entré chez Telefunken en 1904. Après une courte période d'information dans les laboratoires sous la direction du comte v. Arco il devint chef de la section d'élaboration des projets et, peu après, membre de la direction. En cette qualité, il assura que fut faite envers le personnel une politique calme et réfléchie et limita la fabrication à la production de modèles réellement perfectionnés. Il chercha avant tout à réaliser son plan favori, notamment d'étendre le champ d'activité de la Telefunken au delà du développement et de la construction d'appareils, c'est-à-dire à l'exploitation proprement dite des radiocommunications.

Une section 'Service Telefunken International' entreprit alors le service de T.S.F. à bord de navires et favorisa, en outre, l'installation de grandes stations terrestres. Montevideo et Nauven furent les premières stations en possession de Telefunken. D'autres suivirent aux Etats-Unis d'Amérique, en Australie, en Chine, en Amérique du Sud et aux Indes néerlandaises.

Après un voyage du steamer Cap Blanco à bord duquel se trouvait la première station Telefunken à étincelles musicales étouffées, dont la portée représentait une sensation inouïe (1908), le trafic radioléctrique maritime prit une extension très rapide.

Le plus grand mérite de Bredow est d'avoir réussi à mettre fin aux luttes pour les brevets qui existaient en son temps entre Marconi et Telefunken. La conclusion d'un traité relatif à l'Allemagne (1911) et la fondation de la DEBEG (Deutsche Betriebsgesellschaft für drahtlose Telegrafie), qui reçut le droit d'utiliser tous les brevets de Marconi et de Telefunken, permirent de réaliser le principe déjà proposé en 1906 à la Conférence Internationale de Berlin, d'après lequel chaque station de T.S.F. fixe ou flottante servant à des buts publics était tenue d'écouter le trafic avec chaque autre station sous considération du système employé. A la suite de ces négociations fut signé en 1913 un traité d'échange de brevets à base de parité entre Marconi et Telefunken pour tous les autres pays.

Au commencement de la première guerre mondiale la T.S.F. prouva son importance particulière. Le trafic entre l'Allemagne et ses colonies put être maintenu depuis Nauven aussi longtemps que les stations correspondantes furent en mains allemandes. Nauven demeura en liaison continue avec Seyville (sur Long Island, Etats-Unis d'Amérique) jusqu'à l'entrée en guerre des Etats-Unis. A la fin de la guerre il ne restait plus de l'organisation progressive du trafic de Bredow, commencée à grands frais, que la station de Nauven.

L'Administration des postes du Reich, qui s'occupait beaucoup des radiocommunications, offrit alors à H. Bredow la direction des radiocommunications du Reich, qu'il accepta. En cette qualité, H. Bredow organisa la radiodiffusion allemande. L'idée de laisser chacun prendre part à la réception moyennant une taxe fixe était révolutionnaire. Déjà après peu de temps la radiodiffusion allemande disposa ainsi d'une organisation et d'une efficacité considérées par beaucoup de pays comme idéales pour des conditions européennes. Le nombre des abonnés à la radiodiffusion augmenta rapidement et une industrie prospère fut créée pour fabriquer les récepteurs nécessaires.

L'année 1933, c'est-à-dire l'année de la prise du pouvoir en Allemagne par les nationaux-socialistes, interrompit l'activité de Bredow parce que dans les années précédentes il avait refusé de mettre la radiodiffusion à la disposition de ceux qui voulaient s'en servir pour une campagne de propagande honte au gouvernement. Bredow fut arrêté et détenu un an et demi en prévention. Après sa mise en liberté il lui fut interdit de prendre part d'une manière quelconque aux travaux dans son domaine.

Après la deuxième guerre mondiale, Bredow exerça son activité comme préfet de Hesse-Nassau et président de différents conseils d'administration, surtout de la Buderus A.G., la plus grande fonderie dans le territoire de la République fédérale allemande. En cette dernière qualité, sa longue expérience industrielle permit à cette dernière entreprise de surmonter toutes difficultés se présentant lors du passage du travail de guerre à l'exploitation en temps de paix. Bredow se consacra aussi aux problèmes sociaux, par exemple à la construction d'une cité de logement pour les membres du personnel de l'entreprise.

Maintenant s'approche peu à peu pour H. Bredow les années que l'on désigne 'ottum cum dignitate'. A l'occasion de son 75^{ème} anniversaire, la Telefunken G.m.b.H., son conseil d'administration, sa direction et tout son personnel ainsi que ses revues 'Telefunken-Zeitungs', son éditeur et la rédaction souhaitent au jubilaire santé, bien-être et joie de vivre encore pendant beaucoup d'années.

Nous lui souhaitons surtout de réussir à éliminer des nombreux souvenirs de sa vie, agréables et désagréables, de ses succès et de ses déceptions, tous les événements désagréables. Il peut être assuré que ses compatriotes et amis allemands d'aujourd'hui ainsi que ses anciennes et nouvelles connaissances à l'étranger n'oublieront jamais les éminents services qu'il a rendus dans le domaine de la T.S.F., de son application et de son organisation. En particulier, c'est avec la plus grande estime et la plus grande considération pour H. Bredow que la Telefunken G.m.b.H. se souviendra toujours de l'époque où il exerça les fonctions d'un directeur et dirigea son évolution, qui est en même temps une des plus importantes de son histoire.

Progrès dans la construction d'amplificateurs de modulation pour émetteurs de radiodiffusion à modulation analogique

Par Hans Müller

p. 204

Dans un aperçu rétrospectif des montages généralement employés jusqu'à présent pour les amplificateurs de modulation pour les émetteurs de radiodiffusion, l'auteur décrit en résumé les différents stades du développement. Partant du montage classique, fonctionnant dans chaque étage avec couplage par transformateur (fig. 1), le développement a conduit à un amplificateur travaillant déjà avec couplage RC dans les étages d'entrée, mais encore avec un transformateur dans la sortie (fig. 2). Ce développement a été nécessaire pour permettre l'application de degrés de contre-réaction aussi hauts que possible par l'amplificateur total. Par suite de la suppression du transformateur de l'étage driver et de l'augmentation de la résistance interne de l'étage driver qui en résulte, cette dernière a dû être de nouveau ramenée à la valeur admissible au moyen d'une contre-réaction à la sortie de l'étage driver. Les valeurs du coefficient de distorsion non-linéaire atteintes avec ce montage étaient de 1%. Ce circuit est déjà en usage dans

plusieurs émetteurs de 20 kW fournis. Pour autant qu'on puisse le constater actuellement, les valeurs du coefficient de distorsion non-linéaire atteintes satisfait à toutes les conditions posées, de sorte que des efforts pour réduire encore les distorsions ne semblent plus logiques.

Les travaux de développement ont, pour cette raison, tendu à réduire la dépense et la puissance dissipée, ce qui peut s'atteindre surtout par réduction des pertes dans les tubes. Le rendement total de l'émetteur est considérablement augmenté par ce fait. Les caractéristiques principales du montage qui est montré sur la figure 7 et correspond à l'état actuel du développement sont: Commande de la grille du tube driver jusque dans la zone du courant de grille, contre-réaction à courant continu dans le tube driver et forte réduction des courants de repos des tubes finals. Etant donné que le tube driver (Rö 4 sur la figure 5) fonctionne avec courant de grille, le tube pré-driver (Rö 3) doit être exploité en couplage cathodique. Par le fonctionnement avec courant de grille le tube driver est beaucoup mieux mis à profit, de sorte qu'il suffit d'avoir un type de tube plus petit et une tension anodique moindre qu'auparavant. Grâce à la contre-réaction à courant continu, on obtient non seulement une réduction des distorsions non-linéaires, mais aussi un déplacement plus faible du potentiel de grille aux tubes de puissance. Une réduction des courants de repos des tubes de puissance est possible parce que la contre-réaction totale de l'amplificateur a pu être augmentée dans une large mesure. Une comparaison numérique de la puissance dissipée de l'ancien et du plus récent montage ainsi qu'une comparaison de la dépense dans le bloc d'alimentation montrent bien clairement les économies réalisées.

Les mesures effectuées sur un amplificateur destiné à un émetteur de 20 kW ont confirmé l'exactitude de ces considérations. Pour une commande de la grille correspondant à un degré de modulation de 100%, le coefficient de distorsion non-linéaire mesuré asymétriquement à la sortie de l'étage driver n'a été que de 0,3% malgré la petite dépense dans toute la gamme de fréquences. Pour un amplificateur destiné à un émetteur de 150 kW pour lequel le principe de montage décrit a été employé les valeurs favorables attendues pour la dépense totale et le coefficient de distorsion non-linéaire ont été atteints. Pour cet amplificateur, qui fonctionne dans l'étage driver avec le tube RS 320 et dans l'étage de puissance avec un tube RS 366 furent mesurées, lors d'une commande de grille correspondant à un degré de modulation de 100%, des coefficients de distorsion non-linéaire de moins de 1% dans toute la bande de fréquences, bien que l'on réalisa aussi avec cet amplificateur des économies de puissance très importantes.

Le dimensionnement d'amplificateurs HF et MF pour liaisons à voies multiples avec modulation de fréquence

Partie II

Par R. Schienenmann

p. 211

Dans la partie I de cet article l'auteur avait expliqué les bases théoriques pour le dimensionnement électrique d'un amplificateur, à savoir: une formule pour le cours des amplitudes de bande latérale, des termes pour les coefficients de distorsion non-linéaire, ainsi que des dérivations pour les courbes d'amplitude et de phase de circuits individuels et de filtres de bande à plusieurs circuits, dérivations qui sont nécessaires pour déterminer les coefficients de distorsion non-linéaire. En outre, des formules pour le calcul des dérivations se référant à des amplificateurs à plusieurs étages furent données.

Pour le dimensionnement pratique d'un amplificateur, la largeur de bande requise est estimée selon le cours des amplitudes de bande latérale d'une oscillation modulée en fréquence. Lorsqu'on détermine à l'aide de ces cours des amplitudes des distorsions cubiques se présentant seules, en cas d'un accord précis sur le porteur, on arrive à des valeurs très petites. Cependant, la largeur de bande ne peut pas être rendue plus petite que la valeur estimative parce que l'accord précis supposé ne peut être réalisé dans la pratique que d'une manière imparfaite, de sorte que des distorsions quadratiques en sont la conséquence. Lors du premier accordage, des erreurs d'accord peuvent être éliminées en observant la symétrie de la courbe par rapport à la fréquence médiane. Mais en cas de changement de tubes, des désaccords peuvent se présenter par suite de dispersion des capacités intérieures des tubes. Il faut veiller à ce que des désaccords restent faibles en insérant des capacités parallèles suffisamment grandes. Les distorsions quadratiques qui apparaissent peuvent atteindre des valeurs considérables si plusieurs circuits sont désaccordés dans le même sens, surtout si le couplage dévie en même temps de sa valeur la plus favorable.

La grandeur de la capacité parallèle requise des circuits peut être déterminée si la grandeur moyenne des capacités parasites des tubes employés est connue. On trouvera cette valeur en supposant une courbe d'erreurs de Gauss pour la distribution des capacités parasites d'un grand nombre de tubes. En se basant sur le degré de probabilité de l'apparition de valeurs de dispersion déterminées, on peut calculer la déviation moyenne unilatérale de la capacité de plusieurs tubes. Une autre cause de l'apparition de distorsions quadratiques c'est la réaction via la capacité grille-plaque, en présence de laquelle l'atténuation du circuit de grille lors d'un désaccord vers des fréquences plus hautes est différente de celle occasionnée en cas d'un désaccord vers des fréquences plus basses. Le coefficient de distorsion non-linéaire en résultant est calculé. Un désaccord des circuits a aussi pour conséquence que les distorsions cubiques s'accroissent, mais cet accroissement peut être négligé en cas de faibles désaccords admis à cause des distorsions quadratiques. Un réglage inexact des couplages de filtres de bande, qui doivent être réglés sur une valeur prescrite la plus favorable, provoque un accroissement plus fort des distorsions cubiques. A la fin de l'article, l'auteur explique des points de vue ayant trait au choix de la hauteur d'une moyenne fréquence.

Systèmes magnétiques de reproduction à quatre canaux pour films sonores

Par H. Friedrich

p. 219

Les premiers essais de reproduction sonore à trois dimensions furent déjà exécutés par Telefunken-Klangfilm en 1932. Dans l'entretemps, le problème de la réalisation du relief dans les représentations de films s'est rapproché d'une solution au point de vue optique. Etant donné que le procédé stéréoscopique est affecté de l'inconvénient que les spectateurs doivent employer des lunettes polarisantes, la 20th Century Fox produisit l'effet plastique en élargissant l'image sur l'écran (format 1 : 2,55 contre 1 : 1,33 auparavant) et en prévoyant en même temps plusieurs canaux pour la reproduction stéréophonique.

La figure 1 montre la disposition des pistes sonores sur lesquelles le son est enregistré par procédé magnétique. Les trois larges pistes fournissent le son pour les haut-parleurs disposés à gauche, au milieu et à droite de l'écran. Le son de la piste étroite est, pour obtenir des effets spéciaux, transmis à des haut-parleurs disposés au-dessus des auditeurs ou derrière eux-c. L'appareil magnétique développé par Telefunken pour la présentation de téléfilms (fig. 2) est logé entre la bobine supérieure et la tête du projecteur. Il comprend un filtre mécanique qui assure un avancement régulier du film. La tête magnétique à enrouler (fig. 3) est soigneusement protégée électriquement contre des champs magnétiques extérieurs et fournit une tension dont la caractéristique de fréquence est montrée sur la figure 4 (courbe a). La distorsion est corrigée dans l'amplificateur

(fig. 4, courbe b). La courbe c de la figure 4 représente la caractéristique de fréquence d'enregistrement des films de la 20th Century Fox. Elle a été choisie sous cette forme pour obtenir aux fréquences les plus basses et les plus hautes un meilleur rapport entre l'intensité sonore utile et les bruits.

La figure 5 est le schéma d'une installation avec deux projecteurs, fader et régulateur de salle. Des correcteurs de distorsion supplémentaires, dont les caractéristiques de fréquence sont montrées sur la figure 6, sont prévus dans tous les canaux. Ils concordent si exactement entre eux qu'un passage d'un canal à un autre dans la même position des correcteurs de distorsion ne perçoit aucune modification du timbre.

Le canal pour les effets n'est pas utilisé tout le temps. Afin que des bruits indésirables ne soient pas transmis inutilement dans ce canal, ce dernier est déconnecté par un relais pendant les intervalles. Ce relais est actionné par une fréquence de commande (12 kc/s), qui est enregistrée sur la piste du canal des effets.

L'installation d'enregistrement de disques Teldec - Füllschrifts d'après le procédé de Rhein p. 223

Par H. Redlich et W. Schmacks

Le procédé d'enregistrement de disques économisant l'espace disponible pour lequel *Edouard Rhein* avait déjà demandé le brevet en 1942 ne put être réalisé qu'en 1950 à cause des difficultés résultant de la guerre. Il fut repris en 1953 par la maison Teldec. Les disques Teldec-Decca mis en vente sous la marque Füllschrifts (désignation caractéristique donnée par E. Rhein) sont enregistrés par la maison Teldec d'après le procédé de Rhein comme disques à microillons à vitesse de rotation de 33 1/3 t/min et taillés aujourd'hui au moyen d'appareillages fonctionnant avec une précision extrême et pourtant très robustes.

Le principe dominant dans ce procédé est que la distance entre deux sillons placés l'un à côté de l'autre ne doit, dans chaque cas, être choisie que juste de la grandeur nécessaire pour placer les amplitudes à inscrire dans ces deux sillons. A la vérité, pour ce but on doit absolument connaître la grandeur des amplitudes. Néanmoins, dans la taille de disques cette condition préliminaire est déjà remplie aujourd'hui pour d'autres raisons parce que le son est d'abord enregistré sur bande magnétique et seulement plus tard copié sur disque.

La figure 1 montre le principe de l'appareillage. Environ 0,1 seconde avant que la tête de reproduction K 1 ait pris le son, une tension de commande est prise de K 2. Cette tension sert, à l'aide d'un moteur, à augmenter ou à réduire l'avance de la taille des disques. En outre, on constate que le déplacement du sillon produit à une place par une grande amplitude (fig. 2) est valable aussi pour tous les autres sillons. On doit donc accumuler chaque déplacement et lorsqu'on taille les sillons suivants en tenir compte à temps, notamment dans chaque cas un peu avant la fin d'un tour de rotation complet du disque. De même, l'élement accumulateur doit entraîner le déplacement de retour de la ligne moyenne, notamment un peu après la fin d'un tour de rotation du disque.

Afin de remplir ces conditions, la tête de groove est actionnée par deux moteurs et par l'intermédiaire d'une ligne filée et d'un engrenage différentiel (fig. 4). L'un des moteurs tourne à vitesse constante et l'autre (B sur la fig. 3) tourne en avant ou en arrière selon que la tension de commande est positive ou négative. La production des deux tensions de commande est montrée sur la figure 5. Pour accumuler les tensions de commande positive et négative on se sert de feuilles magnétiques circulaires (fig. 8), auxquelles on reprend les deux tensions un peu avant ou un peu après la fin d'un tour de rotation complet, pour les fournir au moteur B afin que le sillon suive le déplacement voulu en une mesure correspondante. Une partie de la tension de sortie de l'accumulateur est fournie, par un circuit à réaction réglable, à l'entrée de l'accumulateur, afin d'obtenir à coup sûr le déplacement des sillons suivants. L'enregistrement sur les feuilles d'accumulation est effectué dans chaque cas après un tour de rotation. Afin que le déplacement des sillons futurs corresponde exactement plus tôt et finisse plus tard, la feuille d'accumulation tourne pour la tension de commande positive un peu plus vite et pour la négative un peu plus lentement que le disque à tailler. Au moyen d'un redresseur spécial (fig. 6), on obtient que la tension de commande positive et la négative se suppriment lorsqu'elles se présentent en même temps.

Comme exemple du gain que l'on peut réaliser par la taille économisant l'espace, les auteurs indiquent que l'on a réussi à enregistrer la Sphérazade de Rimski-Korsakov (durée d'audition 40 minutes) avec microillons sur une seule face d'un disque à vitesse de rotation de 33 1/3 t/min. Sans la taille économisant l'espace on n'aurait atteint jusqu'alors qu'une durée d'audition de 24 minutes.

Sur la théorie des schémas équivalents de transistors à jonction p. 230

Par L. Oertel

Les équations différentielles (1) (2) décrivant le flux de diffusion dans la couche de base d'un transistor à jonction sont équivalentes aux équations différentielles (3) (4) du flux sur une ligne composée de résistances et de capacités. Cette équivalence permet d'établir directement des schémas équivalents pour le transistor, qui consistent partiellement en sections de ligne. A cet effet, il est nécessaire que les équations différentielles et leurs conditions au bord soient complètement identiques les unes aux autres.

Par un choix convenable des paramètres de ligne (équation 10), les deux systèmes peuvent être convertis en les équations différentielles (5) et (6). Afin de satisfaire aux exigences concernant les conditions au bord, il faut court-circuiter la ligne à son bout. Le courant passant via l'écran de court-circuitage est le courant de trous entrant dans le collecteur. A l'entrée de la ligne la tension continue et la tension alternative doivent être traitées séparément à cause de la relation non-linéaire (11) entre le courant des trous (minority carriers) et la tension. Si la tension alternative à l'entrée de la ligne doit être égale à la tension alternative existant à la couche d'émission-émetteur-base, il est nécessaire en cas de faibles amplitudes de la tension alternative de transformer la tension continue sur la ligne en $U_T = kT/e$, ce qui peut se faire moyennant un générateur de tension (fig. 2) disposé en amont de la ligne. Cette exigence fournit une condition (équ. 19) pour la capacité de ligne, de sorte que les valeurs absolues des paramètres de ligne sont alors fixés aussi. A l'aide des équations de ligne (20) (21) on peut mettre ces grandeurs en relation avec le courant continu de l'émetteur (équ. 30).

La longueur de la ligne équivalente (fig. 2) est égale à l'épaisseur de la base. Elle varie en fonction de la tension de collecteur. Si les variations de longueur ne sont pas trop grandes et pas trop rapides, on peut démontrer à l'aide de développements en séries que la ligne court-circuitée de longueur variable peut être remplacée par une ligne de longueur constante W_0 au bout de laquelle se trouve la tension U_{T0} (fig. 3). Le facteur α (équ. 32) a les mêmes propriétés que le facteur d'amplification rétrograde dans le cas des triodes à vide.

* Les chiffres entre parenthèses se réfèrent aux équations dans le texte allemand.

Il sera convenable de diviser la ligne de la fig. 3, à l'aide du principe de superposition, en deux lignes (fig. 4). La seconde ligne peut alors être modifiée de telle façon qu'elle représente la résistance du collecteur (fig. 5). Si l'on additionne la résistance de base r_b et la capacité de collecteur, on obtient le schéma équivalent du transistor (fig. 6). Une autre méthode de superposition des lignes consiste en ce qu'on court-circuite la seconde ligne à son entrée. Cette méthode conduit au schéma équivalent 7.

En cas de basses fréquences les lignes peuvent être remplacées par un montage en T (fig. 9) dont les grandeurs sont indiquées dans l'équation (38). En simplifiant la ligne de la fig. 3 de cette manière, on peut remplacer une branche de ce montage en T par la résistance d'entrée d'une triode avec grille à la masse. La conductance mutuelle du tube doit être $S = 2/R$ et le facteur d'amplification doit être $\mu = 1/\delta$. Le montage de tube (fig. 11) est alors également équivalent au transistor. Dans l'équation (41) la fréquence limite de α est mise en relation avec le rapport S/C du tube.

La variation de fréquence des paramètres de quadripôle d'un transistor p. 237

Par E. Kettel et G. Meyer-Brütz

La région de la base située entre émetteur et collecteur détermine, par son comportement, les propriétés théoriques d'un transistor. La théorie des phénomènes de diffusion fournit quatre grandeurs indépendantes l'une de l'autre et nécessaires à la représentation en quadripôle pour la matrice série-parallèle (5) $^{\circ}$, à savoir: l'impédance d'entrée à circuit fermé Z_{11} , la réaction de tension α , le gain de courant à circuit fermé α' et l'admittance de collecteur en circuit ouvert g_{22} . La dépendance de fréquence extrêmement grande de ces paramètres de quadripôle est représentée exactement, dans toute la gamme de fréquences, par les fonctions hyperboliques d'un argument complexe (4) et peut être approchée, par de simples diagrammes de cercles, jusqu'à la moitié de la valeur de la fréquence de coupure de α (figs. 2 à 5). Dans cette gamme le comportement réel du transistor en hautes fréquences n'est déterminé en aucune façon par la théorie de la région de la base seule. Par l'introduction de la résistance ohmique de la base, les paramètres de quadripôle sont transformés (7) et les propriétés du transistor changées d'une manière fondamentale. Après l'adjonction d'une conductance parasite due à la conductance, conductance qui tient compte du courant parasite de la barrière de collecteur, on obtient le schéma équivalent complet du transistor en un montage avec base à la masse (fig. 7).

Les formules pour les paramètres de quadripôle contiennent une série de grandeurs fondamentales comme constantes, lesquelles — dépendantes de dotation, dimensions géométriques et point de fonctionnement — sont typiques pour chaque transistor. Elles peuvent être trouvées facilement par des mesures faites sur le transistor à des fréquences basses.

Dans les figures 13 à 18 sont comparés les diagrammes circulaires des paramètres de quadripôle calculés du transistor complet et les valeurs mesurées sur un transistor Telefunken OC 601. Le gain de courant α ne diffère du gain de courant de coupure parce que l'entrée et la sortie du transistor sont alors accouplées de façon serrée sous l'influence de r_b . L'accroissement de la composante réelle de Z_{11} avec la fréquence (fig. 14) est une cause essentielle du décroissement du gain d'étage du transistor lors d'une augmentation de la fréquence. La conductance du collecteur s'accroît elle aussi à peu près quadratiquement avec la fréquence (fig. 15), tandis que la susceptance en cas de hautes fréquences est pratiquement ne provient en core que de la division de tension via C_c et r_b . La réaction α' due à la variation de l'épaisseur de la région de la base ne jouant plus de rôle (fig. 17). Le montant et la phase de α ne peuvent être mesurés que difficilement, l'admittance de collecteur à circuit fermé g_{22} est encore calculée et mesurée (fig. 18). La concordance entre calcul et mesure est satisfaisante pour tous les paramètres de quadripôle.

Amplification en hautes fréquences avec des transistors p. 245

Par E. Kettel

Les transistors p-n-p représentés dans l'article précédent sont destinés préférentiellement à l'amplification BF, mais il est néanmoins assez intéressant d'examiner quels coefficients d'amplification peuvent être obtenus avec eux dans des amplificateurs HF accordés. Le montage avec base à la masse donne le plus haut gain et, de ce fait, sera considéré seul.

A cause de la réaction de tension, l'impédance d'entrée d'un amplificateur à transistor dépend essentiellement de la résistance du collecteur. Dans le cas d'une représentation du transistor par la matrice (1) $^{\circ}$ et d'une conductance de sortie g_{22} (fig. 1), l'impédance d'entrée est donnée par (2). α (fig. 2) détermine la grandeur de la réaction de résistance. Si l'admittance au collecteur est inductive, l'impédance d'entrée de l'amplificateur peut avoir une composante réelle négative du type arc comme il est le cas par exemple dans la fig. 4 pour un circuit oscillant, au collecteur, au-dessus de la fréquence de résonance. (3) représente l'admittance de l'amplificateur, mesurée au collecteur. Sa composante réelle peut être négative du type dynatron, en cas d'une résistance capacitive $3Y_1$ à l'entrée.

Une capacité entre collecteur et émetteur en circuit ouvert donne, elle aussi, une conductance négative à la sortie. Cela explique peut-être la composante réelle négative de l'admittance de sortie en circuit ouvert, que l'on observe parfois sur des transistors.

En conséquence de la grande réaction dans l'amplificateur avec base à la masse, une neutralisation est nécessaire pour laquelle il y a toujours deux montages possibles. Le montage représenté dans la fig. 7 donne le plus haut gain. Les impédances Z_1 , Z_2 doivent dans ce cas remplir les conditions (5) ou (7). L'amplificateur est alors représenté par la matrice (6) ou (8), en se référant au schéma équivalent 9, on trouve le schéma d'étage (9). Si les impédances nécessaires à la neutralisation sont choisies selon (7), leur dimensionnement électrique le plus favorable, auquel le gain a une valeur maximum, s'ensuit de (10).

La fig. 10 montre des gains mesurés. Pour un transistor déterminé, la fig. 11 fait voir le gain maximum possible ainsi que la largeur de bande maximum en cas d'adaptation au collecteur. La chute de gain en cas de hautes fréquences dépend plus de r_b et C_c que de α . La quantité r_b hausse l'impédance d'entrée et, ensemble avec C_c , la composante réelle de l'admittance du collecteur. Comme rendement de l'entrée de l'amplificateur on peut indiquer le rapport entre la puissance s'écoutant dans la résistance de l'émetteur proprement dite et la puissance d'entrée. Cette grandeur diminue rapidement avec la fréquence (fig. 12). Le décroissement du gain d'étage en cas d'un décroissement de r_b est montré dans la fig. 13. Si l'on change le point de fonctionnement, il en résulte, lorsque la tension continue du collecteur s'accroît, un gain haussé, parce que C_c diminue dans ce cas. En outre, le gain s'augmente lorsque le courant continu du collecteur diminue, parce que l'admittance de diffusion au collecteur diminue en même temps et la résistance de l'émetteur s'accroît par rapport à r_b (fig. 14).

* Les chiffres entre parenthèses se réfèrent aux équations dans le texte allemand.

La transformation géométrique de diagrammes d'impédance

Par A. Zeleznikor

p. 250

Dans un article «La transformation géométrique de diagrammes d'impédance» publié dans le No 99 du «Telefunken-Zeitung», H. Briner et W. Grafvunder avaient donné une solution spéciale de la transformation à l'aide de la sphère de Riemann. Cette simplification, moyennant laquelle la solution est trouvée en faisant tourner la sphère de 90°, est admissible, par exemple, si la transformation d'une impédance terminale est à déterminer par une ligne sans pertes.

Afin de permettre la construction du diagramme de cercles de la catégorie 2 aussi dans le cas où l'impédance terminale serait généralement transformée par un quadripôle passif quelconque, la transformation est traitée selon l'équation (1).

On trouve alors la solution par une translation et deux rotations de la sphère de Riemann. La translation est déterminée par l'équation (4), la rotation autour de l'axe vertical par l'équation (7) et celle autour de l'axe horizontal par les équations (8) et (9). Par l'insertion des coefficients de substitution $\alpha = 1$, $\beta = -1$, $\gamma = 1$, $\delta = 1$, qui correspondent à l'hypothèse simplifiée de Briner et Grafvunder, on obtient pour la translation $\mu' = 0$, pour la rotation autour de l'axe vertical $\psi = 0$ et pour la rotation autour de l'axe horizontal $\varepsilon = 90^\circ$. Pour des coefficients de substitution réels quelconques, on obtient toujours $\psi = 0$ de même que pour des coefficients de substitution purement imaginaires.

De nouveaux domaines d'activité pour Telefunken

p. 255

Au cours de ses mesures de rationalisation l'AEG s'est décidée à céder les intérêts qu'elle possède dans le domaine des télécommunications à sa société filiale Telefunken, dont elle est la seule propriétaire depuis 1941. Pour cette raison, la fabrique AEG pour la technique des télécommunications située à Backnang et la fabrique d'appareils Magnétophon située à Hambourg sont devenues des centres de production Telefunken depuis le 1er octobre 1954. La vente continue à s'effectuer par les organisations de vente des deux sociétés.

Le champ d'activité de la Telefunken-Gesellschaft a reçu un complément important et une grande extension par la reprise des domaines suivants travaillés jusqu'à présent par l'AEG: Téléphonie à courants porteurs, câbles de télécommunication, téléphonie haute fréquence sur lignes à haute tension, appareils d'intercommunication, sous centrales satellites et technique de l'enregistrement magnétophonique. L'activité de la Telefunken s'étend ainsi à tous les domaines des télécommunications, radioléctriques et par câble, pour radiodiffusion, télévision, communications en général et goniométrie ainsi que fabrication de tubes, électroacoustique et phonotechnique, disques compris.

Telefunken fonde un Institut de Recherches pour la technique des télécommunications

Fidèle à sa vieille tradition, Telefunken reprend le travail de recherches qui avait dû, après la fin de la guerre, être remis au deuxième plan au profit des travaux de reconstruction nécessaires. Pour ce but, elle a fondé à Ulm un Institut de Recherches pour la technique des télécommunications.

Ce nouvel Institut s'occupera des nombreux problèmes des télécommunications et de la haute fréquence, dans le but de trouver de nouvelles solutions ou des procédés plus économiques. Les résultats seront utilisés en faveur des appareils et installations que Telefunken construit pour l'Allemagne et l'étranger.

La direction de cet Institut est confiée à Monsieur le professeur Dr. W. T. Runge, qui dirige depuis beaucoup d'années chez Telefunken le développement d'installations commerciales de T.S.F.

Agrandissement de la fabrique de tubes Telefunken à Ulm

Un nouveau bâtiment pour la production de tubes cathodiques de télévision est construit sur le terrain de la fabrique de tubes Telefunken à Ulm/Danube. On s'attend à ce que l'augmentation rapide du nombre des abonnés à la télévision entraîne un tel accroissement de la demande de tubes cathodiques que la production actuelle de la fabrique d'Ulm ne suffira plus avec le temps.

La pose de la première pierre a eu lieu à l'occasion du 10^{ème} anniversaire de la fondation de l'usine Telefunken d'Ulm. Installée en été de 1944 et équipée des moyens de production les plus modernes, cette fabrique produit aujourd'hui non seulement des tubes de radiodiffusion, des tubes de télévision et des tubes spéciaux, mais aussi des diodes à cristal et des transistors pour usages spéciaux.

Veröffentlicht von der Telefunken Gesellschaft für Drahtlose Telegraphie m. b. H., Berlin, Mehringdamm 32-34

Schriftleitung: Dr.-Ing. E. Roessler

Hersteller: Buch- und Verlagsdruckerei H. Heenemann KG, Berlin-Wilmersdorf, UhländstraÙe 102

TELEFUNKEN ZEITUNG



HERAUSGEBER

PROF. DR. H. RUKOP

27. Jahrgang (1954)

Heft 103 (März 1954) / Heft 104 (Juli 1954)
Heft 105 (September 1954) / Heft 106 (Dezember 1954)

TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE MITTEILUNGEN
DER TELEFUNKEN GESELLSCHAFT FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M. B. H.
BERLIN SW 61, MEHRINGDAMM 32-34

I N H A L T S A N G A B E

27. Jahrgang (1954)

	Heft	Seite
Berndt, W.	Der Energietransport zu den Antennen der Kurzwellen-Großstationen, Teil I	104 104
	Teil II	105 163
Dahlke, W.	Röhren langer Lebensdauer	104 76
Dahlke, W.	Statische Kennwerte der nichtidealen Triode	105 172
Fischer, K.	Pegelschwankungen auf Kurzwellen-Telephoniestrecken	103 3
Fischer, K., Vesper, W. und Vogl, G.	Übersee-Funkempfangsanlagen und Einseitenband-Telefonie: Entwicklungsprinzipien und Betriebserfahrungen	103 14
Friedrich, H.	Vierkanal-Magnetton-Anlagen für Tonfilm	106 219
Fründt, H. J.	Betriebsbereitschaft einer weit hinter den Horizont reichenden UKW-Richtverbindung	103 41
Fründt, H. J.	Eine UKW-Kleinfunkbrücke	104 88
Grewe, A.	Elektroakustische Übertragungsanlagen für weitläufige Gebäudekomplexe	105 156
Heyne, H.	E. v. Henk zum 25jährigen Jubiläum	103 61
Kettel, E.	Ein quartzesteuerter Frequenzmesser und Steuergenerator hoher Genauigkeit	103 27
Kettel, E.	Vorstufen für Kurzwellensender	104 114
Kettel, E. und Meyer-Brötz, G.	Die Frequenzabhängigkeit der Vierpolparameter eines Transistors	106 237
Kettel, E.	Hochfrequenzverstärkung mit Transistoren	106 245
Krause, W. A.	Radarversuche im Hamburger Hafen	105 132
Mailand, Hp.	UKW-Lotsen-, Hafen- und Küstenfunk	105 138
Meyer-Brötz, G.	s. Kettel, E., Die Frequenzabhängigkeit der Vierpolparameter eines Transistors	106 237
Müller, H.	Fortschritte im Bau von Modulationsverstärkern für anodenmodulierte Rundfunksender	106 204
Oertel, L.	Zur Theorie der Ersatzschaltbilder von Flächentransistoren	106 230
Petzoldt, H.	Die Lautsprecheranlagen der U-Bahn Stockholm	103 53

II

	Heft	Seite
Redlich, H. und Schmacks, W.	Die Apparatur zum Schneiden der Teldec-,Füllschrift"-Platten nach dem Rheinschen Verfahren	106 223
Rukop, H.	C. Ramsauer zum 75. Geburtstag	103 59
Rukop, H.	Zum 50jährigen Bestehen der Wehnelt-Kathode	104 67
Rukop, H.	H. Busch zum 70. Geburtstag	104 97
Rukop, H.	A. Esau zum 70. Geburtstag	104 104
Rukop, H.	H. Bredow zum 75. Geburtstag	106 195
Schienenmann, R. und Schon, J.	Überleitungsgestelle für beweglichen UKW-FM-Sprechfunk	103 31
Schienenmann, R.	Zur Bemessung von HF- und ZF-Verstärkern für Mehrkanalverbindungen mit Frequenzmodulation, Teil I	105 157
	Teil II	106 211
Anonym	Berichtigung zum Aufsatz von R. Schienenmann, Zur Bemessung von HF- und ZF-Verstärkern für Mehrkanalverbindungen mit Frequenzmodulation, Teil I, Heft 105	106 254
Schmacks, W.	s. Redlich, H., Die Apparatur zum Schneiden der Teldec-,Füllschrift"-Platten nach dem Rheinschen Verfahren	106 223
Schmidt, A.	Oxydkathoden in Vakuumröhren. Ein Rückblick auf die geschichtliche Entwicklung	104 69
Schon, J.	s. Schienenmann, R., Überleitungsgestelle für beweglichen UKW-FM-Sprechfunk	103 31
Steidle, W. E.	Radarkurse für Nautiker	105 145
Troost, A.	Probleme der Grenzwellenpeilung auf Schiffen	105 149
Vesper, W.	s. Fischer, K., Übersee-Funkempfangsanlagen und Einseitenband-Telefonie	103 14
Vogl, G.	s. Fischer, K., Übersee-Funkempfangsanlagen und Einseitenband-Telefonie	103 14
Weber, A. P.	Aluminiumplattiertes Eisen als Elektrodenwerkstoff für Hochvakuumröhren	104 73
Anonym	Berichtigung zum Aufsatz von A. P. Weber, Aluminiumplattiertes Eisen als Elektrodenwerkstoff für Hochvakuumröhren, Heft 104	105 190
Weber, H.	Die Dimensionierung von belasteten Hohlrohrleitungen für die H ₁₀ -Welle	103 44
Wiedemann, G.	Radarversuche in der Praxis	105 131
Železnikar, A.	Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen	106 252
Ziehm, G.	Herleitung einer praktisch brauchbaren Näherungsformel für den natürlichen Peilfehler einer 6-Mast-Adcock-Anlage	104 97

III

	Heft	Seite
<i>Anonym</i>	Ein neuer Funkfeuersender	103 57
<i>Anonym</i>	50-kW-Kurzwellensender für Radio-Nacional, Brasilien	103 58
<i>Anonym</i>	Zum 75. Geburtstag von K. Mey	103 60
<i>Anonym</i>	Berichtigung zum 75. Geburtstag von K. Mey, Heft 103	104 128
<i>Anonym</i>	Alexander Meißner, Ehrendoktor der Technischen Hochschule Wien	103 60
<i>Anonym</i>	Veränderungen bei Telefunken	103 60
<i>Anonym</i>	Betriebseinsatz einer Richtfunkanlage	104 123
<i>Anonym</i>	Neue Fernsehstrecken	104 125
<i>Anonym</i>	Die TL 6, eine Telefunken-Wanderfeld-Röhre	105 187
<i>Anonym</i>	Neue Aufgaben für Telefunken	106 255
<i>Anonym</i>	Telefunken gründet Nachrichtentechnisches Forschungs-Institut	106 255
<i>Anonym</i>	Erweiterung des Röhrenwerkes in Ulm	106 255
<i>Anonym</i>	Nachtrag zum Aufsatz von E. Prokoff, Heft 102	103 64
<i>Anonym</i>	Berichtigung zum Aufsatz von H. Briner und W. Graffunder, Die geometrische Transformation von Impedanzdiagrammen, Heft 99	106 254
<i>Anonym</i>	Berichtigung zum Aufsatz von W. T. Runge, Das Klirrfaktorproblem beim anodenspannungsmodulierten Sender, Heft 96	106 254
<i>Anonym</i>	Summaries (Zusammenfassungen der Aufsätze in englischer Sprache)	
	Heft: 103; 104; 105; 106	
	Seite: 61; 125; 188; 255	
<i>Anonym</i>	Résumés (Zusammenfassungen der Aufsätze in französischer Sprache)	
	Heft: 103; 104; 105; 106	
	Seite: 63; 127; 190; 260	

TELEFUNKEN ZEITUNG

HERAUSGEBER
PROF. DR. H. RUKOP

JAHRGANG 28

MÄRZ 1955

NUMMER 107

TELEFUNKEN · G M B H · B E R L I N

TELEFUNKEN ZEITUNG



JAHRGANG 28

MÄRZ 1955

NUMMER 107

TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE MITTEILUNGEN
DER TELEFUNKEN G.M.B.H.

I N H A L T S A N G A B E

G. Wuckel
Nachrichtenweitverkehr Backnang. Zur Übernahme des Werkes „AEG-Fernmeldetechnik Backnang“ 3

H. Schilling
Übertragerberechnung nach Betriebsgrößen 5

E. Glowatzki
Katalog der Potenz- und Tschebyscheff-Filter bis zum Grade $n = 5$ 15

E. Handrick
Sondermeßgeräte für die Drahtnachrichtentechnik 23

Aus der Telefunken-Quarzfabrikation 32

H. Awander, E. Becker und K. Sann
Eine Aufdampfanlage für die Schwingquarzherstellung 34

W. Hasselbeck
Frequenzkonstanz und Treffsicherheit beim Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 39

W. Siewert und G. Just
Ein Kurvenschreiber für Quarzimpedanzen 45

G. Schaffstein
Sender für die Endkontrolle im Fernsehempfänger-Prüfstand 52

Der neue Autosuper „Selektor“ 57

Abbridgments (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in englischer Sprache) .. 58

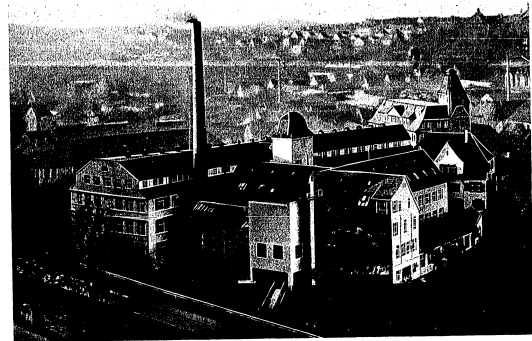
Abrégés (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in französischer Sprache) .. 63

Berichtigung: Zum Aufsatz von Hans Müller, Fortschritte im Bau von Modulationsverstärkern für anodenmodulierte Rundfunksender, Heft 106 68

Berichtigung: Zum Aufsatz von L. Oertel, Zur Theorie der Ersatzschaltbilder von Flächenanströmern, Heft 106 68

Die Telefunken-Zeitung erscheint in zwangloser Folge mit etwa drei bis vier Heften im Jahr und kann gegen eine Schutzgebühr von 3,— DM je Heft (Doppelheft 6,— DM) zuzüglich Porto von der Schriftleitung der Telefunken-Zeitung, Telefunken G. m. b. H., Berlin SW 61, Mehringdamm 32—34, bezogen werden. Postcheckkonto: Berlin-West 335 15. Bankkonten: Berliner Bank, Dep.-Kasse 5, Berlin SW 61, Mehringdamm 20—22, Konto-Nr. 83 455; Berliner Disconto Bank, Dep.-Kasse 1, Berlin SW 61, Mehringdamm 48.

Nachdruck von Aufsätzen und Bildern nur mit unserer Genehmigung.



Nachrichtenweitverkehr Backnang

Zur Übernahme des Werkes „AEG-Fernmeldetechnik Backnang“

Von G. Wuckel

Mit der im Jahre 1941 vollzogenen Telefunken-Transaktion, durch die Telefunken zu einer hundertprozentigen Tochtergesellschaft der AEG wurde, war von vornherein der Plan verknüpft, die Gesamtinteressen der Firma auf dem Nachrichtengebiet zusammenzufassen. Die Realisierung dieses Planes hat sich einmal durch die Kriegereignisse jener Jahre, insbesondere aber durch den folgenden allgemeinen Zusammenbruch erheblich verzögert. Mit der am 1. Oktober 1954 erfolgten Übernahme der AEG-Fernmeldetechnik Backnang durch Telefunken ist er nunmehr Wirklichkeit geworden.

Der jetzige Telefunkenbereich „Anlagen“ ist somit auf zwei Wurzeln zurückzuführen: Die eine ist die bei Telefunken von Anfang an gepflegte Funktechnik, die ausgehend von der Funkentelegraphie heute das Gesamtgebiet der drahtlosen Nachrichtenübermittlung umfaßt; die andere ist die im Rahmen der AEG aus dem Kabelwerk Oberspree hervorgegangene Drahtnachrichtentechnik, welche die Übertragung sämtlicher Nachrichtenarten über Kabel und Leitungen zum Zweck hat. Beide Zweige blicken auf eine etwa gleich lange, mehr als 50jährige Entwicklungsperiode zurück.

Während früher grundsätzlich zwischen drahtloser und drahtgebundener Nachrichtenübertragung unterschieden wurde, gehen diese heute immer stärker ineinander über, und es entstehen in zunehmendem Maße gemischte Netze sowohl für den Nachrichten-Nah- wie -Weitverkehr. So war es naheliegend und sinnvoll, aus dem Teil der Telefunken G. m. b. H., der sich nach wie vor mit dem drahtlosen Nah- und Weitverkehr befaßt, den Richtfunk herauszulösen und ihn mit der bisherigen „AEG-Fernmeldetechnik Backnang“ zu einer neuen Einheit „Nachrichten-Weitverkehr“ zu verschmelzen, in der der bisher in Backnang gepflegte drahtgebundene Weitverkehr nunmehr unabhängig vom Übertragungsmedium bearbeitet werden kann.

Wie sich der Richtfunk etwa seit Mitte der 30er Jahre aus den im Laufe der Jahrzehnte entstandenen allgemeinen Grundlagen der Funktechnik entwickelt hat, ist der Festschrift anlässlich des 50jährigen Bestehens der Firma Telefunken im Jahre 1953 zu entnehmen [1]. Nach umfangreichen Vorentwicklungsarbeiten, speziell auch zur Schaffung geeigneter Röhren, entstanden zunächst die während des letzten Krieges in erheblichem Umfang eingesetzten Zweibandgeräte „Michael“ (ein Telephonie- und ein Telegraphie-Kanal); als nächster Schritt wurde eine Apparatur „Rudolf“ für neun Gesprächseinheiten [2] entwickelt und noch während des Krieges eingesetzt. Dies war die Ausgangsbasis für die Arbeiten der Nachkriegsjahre, die zu den modernen impuls- und frequenzmodulierten Mehrfach-Übertragungsanlagen [3] [4] führten. Telefunken kann mit

diesen Arbeiten für sich in Anspruch nehmen, als erste Firma der Welt frequenzmodulierte Dezimeterwellen- anlagen gebaut und speziell in Deutschland 1936 die ersten Richtfunkstrecken erstellt zu haben. Heute existiert in Deutschland bereits ein Richtfunknetz für Fernsehen (FM), ebenso sind Richtfunkstrecken für 24 Sprech- kanäle (PPM) auf verschiedenen Linien in Norddeutschland in Betrieb; im Bau begriffen ist eine PPM-Rundfunk- Übertragungsanlage, und in Entwicklung befinden sich frequenzmodulierte Systeme für 60 bzw. 600 Gesprächs- Einheiten. Eine erste Anlage für 240 Gespräche wird zur Zeit gerade auf der Strecke Hannover—Münster eingesetzt.

Über die historische Entwicklung und die technischen Leistungen der AEG-Fernmeldetechnik ist zusammenfassend berichtet worden in der Gedenschrift „40 Jahre AEG-Fernmeldekabel“ [5], in dem den technischen Stand von 1945 beschreibenden Artikel „Die Fernmeldetechnik in der AEG“ [6] und einem kürzlich erschienenen Aufsatz „Moderne Entwicklungen auf dem Drahtnachrichtengebiet“ [7], in welchem insbesondere die Arbeiten der AEG in den Nachkriegsjahren behandelt werden. Aus diesen zusammenfassenden Schriften ist — neben der großen Zahl sonstiger Veröffentlichungen — zu ersehen, wie sich die AEG-Fernmeldetechnik, ausgehend von den allerersten Anfängen in der Herstellung von Bleikabeln um die Jahrhundertwende, in einer jahrzehntelangen systematischen technisch-wissenschaftlichen Arbeit einen namhaften Platz auf dem Gesamtgebiet der Drahtnachrichtentechnik geschaffen hat. Dabei darf nicht vergessen und muß gebührend unterstrichen werden, daß auch bereits in der frühesten Anfangszeit, als es bei der AEG noch kein in sich geschlossenes Gebiet Fernmeldewesen gab, aus dem Kabelwerk Oberspree eine ganze Anzahl beachtlicher Pionierleistungen und grundlegender Arbeiten hervorgegangen sind: Dort wurde die Lieben-Röhre entwickelt und fabriktionsreif durchgebildet [8], aus der das wichtigste Bauelement der ganzen Nachrichtentechnik, die Vakuumröhre, entstand. Die ersten Röhrenverstärker in der Welt sind dort gebaut worden und auch die ersten drahtlosen Versuche des Grafen v. Arco — eine der Vorbedingungen für die spätere Gründung von Telefunken — fanden im Kabelwerk Oberspree statt.

Der neue Backnanger Sektor „Weitverkehr“ baut somit auf einer altbewährten und guten Tradition auf: Funkseitig, indem wir uns stützen auf die gesamten Erfahrungen Telefunken, mit dessen Namen ein halbes Jahrhundert drahtloser Technik unmittelbar verknüpft ist; leitungsseitig ist es die Tradition der eigenen Fabrik, in der wir in den vergangenen Jahrzehnten unter dem Zeichen AEG auf allen Teilgebieten in der Übertragungstechnik mit Erfolg gearbeitet haben. Das ist in erster Linie das gesamte Gebiet der Fernmeldekabel in seinen vielen Varianten bis zu den hochwertigsten Fernkabeln, den modernen Trägerfrequenz-Weitverkehrskabeln sowie den Breitbandkabeln. Zur Erstellung ganzer Kabelanlagen gehören ferner die Pupin-Spulen- und die Eisen- bzw. Ferritkern-Technik, der Garniturenbau sowie Montage und Ausgleichstechnik. Das Scher- gewicht unseres zweiten größeren Werkteiles, der Apparatechnik, liegt heute auf der trägerfrequenten Mehrfachausnutzung der Leitungen; er umfaßt alle für diesen Zweck erforderlichen Endapparaturen und Zwischenverstärker einschließlich Amtsbau. Eine besondere Art der Trägerfrequenztechnik stellt ferner die Elektrizitätswerktelephonie über Hochspannungsleitungen dar, die einst von Telefunken ausging und schon seit Jahrzehnten zu unserem Fertigungsprogramm gehört. Das dritte große Arbeitsgebiet unserer Fabrik ist das der Gemeinschaftsanschlüsse oder Vorfeldeinrichtungen, das wir uns durch grundlegende Entwicklungen eines Spezialrelais und neuartiger Relaischaltungen im Verlauf der letzten Jahre erschlossen haben. Das ist in großen Zügen, ohne auf weitere Neben- und Einzelgebiete einzugehen, der Rahmen des drahtnachrichtentechnischen Sektors.

Durch die Eingliederung des Richtfunks in diesen Sektor können wir in Backnang nunmehr das Gesamt- gebiet der leitungsgebundenen Übertragungstechnik einschließlich der „Hertzschen Kabel“ vollständig bearbeiten. Über alle einschlägigen Teilgebiete wird, beginnend mit diesem Heft, nunmehr in der Telefunken- Zeitung berichtet werden.

Literatur:

[1] W. T. Runge, Fernsehen, Richtstrecken und Funkortung: Telefunken-Zeitung Jg. 26 H. 100 (1953) S. 182...199.
 [2] W. Leisner, Rudolf und Michael, zur Entwicklung der Dezimeterwellen-Nachrichtentechnik bei Telefunken: Telefunken- Zeitung Jg. 24 H. 92 (1951) S. 168...170.
 [3] G. Ulbricht, Die Richtfunkverbindungsanlage Ida 22: Telefunken-Zeitung Jg. 24 H. 92 (1951) S. 143...162.
 [4] H. J. Fründt, Eine 50-MHz-Richtverbindung für 300-KHz-Hub: Telefunken-Zeitung Jg. 25 H. 94 (März 1952) S. 51...59.
 [5] H. Jordan, 40 Jahre AEG-Fernsprechkabel: AEG-Mitteilungen 30. Jg. H. 7/8 (1940) S. 174...188.
 [6] G. Wüchel, Die Fernmeldetechnik in der AEG: AEG-Mitteilungen 41. Jg. H. 7/8 (1951) S. 123...128.
 [7] G. Wüchel, Moderne Entwicklungen auf dem Drahtnachrichtengebiet: AEG-Mitteilungen 44. Jg. H. 5/6 (1954) S. 206.
 [8] G. Garske, Die Bedeutung der Erfindungen Robert v. Liebens und Alexander Meissners für die drahtlose Nachrichten- technik: AEG-Mitteilungen 44. Jg. H. 11/12 (November/Dezember 1954) S. 446...450.

Übertragerberechnung nach Betriebsgrößen

Von H. Schilling

1. Anforderungen

Neben einer Reihe von speziellen Anforderungen, wie z. B. geringen Klirrvverzerrungen, kleinen räum- lichen Abmessungen und leichter Herstellbarkeit, müssen die Übertrager der Fernmeldetechnik vor allem den Übertragungstechnischen Anforderungen entsprechen:

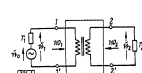


Bild 1: Der Übertrager als Vierpol

1. Es ist eine bestimmte — oft möglichst große — Übersetzung (U = Windungszahl der Übertragerwicklung 1/Windungszahl der Übertragerwicklung 2) zu verwirklichen (Bild 1).
2. Gegenüber einem gegebenen — in den meisten Fällen reellen — Abschlußwiderstand r_2^* darf ein bestimmter Reflexionsfaktor

$$|\rho| = \rho = \left| \frac{r_2 - w_2}{r_2 + w_2} \right| \quad (1)$$

innerhalb des Frequenzbereiches $\omega_1 \dots \omega_n = 2\pi f_1 \dots 2\pi f_n$ der relativen Breite ω_n/ω_1 nicht überschritten werden. Hierin bedeuten w_2 den von der Seite 2 des Vierpols gesehenen Scheinwiderstand, wenn der Vierpol auf der Seite 1 mit dem (meist reellen) Widerstand r_1 abgeschlossen ist. Wird $r_2 = w_2$, so ist $\rho = 0$. Das bedeutet: Da keine Reflexion vorhanden ist, wird an r_2 die größtmögliche Leistung abgegeben (Anpassung). Es ist dann $r_1 = \bar{w}_2 \cdot r_2$.

3. Innerhalb des Frequenzbereiches $\omega_1 \dots \omega_n$ wird eine hinreichend betragstreue Spannungsübersetzung gefordert und beschrieben durch Angabe einer maximal zulässigen frequenzabhängigen Verzerrung der Betriebsdämpfung:

$$\Delta a_B = (a_{B \max} - a_{B \min}) \omega = \omega_1 \dots \omega_n \quad (2)$$

Darüber hinaus werden oft durch Angabe der Grunddämpfung Vorschriften über die Höhe der Übertrager- verluste gemacht. Man wird bestrebt sein, diese Verluste möglichst klein zu halten. Die Verlustwiderstände der Übertrager-Ersatzschaltung nach Bild 10a werden daher in der Regel klein gegenüber den Blindwiderständen sein. In den folgenden Betrachtungen sind sie vernachlässigt, d. h. der Übertrager wird als Reaktanzvierpol behandelt.

Die Feldkellersche Beziehung für Reaktanzvierpole [1]

$$e^{-2a_B} + e^{-2a_E} = 1 \quad (3)$$

erlaubt es, unter der Voraussetzung verschwindender Eigenverluste, die Verzerrung der Betriebsdämpfung auf den Reflexionsfaktor zurückzuführen. In (3) bedeutet a_B die Betriebsdämpfung und a_E die Echodämpfung

$$a_E = \ln \left| \frac{r_2 + w_2}{r_2 - w_2} \right| = \ln \frac{1}{\rho} \quad (4)$$

Wird nun (4) in (3) eingesetzt, so ergibt sich nach entsprechender Umwandlung als Beziehung zwischen a_B und ρ der Ausdruck

$$a_B = \frac{1}{2} \ln \frac{1}{1 - \rho^2} \quad \text{und für } \rho < 10\% \text{, } a_B \approx \frac{1}{2} \rho^2 \quad (5)$$

Für Reaktanzvierpole ist $a_{B \min} = 0$ und daher wird $\Delta a_B = a_{B \max}$. Aus (5) lassen sich einander ent- sprechende Werte der Betriebsparameter Δa_B und ρ berechnen und entsprechend Tabelle 1 zusammen- stellen. Es sei darauf hingewiesen, daß die in den folgenden Berechnungen vernachlässigten Verluste bei praktisch ausgeführten Übertragern nicht nur die Grunddämpfung sondern auch die Verzerrung der Betriebsdämpfung über die nach (5) berechneten Werte hinaus vergrößern. Der Reflexionsfaktor da- gegen wird durch die Verluste erfahrungsgemäß wenig beeinflusst.

Tabelle 1: Reflexionsfaktor und Betriebsdämpfung von Reaktanzvierpolen

ρ	5	10	20	50	%
Δa_B	0,001	0,005	0,020	0,144	Neper

*) In diesem Aufsatz sind die wirklichen Werte der Schaltelemente und Frequenzen mit kleinen, die normierten Werte dagegen mit großen Buchstaben gekennzeichnet.

Eine Betrachtung der Tabellenwerte zeigt, daß die Praxis an den Fernmeldeübertrager häufig aus Gründen eines kleinen reflektierten Nahbereichs weitläufigere Forderungen bezüglich der Reflexion als hinsichtlich der Dämpfungsverzerrung stellt. Die Auslegung eines Fernmeldeübertragers wird daher in der Regel durch die Reflexionsforderungen bestimmt. Im folgenden wird deshalb die Betriebsgröße p bevorzugt. Die übertragungstechnischen Anforderungen können also hinreichend durch Angaben über die relative Breite des zu übertragenden Frequenzbandes ω_h/ω_l , die obere Eckfrequenz ω_h , den Abschlußwiderstand r_2 , den Reflexionsfaktor p gegenüber r_2 sowie die Übersetzung \bar{u} beschrieben werden.

II. Die Berechnung von Breitbandübertragern

Wenn die Übertragung eines relativ breiten Frequenzbandes verlangt wird, d. h. wenn $\omega_h/\omega_l > 10$ ist, läßt sich das Verhalten des Übertragers an der unteren Grenze, in der Mitte und an der oberen Grenze des übertragenen Frequenzbandes durch getrennte angenähert gültige Ersatzbilder beschreiben, wie sie in Bild 2 a...d gezeigt sind. In der Umgebung der oberen Eckfrequenz gilt entweder Bild 2c oder Bild 2d, je nachdem ob der Einfluß der Übertragerstreuintduktivität σl oder der Wickelkapazität c vernachlässigt werden kann. Zur Berechnung von Breitbandübertragern benutzt man diese Ersatzbilder und bemißt die auf die Übertragerseite 2 bezogene Übertragerhauptinduktivität l_2 , die Streuintduktivität σl_2 und die wirksame Kapazität c_2 so, daß durch die komplexe Strom- bzw. Spannungsteilung die zugelassene Dämpfungsverzerrung nicht überschritten wird, was der Fall ist, wenn

$$l_2 \geq \frac{r_2}{\omega_h} \cdot \frac{1}{2\sqrt{e^{2\Delta\sigma B} - 1}}; \sigma l_2 \leq \frac{r_2}{\omega_h} \cdot 2\sqrt{e^{2\Delta\sigma B} - 1}; c_2 \leq \frac{1}{r_2 \cdot \omega_h} \cdot 2\sqrt{e^{2\Delta\sigma B} - 1} \quad (6 \dots 8)$$

Um diese Übertragerkennwerte auch aus p berechnen zu können, wird (5) in (6), (7) und (8) eingeführt, und es ergeben sich nach entsprechenden Umwandlungen

$$l_2 \geq \frac{r_2}{\omega_l} \cdot \frac{\sqrt{1-p^2}}{2p} = \frac{r_2}{\omega_l} \cdot L; \sigma l_2 \leq \frac{r_2}{\omega_h} \cdot \frac{2p}{\sqrt{1-p^2}} = \frac{r_2}{\omega_l} \cdot (\sigma L); c_2 \leq \frac{1}{r_2 \cdot \omega_h} \cdot \frac{2p}{\sqrt{1-p^2}} = \frac{1}{r_2} \cdot C \quad (9 \dots 11)$$

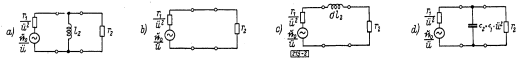


Bild 2: Ersatzbilder für Breitbandübertrager. Dargestellt für den Betriebsfall der Anpassung und $r_1 > r_2$. a) gültig im Bereich um ω_l ; b) gültig im Bereich um $\omega_m = \sqrt{\omega_l \omega_h}$; c) gültig im Bereich um ω_h bei überwiegender Streuintduktivität; d) gültig im Bereich um ω_h bei überwiegender Kapazität

Da die Bilder 2a...d, Hoch- bzw. Tiefpaßschaltungen vom Grade $n=1$ darstellen, ist es offenbar auch möglich, zur Berechnung der wesentlichen Übertragerkenndaten die Ergebnisse der Filtertheorie zu benutzen [3] [4] [5]. Bezeichnet man in Anlehnung an die Filtertechnik die Ausdrücke r_2^2/ω_l bzw. r_2^2/ω_h als Bezugsinduktivitäten und $1/2r_2 \cdot \omega_h$ als Bezugskapazität sowie die p enthaltenden Faktoren als die normierten Werte der Übertragerkenngrößen und kennzeichnet sie durch L , (σL) und C , so ergibt sich Übereinstimmung mit den von der Betriebsgrößentheorie der Reaktanzipole auf anderen Wegen abgeleiteten Bestimmungsgleichungen für die normierten Werte der Elemente von Hoch- bzw. Tiefpaßfiltern vom Grade $n=1$. Die wesentlichen Übertrager-Kenngrößen lassen sich somit nach den Regeln der Betriebsgrößentheorie der Reaktanzipole bestimmen. Im Sonderfall des Breitbandübertragers, dessen Übertragungsverhalten durch getrennte Hoch- bzw. Tiefpaßschaltungen beschrieben werden kann, gestaltet sich die Berechnung besonders einfach, weil hierfür bereits Tabellen der normierten Werte ihrer Elemente als Funktion der gebräuchlichen p -Werte vorliegen [6]. Tab. 2 zeigt z. B. normierte Werte für den angepaßten Betriebsfall.

Es ist darauf hinzuweisen, daß die so ermittelten Übertragerkenndaten im Falle der Hauptinduktivität als Kleinwert, im Fall der Streuintduktivität und wirksamen Kapazität als Großwerte anzusehen sind. Bei Realisierung der errechneten Werte wird die Übertrageranordnung die gegebenen Toleranzgrenzen gerade berühren. Um sicherzustellen, daß die Toleranzen nicht überschritten werden, wird man bei der praktischen Ausführung mit Rücksicht auf Fertigungsstreuungen hinreichende Abstände gegenüber den Rechenwerten vorsehen müssen.

Es liegen auch Tabellen für die normierten Werte der Elemente von HP- und TP-Schaltungen für den einseitig leeraufenden Betriebsfall ($r_1 \rightarrow \infty$) vor [6]. Mit ihrer Hilfe können die Kenndaten von Übertragern errechnet werden, die z. B. als Vorübertrager auf das Steuergitter von Röhren arbeiten oder die als

* Der Grad einer Siebschaltung n ist gegeben durch die in ihrer charakteristischen Funktion vorkommende höchste Potenz. Der Filtergrad ist bei den hier verwendeten Abzweigschaltungen, die nur Dämpfungspole bei den Frequenzen $\omega = 0$ und $\omega = \infty$ aufweisen, identisch mit der Anzahl ihrer Schaltelemente.

Nachübertrager hinter Pentoden mit großem Innenwiderstand eingeschaltet sind. Auf den Zusammenhang zwischen Übertragerbaudaten (Typengröße, Kernwerkstoff, Luftspalt, Windungszahl, Drahtdurchmesser usw.) und Übertragerkenndaten braucht hier nicht eingegangen zu werden. Diese Angaben können z. B. aus [2] entnommen werden.

III. Die Verbesserung der Übertragungseigenschaften durch Ergänzung der Übertrageranordnung zu Filterschaltungen höheren Grades

Aus der Betrachtung des Übertragers als Hoch- bzw. Tiefpaß ergeben sich eine Reihe von Verbesserungsmöglichkeiten hinsichtlich des Übertragungsverhaltens. Wird z. B. durch richtige gegenseitige Abstimmung von σl und c die für das Übertragungsverhalten in der Umgebung von ω_h zutreffende Tiefpaßschaltung $n=1$ entsprechend Bild 3 zu einem Tiefpaß $n=2$ umgebildet, so ist zu erwarten, daß infolge der gegenseitigen Kompensation der Einflüsse von Querkapazität und Längsinduktivität im Durchlaßbereich sich die gestellte Übertragungsaufgabe auch bei größeren Werten von σl und c lösen läßt, als wenn entsprechend Bild 2c oder 2d nur eines der beiden Elemente überwiegend wirksam wäre. Die Betriebsgrößentheorie

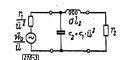


Bild 3: Ersatzbild für Breitbandübertrager, gültig im Bereich um ω_h bei Bemessung als TP $n=2$ für den Betriebsfall der Anpassung und $r_1 > r_2$

der Reaktanzipole stellt z. B. in Form der

Tabelle 2: Normierte Werte der Schaltelemente von Hoch- und Tiefpaß $n=1$ nach Bild 2a, c und d

p	5	10	20	50	%
$\Delta\sigma B$	0,001	0,005	0,02	0,144	Neper
L	9,99	4,98	2,45	0,866	(HP)
(σL)	0,100	0,201	0,408	1,15	(TP)
C	0,100	0,201	0,408	1,15	(TP)

der Schaltelemente von Tschebyscheff-Tiefpaß $n=2$ für den angepaßten Betriebsfall zur Verfügung. Die wirklichen Elemente werden aus ihren normierten Werten mit Hilfe von (9)...(11) errechnet. Ein Vergleich mit den entsprechenden normierten Werten für die TP-Schaltung $n=1$ nach Tabelle 2 zeigt deutlich den durch richtigen Abgleich erreichbaren Gewinn.

Tabelle 3: Normierte Werte der Schaltelemente von Tiefpaß $n=2$ entsprechend Bild 3

p	2	5	10	20	%
$\Delta\sigma B$	0,0002	0,001	0,005	0,020	Neper
(σL)	0,275	0,415	0,545	0,667	(TP)
C	0,286	0,459	0,667	1,00 0	(TP)

Falls ein Übertrager die errechneten Werte von Streuintduktivität und wirksamer Kapazität nicht erreicht, kann der Abgleich auch durch zusätzliche, außerhalb des Übertragers angeordnete Schaltelemente herbeigeführt werden. Es lassen sich so die Übertragungseigenschaften eines vorliegenden Übertragers im Bereich um ω_h oft noch erheblich verbessern.

Bei Anwendung antimetrischer HP- bzw. TP-Schaltungen ($n=2, 4, 6$ usw.) ist die innere Übersetzung \bar{u} dieser Schaltungen zu beachten, die zu der durch das Verhältnis der Windungszahlen gegebenen Übersetzung \bar{u} hinzutritt entsprechend

$$\bar{u}_{ges} = \bar{u} \cdot \bar{u}_i \quad (12)$$

Die innere Übersetzung ist mit p verknüpft gemäß

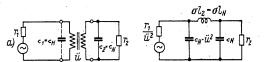
$$\bar{u}_i^2 = \frac{1+p}{1-p} \quad (13)$$

\bar{u} muß daher bei Benutzung antimetrischer Filteranordnungen u. U. korrigiert werden.

Die hier als Beispiele angeführten Tabellen der normierten Werte beziehen sich auf HP- bzw. TP-Anordnungen mit Tschebyscheff-Verhalten. Mit dieser Bemessung können die gegebenen Toleranzen besser ausgenutzt werden als bei Dimensionierung als Potenzfilter, d. h. die Toleranzgrenzen werden im letzteren Falle bereits bei kleineren Werten von σl und c erreicht.

Wird durch Zufügen einer geeigneten bemessenen äußeren Zusatzkapazität c_2 auf der Niederspannungsseite* des Übertragers entsprechend Bild 4a ein TP $n=3$ mit II-Verhalten gebildet, so läßt sich eine weitere bedeutende

Übertrageranordnung



Ersatzbild

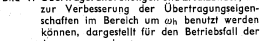
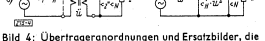
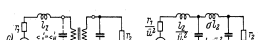
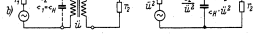
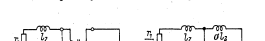
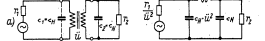


Bild 4: Übertrageranordnungen und Ersatzbilder, die zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften im Bereich um ω_h benutzt werden können, dargestellt für den Betriebsfall der Anpassung und $r_1 > r_2$. a) TP $n=3$, II-Schaltung; b) TP $n=3$, T-Schaltung; c) TP $n=4$

* Die Kurzbezeichnungen „Nieder- bzw. Hochspannungsseite“ bedeuten die Übertragerseite mit der niederen bzw. höheren Windungszahl.

Verbesserung der Übertragungseigenschaften in der Umgebung von ω_h erreichen. Die auf der Hochspannungsseite wirksame Kapazität c_H (zu der auch u. U. vorhandene Röhren- und Schaltkapazitäten hinzuzufügen sind) und die auf der Niederspannungsseite durch eine Zusatzkapazität ergänzte Wickelkapazität

Tabelle 4: Normierte Werte der Schaltelemente von Tiefpässen $n=3$ entsprechend Bild 4a

p	5	10	20	50	%
Δ_{dB}	0,001	0,005	0,020	0,144	Neper
(σL)	0,979	1,10	1,15	0,949	(TP)
C	0,640	0,853	1,19	2,21	(TP)

$c_H \cdot \bar{u}^2 = c_N$ müssen bei symmetrischen Filtern die Bedingung

$$c_H \cdot \bar{u}^2 = c_N \quad (14)$$

wenigstens angenähert erfüllen. In Tabelle 4 sind die normierten Werte der Elemente von Tiefpaßschaltungen $n=3$ für den angepaßten Betriebsfall zusammengestellt.

Da diese Übertrageranordnung sich leicht durch Zufügen einer geeignet bemessenen relativ kleinen Kapazität auf der Niederspannungsseite des Übertragers verwirklichen läßt, wird sie in der Praxis häufig angewendet. Ihre Eigenschaften sollen deshalb eingehender besprochen werden. In Bild 5a ist der frequenzabhängige Verlauf der Betriebsdämpfung und in Bild 5b die Ortskurve des Scheinwiderstandes einer solchen Übertrageranordnung mit HP $n=1$ und TP $n=3$ in allgemeiner Form dargestellt. Man sieht, daß die Dämpfung bei den Frequenzen $\omega=0$ und $\omega=\infty$ einen ein- bzw. dreifachen Pol erreicht, während im Bereich zwischen den Frequenzen ω_1 bis ω_3 (Durchlaßbereich DB) Dämpfungsschwankungen auftreten, die jedoch den vorgegebenen Wert der zulässigen Dämpfungsverzerrung Δ_{dB} nicht überschreiten (Tscheytscheff-Verhalten). Als charakteristische Frequenzen sind hervorgehoben ω_1 , ω_2 und ω_3 , bei denen Δ_{dB} gerade erreicht wird, sowie ω_4 und ω_5 , für welche die Dämpfung

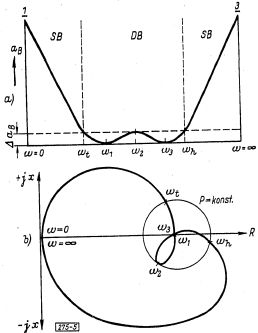


Bild 5: Betriebseigenschaften einer Übertrageranordnung, zusammengesetzt aus HP $n=1$ entspr. Bild 2a und TP $n=3$ entspr. Bild 3a. a) Frequenzabhängiger Dämpfungsverlauf; b) Ortskurve des Scheinwiderstandes \bar{u}_2

Null wird. Zwischen $\omega=0$ und ω_1 sowie zwischen ω_3 und $\omega=\infty$ (in den sogenannten Sperrbereichen SB) ist die Betriebsdämpfung größer als der Wert Δ_{dB} , und zwar steigt die Dämpfung um so steiler an, je höher der für das Übertragungsverhalten im betrachteten Frequenzbereich maßgebende Filtergrad ist. Bei $n=1$ und logarithmischer Frequenzskala beträgt der asymptotische Dämpfungsanstieg je Oktave 0,7 N, bei $n=2$ je Oktave 1,4 N, bei $n=3$ je Oktave 2,1 N.

Diese Dämpfungszunahme ist darauf zurückzuführen, daß außerhalb des Übertragungsbereiches die vom Generator gelieferte Energie nicht vollständig übertragen, sondern im zunehmenden Maße reflektiert wird, weil r/\bar{u}^2 und \bar{u}_2 hier immer weiter voneinander abweichen. Die Ortskurve des Scheinwiderstandes \bar{u}_2 der Übertrageranordnung in der komplexen Widerstandsebene nach Bild 5b beschreibt daher ebenfalls hinreichend die Übertragungseigenschaften der Anordnung. Dem Durchlaßbereich entspricht hier die Fläche innerhalb des Kreises konstanten Reflexionsfaktors $p = \text{const}$. Die Frequenzen $\omega=0$ bis $\omega=\infty$ sind in Bild 5b die gleichen wie in Bild 5a. Den Zusammenhang zwischen beiden Darstellungsarten vermitteln die Beziehungen (3)...(5).

Wenn die Übersetzung $\bar{u} > 3$ ist, d. h. wenn der Einfluß der Wickelkapazität der Niederspannungsseite vernachlässigt werden kann, ist es auch möglich, entsprechend Bild 4b durch Zufügen einer Induktivität auf der Hochspannungsseite einen TP $n=3$ mit T-Verhalten zu bilden. Diese Anordnung ist ebenso wie der TP $n=4$, welcher durch Hinzufügen einer geeignet bemessenen Kapazität auf der Niederspannungsseite des Übertragers entsprechend Bild 4c entsteht, z. B. dann von Vorteil, wenn von der Anodenseite eines Nachübertragers eine Gegenkopplungsspannung abgegriffen wird, die auch außerhalb des Übertragungsbereiches wirksam bleiben soll. Tabelle 5 enthält die normierten Werte der Schaltelemente für TP $n=4$.

Tabelle 5: Normierte Werte der Schaltelemente von Tiefpässen $n=4$ entsprechend Bild 4c

p	1	2	5	10	%
Δ_{dB}	0,00005	0,0002	0,001	0,005	Neper
L_2	0,429	0,517	0,654	0,764	(TP)
(σL)	0,909	1,04	1,21	1,29	(TP)
C	0,927	1,08	1,33	1,58	(TP)
C	0,438	0,538	0,723	0,933	(TP)

Mit Filteranordnungen von noch höherem Grade sind weitere Verbesserungen des Übertragungsverhaltens zu erreichen. Mit Hilfe der Tabellen für einseitig leerlaufende Filteranordnungen (Weichenfilter), wie sie ausführlich in [6] zusammengestellt wurden, lassen sich in gleicher Weise auch die Kenndaten einseitig leerlaufender Übertrageranordnungen berechnen, deren Übertragungseigenschaften durch Anwendung von TP- und HP-Schaltungen höheren Grades verbessert sind.

Durch Vergleich der Tabellenwerte ist festzustellen, daß mit steigendem n , d. h. mit wachsendem Aufwand, die zulässigen Werte von Streuinduktivität und wirksamer Kapazität erst schnell, dann langsamer zunehmen.

Auch im Bereich um ω_1 können die vorstehend vorgeschlagenen Maßnahmen sinngemäß angewendet werden. Hier ist zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften die Übertragerhauptinduktivität durch äußere Zusatzelemente — Längskondensatoren und Querinduktivitäten — entsprechend Bild 6 zu HP-Schaltungen von gegebenem Grade zu ergänzen.

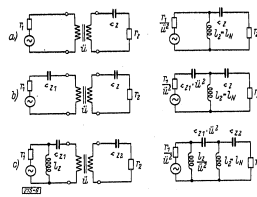


Bild 6: Übertrageranordnungen und Ersatzbilder, die zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften im Bereich um ω_1 benutzt werden können, dargestellt für den Betriebsfall der Anpassung und $r_1 > r_2$.

a) HP $n=2$; b) HP $n=3$; c) HP $n=4$

IV. Das maximale Übersetzungsverhältnis

Weil sich die auf der Übertrager-Hochspannungsseite wirksame Kapazität c_H — die sich z. B. aus der Wickelkapazität und durch die Schaltung bedingten äußeren Kapazitäten (z. B. Anodenkapazität einer Endröhre) zusammensetzen kann — mit \bar{u}^2 auf die Niederspannungsseite übersetzt, ist bei Übertragern mit $\bar{u} > 3$ c_H für die auf der Niederspannungsseite wirksam werdende Kapazität c_N fast allein ausschlaggebend. Da nun der Maximalwert dieser Kapazität als Funktion von p , r_2 und ω_1 gegeben ist, läßt sich — unter der Voraussetzung, daß der erforderliche Wert der Streuinduktivität eingehalten ist — die Übersetzung der Übertrageranordnung bis auf den Wert

$$\bar{u}_{\max}^2 = c_N / c_H \quad (15)$$

steigern. Die Wickelkapazität der Übertragerhochspannungsseite kann z. B. für die einzelnen Übertragerarten und Wickelformen aus Tabelle 6 entnommen werden. Mit ihrer Hilfe

Tabelle 6: Kapazität von Übertragerwicklungen in pF bei einpolig geerdeter Wicklung und geerdetem Kern. Die niederen Kapazitätswerte werden bei Bewicklung mit dünnem Draht erreicht (Nach Domsch [2])
L = Lack, LS = Lack-Seide

Type	M 30		M 42		M 55		M 64	
Wicklung	L	LS	L	LS	L	LS	L	LS
□	45...	26...	81...	47...	120...	70...	133...	78...
□	120	74	215	133	320	198	355	217
□	15...	11...	35...	26...	54...	43...	66...	53...
□	33	22	67	74	102	70	120	86
□	10...	9...	27...	23...	43...	37...	55...	49...
□	18	13	40	32	63	51	78	64

und mit (15) ist die Frage nach der insbesondere bei Vorübertragern wichtigen größtmöglichen Übersetzung leicht zu beantworten.

V. Beziehungen zwischen den Übertragerkennwerten

Wegen $c_2 = c_N$ ergibt sich $\bar{u}^2 = \frac{c_N}{c_H} = \frac{C}{\omega_1^2 \cdot r_2 \cdot C_H}$ und daraus $\frac{1}{\bar{u}} = \frac{\omega_1 \cdot \bar{u}^2 \cdot r_2}{C}$ (16)

Wird der Streufaktor als der Quotient aus Übertragerstreu- (σL) und Hauptinduktivität / definiert, so erhält man als Beziehung zwischen dem Streufaktor und der relativen Frequenzbandbreite

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{\omega_1 \cdot L}{\omega_2 \cdot (\sigma L)} = \frac{\omega_1 \cdot L}{\omega_1 \cdot (\sigma L)} \quad (17)$$

Wird nun Gl. (16) mit (17) multipliziert, wobei L und (σL) aus den angegebenen Tabellen nach erfolgter Wahl des Filtergrades (d. h. des vorgesehenen Aufwandes der Übertrageranordnung) entnommen werden können,

so ergibt sich $\frac{1}{\sigma \cdot C_H} = \frac{\omega_1 \cdot \bar{u}^2 \cdot r_2}{C} \cdot \frac{L_p \cdot x_n - a}{(\sigma L) \cdot C} \cdot p = x_n \cdot n \cdot b$; $x = 5\%, 10\%, 20\% \dots$; $a, b = 1, 2, 3 \dots$ (18)

Es ist zu betonen, daß für die Berechnung von l einerseits und (σl) sowie c andererseits keineswegs gleiche Filtergrade zugrunde gelegt werden müssen, was auch durch die Indizes der obigen Beziehung zum Ausdruck kommt.

Der in (18) enthaltene Streufaktor ist durch die Übertragerabmessungen und den Übertrageraufbau bestimmt entsprechend

$$\sigma = \frac{l_E}{\mu_{eff} \cdot q_2} \cdot \frac{l_m}{l_2 \cdot B} \left(\sum d + \frac{D_{ges}}{3} \right) \quad (19)$$

Bild 7 erläutert die Bedeutung der Formelzeichen. Hinsichtlich der Beziehungen zwischen Wickelkapazität und Baudaten des Übertragers s. z. B. [2].

Da die linke Seite der Beziehung (18) nur Größen enthält, die durch die Baudaten und Abmessungen des Übertragers bestimmt sind, kann sie als das „Übertragungsvermögen“ des Übertragers

$$V = \frac{1}{\sigma \cdot c_H} \quad (20)$$

bezeichnet werden. Die rechte Seite der Beziehung (18) ist nach Wahl des Grades n für HP und TP aus der Übertragungsaufgabe (ω_n/ω_1 , ω_n , \bar{v}^2 , r_2 und p) zu berechnen. Weil die rechte Seite von (18) eine Größe ist, die ein Maß für die Forderungen darstellt, die bei gewählten Filtergraden, d. h. bei gegebenem Schaltungsaufwand, an den Übertrager gestellt werden müssen, damit eine vorliegende Übertragungsaufgabe erfüllt wird, kann dieser Ausdruck die „Übertrageranforderung“

$$A = \frac{\omega_n}{\omega_1} \cdot \omega_n \cdot \bar{v}^2 \cdot r_2 \cdot \frac{L_p - x_n \cdot n - b}{[(\sigma l) \cdot C]_{p-x, n-b}} \quad (21)$$

genannt werden. Damit eine gestellte Übertragungsaufgabe mit dem vorgesehenen Aufwand bewältigt werden kann, muß die Beziehung $V \geq A$ erfüllt sein.

Werden nun aus den Baudaten die V-Werte für die einzelnen Typen und Wickelformen des Übertragers bestimmt und z. B. entsprechend Tabelle 7 zusammengestellt, so läßt sich nach Berechnung des A aus der Übertragungsaufgabe und nach Wahl des vorgesehenen Aufwandes, d. h. der Filtergrade, leicht die Frage nach der anzuwendenden Übertragerart und Wickelform beantworten.

Tabelle 7: Zusammenstellung der Werte V/μ_{eff} (Legende im Text). Alle Tabellenwerte $\times 10^6$

Type	M 30	M 42	M 55	M 65
Draht	L LS L L LS L L LS L L LS L	L LS L L LS L L LS L L LS L	L LS L L LS L L LS L L LS L	L LS L L LS L L LS L L LS L
Zwischenlage	LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS	LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS	LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS	LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS LP LP WS
Unterteilung				
$l = 1 \dots$	2,5 3,9 5,9 2,3 3,7 5,3 1,8 3,0 4,1 1,7 2,9 3,9			
$l = 2 \dots$	3,7 5,8 26 3,4 5,5 24 2,8 4,5 21 2,7 4,4 17			

LP = Lackpapier, WS = Warzenstyroflex

Streufaktor σ etwa umgekehrt proportional μ_{eff} sein, was auch in (19) zum Ausdruck kommt. Um eine universelle Verwendbarkeit der V-Wert-Tabelle zu erreichen, sind die Werte der Tabelle 7 auf $\mu = 1$ bezogen. Die wahren Werte des Übertragungsvermögens einer gewählten Übertragerart und -bauform ergeben sich aus den relativen Werten der Tabelle 7 durch Multiplikation mit der wirksamen Permeabilität des magnetischen Kreises.

Die Angaben der Tabelle 7 beziehen sich auf Schichtwicklung entsprechend Bild 7a und sind als Richtwerte aufzufassen. Bei Ausführung als Kammerwicklung, bei unvollständiger Ausnutzung des Wickelraumes oder bei Anwendung von statischen Schirmen zwischen den Übertragerwicklungen ergeben sich u. U. erhebliche abweichende Kapazitäts- und Streuungsverhältnisse, die eine gesonderte Berechnung von σ , c und V erforderlich machen.

VI. Verbesserung der Übertragungseigenschaften durch kapazitätsvermindernde Wickelzwischenlagen

Wird der im vorausgegangenen Abschnitt abgeleitete Ausdruck V , der das Breitbandverhalten des Übertragers ähnlich beschreibt wie das Verhältnis S/C die Breitbandverstärkungseigenschaften von Röhren, unter Benutzung der Beziehung (19) ausführlich angeschrieben, so ergibt sich

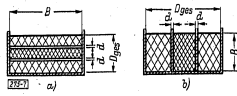


Bild 7: Zur Berechnung des Streufaktors. a) Schichtwicklung $l = 2$; b) Kammerwicklung $l = 2$. Es bedeuten: μ_{eff} = wirksame Permeabilität des magn. Kreises; l_E = Länge der magn. Kraftlinien im Eisen; q_2 = Eisenguerschnitt; l_m = mittlere Länge der Windungen; l = Unterteilungsfaktor = Anzahl der Schichten (Kammern) - 1.

$$V = \frac{1}{\sigma \cdot c_H} = \frac{\mu_{eff} \cdot q_2 \cdot l^2 \cdot B}{l_E} \cdot \frac{1}{\sum d + \frac{D_{ges}}{3}} \cdot \frac{1}{c_H} \quad (22)$$

Wie ohne weiteres einzusehen ist, sind Streufaktor und Wickelkapazität nicht unabhängig voneinander. Wird z. B. entsprechend Bild 7 die Stärke der Wickelzwischenlagen d vergrößert, so wird c_H kleiner, σ aber größer. Das Übertragungsvermögen einer gegebenen Übertragerart und einer gewissen Wickelform ist daher bei gleichem Kernwerkstoff etwa konstant. Wie aus (22) hervorgeht, läßt sich grundsätzlich das Übertragungsvermögen verbessern, wenn man die Wickelkapazität vermindern kann, ohne dabei gleichzeitig den Streufaktor zu erhöhen. Das ist möglich, wenn als Wickelzwischenlagen Materialien verwendet werden, die eine kleinere Dielektrizitätskonstante ϵ haben als die bisher üblichen. Wird z. B. anstelle des allgemein benutzten Lackpapiers als Wickelzwischenlage Styroflexfolie mit $\epsilon = 2,3$ eingeführt, so kann das Übertragungsvermögen etwa bis auf das Doppelte heraufgesetzt werden. Eine Wickelzwischenlage mit noch kleinerer Dielektrizitätskonstante ist das sog. „Warzenstyroflex“, das durch Einprägen kleiner Erhebungen (Warzen) in eine glatte Styroflexbahn entsteht und in Stärken bis zu 0,5 mm leicht anzufertigen ist. Die Dielektrizitätskonstante dieses Materials liegt bei $\epsilon \approx 1,1$. Tabelle 7 enthält auch Werte, die sich bei Verwendung von Warzenstyroflex erreichen lassen.

VII. Beispiele

Die folgenden Zahlenbeispiele sollen das vorgeschlagene Berechnungsverfahren für Breitbandübertrager und den Gebrauch der Tabellen erläutern.

Beispiel 1:

Der Nachübertrager eines Verstärkers soll den Innenwiderstand von 7,5 k Ω an einen Belastungswiderstand von 150 Ohm im Frequenzbereich 12...560 kHz mit einem Reflexionsfaktor $p \leq 10\%$ anpassen. Die zu übertragende Leistung erfordert eine Übertragerart M 42, welche wegen der Vormagnetisierung durch den Anodengleichstrom mit einem Luftspalt von 0,5 mm versehen werden muß, der die Permeabilität des Mu-Metallkernes auf $\mu_{eff} = 280$ begrenzt.

Aus Tabelle 1 ist zu entnehmen, daß $p = 10\%$ $\Delta a_p = 0,005$ N entspricht. Derart kleine Dämpfungsverzerrungen werden praktisch nicht gefordert. Der Reflexionsfaktor bestimmt daher die Bemessung des Übertragers. Das Quadrat der Übersetzung ist:

$$\bar{v}^2 = r_1/r_2 = 7500/150 = 50.$$

Mit Rücksicht auf das relativ breite Frequenzband $\omega_n/\omega_1 = 46,7$ wird eine Übertrageranordnung, bestehend aus HP $n = 1$ und TP $n = 3$ entsprechend Bild 4a gewählt. Nach (21) kann nun mit Hilfe der Tabellen 2 und 4 die Übertrageranforderung berechnet werden:

$$A = \frac{\omega_n}{\omega_1} \cdot \omega_n \cdot \bar{v}^2 \cdot r_2 \cdot \frac{L_p - 10^3 \mu_n - 1}{[(\sigma l) \cdot C]_{p-10^3, n-3}} = 46,7 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 560 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 150 \cdot \frac{4,98}{1,10 \cdot 0,853} \approx 650 \cdot 10^6.$$

Wird nun unter Berücksichtigung des gegebenen μ_{eff} -Wertes aus (21) das erforderliche relative (auf $\mu = 1$ bezogene) Übertragungsvermögen zu

$$\frac{V}{\mu_{eff}} \geq \frac{A}{\mu_{eff}} \geq \frac{650 \cdot 10^6}{280} \geq 23,2 \cdot 10^6$$

ermittelt und mit den Werten der Tabelle 7 verglichen, so zeigt sich, daß mit der gewählten Übertrageranordnung und Übertragerart die gestellte Übertragungsaufgabe bei Anwendung von Warzenstyroflex als Wickelzwischenlage und zweifacher Wicklungsunterteilung gelöst werden kann.

Die Übertragerhauptinduktivität ist nunmehr auf Grund von Tabelle 2 mit Hilfe von (9) zu berechnen:

$$l_2 \geq \frac{r_2}{\omega_n} \cdot L_p - 10^3 \mu_n - 1 \geq \frac{150}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 10^3} \cdot 4,98 \geq 9,9 \text{ mH.}$$

Die Streuinduktivität ergibt sich aus Tabelle 4 und (10) zu

$$\sigma l_2 \leq \frac{r_2}{\omega_n} \cdot (\sigma l)_p - 10^3 \mu_n - 3 \leq \frac{150}{2 \cdot \pi \cdot 560 \cdot 10^3} \cdot 1,10 \leq 47 \text{ nH}$$

und die auf die 150-Ohm-Seite des Übertragers bezogene wirksame Kapazität wird nach Tabelle 4 und (11) zu

$$c_2 \leq \frac{1}{r_2 \cdot \omega_n} \cdot L_p - 10^3 \mu_n - 3 \leq \frac{1}{150 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 560 \cdot 10^3} \cdot 0,853 \leq 1,62 \text{ nF}$$

bestimmt. Die Wickelkapazität der 150-Ohm-Seite des Übertragers ist durch eine Zusatzkapazität bis auf diesen Maximalwert zu ergänzen. Die Wickelkapazität der Hochspannungsseite einschließlich Röhren- und Schaltkapazitäten darf wegen (14) höchstens den Wert

$$C_H = C_N / \bar{u}^2 = 1,62 \cdot 10^{-9} / 50 = 32,4 \text{ pF}$$

erreichen. Der Übertrager muß daher besonders kapazitätsarm aufgebaut sein. In Bild 8a sind die Betriebsdämpfung und in Bild 8b die Ortskurve des Scheinwiderstandes \bar{u}_2 eines entsprechend vorsehender Berechnung ausgeführten Nachübertragers wiedergegeben. Da die Rechenwerte der Haupt- und Streuinduktivität sowie der wirksamen Kapazität beim praktisch ausgeführten Übertrager nahezu erreicht wurden, sind die Toleranzgrenzen des Scheinwiderstandes fast erreicht. Die Betriebsdämpfung zeigt an der oberen Frequenzgrenze eine Verzerrung von 0,04 N, welche auf Grund der Berechnung (vgl. Tabelle 1) nicht zu erwarten wäre. Die Ursache dieser Abweichung dürfte im frequenzabhängigen Anwachsen der bei der Berechnung vernachlässigten Verluste zu suchen sein.

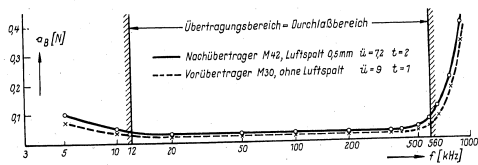


Bild 8a: Gemessene Frequenzgänge des Nachübertragers entspr. Beispiel 1 und des Vorübertragers entspr. Beispiel 2

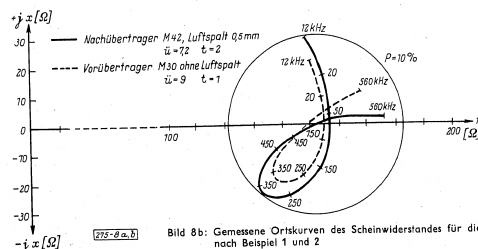


Bild 8b: Gemessene Ortskurven des Scheinwiderstandes für die Übertrager nach Beispiel 1 und 2

Beispiel 2:

Die Kenndaten des Vorübertragers für den Verstärker nach Beispiel 1 sind zu berechnen. $p \leq 10\%$ gegen 150 Ohm reell im Frequenzbereich 12... 560 kHz. Der Übertrager ist mit größtmöglicher Übersetzung auszuführen. Als Kernwerkstoff soll ein Ferrit mit $\mu_{eff} = 1500$ verwendet werden.

Es wird wieder eine Übertrageranordnung HP $n = 1$ und TP $n = 3$ gewählt. Aus Tabelle 2 ergibt sich für HP $n = 1$ und $p = 10\%$ der normierte Wert der Übertragerhauptinduktivität zu $L = 4,98$. In Tabelle 4 findet man für TP $n = 3$ und $p = 10\%$ die normierten Werte der Streuinduktivität und wirksamen Kapazität ($\sigma L = 1,10$ und $C = 0,853$). Da die Übersetzung bestimmt werden soll, wird aus (21) errechnet:

$$\frac{A}{\bar{u}^2} = \frac{\omega_h}{\omega_l} \cdot \omega_h \cdot r_2 \cdot \frac{L_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 1}{[(\sigma L) \cdot C]_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 3} = \frac{46,7 \cdot 2\pi \cdot 560 \cdot 10^3 \cdot 150}{1,10 \cdot 0,853} \approx 130 \cdot 10^6$$

Für eine Übertragergröße M 30 gibt die Tabelle 7 bei einfacher Wicklungsunterteilung und bei Verwendung von Warzenstyroflex als Wickelwerkstoff den relativen Wert $V/\mu_{eff} = 5,9 \cdot 10^6$. Bei Anwendung eines Kernwerkstoffes mit $\mu_{eff} = 1500$ ist das Übertragungsvermögen dieser Übertragerbauform

$$V = \frac{V}{\mu_{eff}} \cdot \mu_{eff} = 5,9 \cdot 10^6 \cdot 1500 = 8,85 \cdot 10^{12}$$

Die mit der vorgesehenen Übertrageranordnung zu erreichende Übersetzung läßt sich nun wegen $V \geq A$ errechnen zu etwa

$$\bar{u}^2 = \frac{V}{(A/\mu^2)} = \frac{8,85 \cdot 10^{12}}{1,3 \cdot 10^{11}} = 68; \quad \bar{u} = \sqrt{68} = 8,25$$

Die wirklichen Werte der Haupt- und Streuinduktivität sowie der wirksamen Kapazität ergeben sich aus den normierten Werten ebenso wie in Beispiel 1 zu $L_2 \geq 9,9$ mH, $\sigma L_2 = 47$ μ H und $c_2 = 1,62$ nF. Bei der praktischen Ausführung des Vorübertragers zeigte sich, daß die Übersetzung sogar bis auf den Wert $\bar{u} = 9$ gesteigert werden kann, ohne daß die gegebenen Toleranzen überschritten werden, wie die in Bild 8 (gestrichelt) wiedergegebenen Meßergebnisse erkennen lassen.

Beispiel 3:

Der Vorübertrager eines Verstärkers für den Frequenzbereich 6... 108 kHz ($\omega_h/\omega_l = 18$) soll bei größtmöglicher Übersetzung den Reflexionsfaktor $p \leq 10\%$ gegen 150 Ohm einhalten. Die Eingangskapazität der ersten Verstärkeröhre einschließlich Schaltkapazitäten beträgt 11 pF.

Wenn keine besonderen Maßnahmen zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften im Bereich um ω_h getroffen werden, d. h. wenn die Übertrageranordnung aus HP $n = 1$ und TP $n = 1$ gebildet wird, beträgt der die Übersetzung begrenzende normierte Wert der wirksamen Kapazität nach Tabelle 2: $C_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 1 = 0,201$. Die auf die 150-Ohm-Seite des Übertragers bezogene wirksame Kapazität errechnet sich nach (11) zu

$$C_N = C_2 = \frac{1}{r_2 \cdot \omega_h} \cdot C_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 1 = \frac{1}{150 \cdot 2\pi \cdot 108 \cdot 10^3} \cdot 0,201 = 1,97 \text{ nF}$$

Wird aus Gründen einer kleinen Wickelkapazität ein 3-kammeriger Wicklungsaufbau der Übertragergröße M 30 gewählt und mit LS-Draht bewickelt, so ist nach Tabelle 6 eine Wickelkapazität von etwa 9 pF zu erwarten. Auf der Hochspannungsseite des Übertragers sind also einschließlich der Röhrenkapazität $C_N = 9 + 11 = 20$ pF wirksam. Entsprechend (15) wäre dann die größtmögliche Übersetzung nur

$$\bar{u}_{max} = \sqrt{C_N/C_H} = \sqrt{197 \cdot 10^{-9} / 20 \cdot 10^{-12}} = 9,9$$

Wird jedoch zur Verbesserung der Übertragungseigenschaften im Bereich um ω_h eine TP-Anordnung $n = 3$ gewählt, dann ist der normierte Wert der wirksamen Kapazität nach Tabelle 4: $C = 0,853$, und die auf die 150-Ohm-Seite bezogene wirksame Kapazität kann jetzt bis zu

$$C_N = C_2 = \frac{1}{r_2 \cdot \omega_h} \cdot C_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 3 = \frac{1}{150 \cdot 2\pi \cdot 108 \cdot 10^3} \cdot 0,853 = 8,4 \text{ nF}$$

betragen. Nunmehr kann eine Übersetzung von $\bar{u}_{max} =$

$$\sqrt{C_N/C_H} =$$

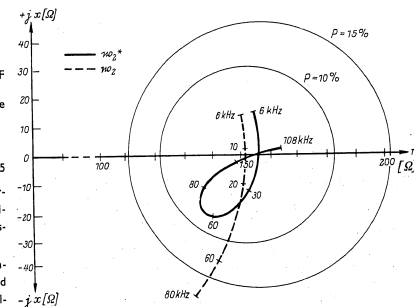
$$\sqrt{8,4 \cdot 10^{-9} / 20 \cdot 10^{-12}} = 20,5$$

erreicht werden. Der Übertrager wird daher zweckmäßigerweise in der letzteren Ausführung gebaut.

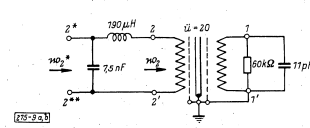
Die weiteren Übertragerkenndaten ergeben sich nach (9) und (10) mit den Werten der Tabellen 3 bzw. 4 zu

$$L_2 = \frac{r_2}{\omega_l} \cdot L_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 1 = \frac{150}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^3} \cdot 4,98 = 19,8 \text{ mH}$$

$$\sigma L_2 = \frac{r_2}{\omega_h} \cdot (\sigma L)_p = 10^7 \mu_n \cdot n - 3 = \frac{150}{2\pi \cdot 108 \cdot 10^3} \cdot 1,10 = 244 \mu\text{H}$$



a) Ortskurven des Scheinwiderstandes



b) Übertrageranordnung

Bild 9: Scheinwiderstandsmessungen an einem Übertrager entsprechend Beispiel 3

An einem mit $\bar{u} = 20$ ausgeführten Übertrager konnten bei $l = 23$ mH statt des erforderlichen $\alpha l = 245 \mu\text{H}$ nur $30 \mu\text{H}$ erreicht werden. Wird der Eingangswiderstand dieses Übertragers ohne zusätzliche äußere Schaltelemente an den Klemmen 2,2' gemessen, so zeigt die Ortskurve des Scheinwiderstandes ω_2 den in Bild 9 gestrichelt gezeichneten Verlauf, der erwartungsgemäß im Bereich tiefer Frequenzen dem eines HP $n = 1$ nach Bild 2a und im Bereich hoher Frequenzen dem eines TP $n = 1$ nach Bild 2d entspricht. Bereits bei etwa 50 kHz wird die 10-%-Scheinwiderstandstoleranz überschritten. Wird nun die Streuinduktivität des Übertragers durch eine auf der 150-Ohm-Seite in den Längsweig eingefügte Induktivität von $190 \mu\text{H}$ ergänzt und durch eine Zusatzkapazität von $7,5$ nF zu einem TP $n = 3$ umgestaltet, so ergibt sich die (ausgezogene) Ortskurve des Scheinwiderstandes ω_2 nach Bild 9. Durch diese beiden zusätzlichen Schaltelemente kann der Übertragungsbereich dieses Übertragers bis über 108 kHz ausgedehnt werden. Das Meßergebnis bestätigt die Theorie, nach der entsprechend (21) bei Übergang von TP $n = 1$ mit $C_{p-10\%}, n=1 = 0,201$ auf TP $n = 3$ mit $C_{p-10\%}, n=3 = 0,853$ und $(\alpha L)_{2-10\%}, n=3 = 1,10$ bei sonst unveränderten Daten die Übertrageranforderung gleichbleibt, wenn ω_2 den $\sqrt{1,10 \cdot 0,583 \cdot 0,201} = 2,16$ fachen Wert annimmt.

VIII. Die Berechnung des allgemeinen Übertragers

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß nicht nur auf Grund mehrerer angenähert gültiger Ersatzbilder die Kenndaten des Breitbandübertragers, sondern auch die des allgemeinen Übertragers (Schmalband- oder Breitbandübertrager) aus den Betriebsgrößen streng berechnet werden können. In Bild 10a ist das vollständige Ersatzbild eines Übertragers angegeben, welches dessen Übertragungsverhalten im gesamten Übertragungsbereich sowie den benachbarten Frequenzbereichen beschreibt. Bild 10b läßt erkennen, daß bei Vernachlässigung der Verlustwiderstände eine bekannte Bandfilterschaltung $n = 4$ entsteht, wie nach Umwandlung des Induktivitätssternes in das äquivalente Induktivitätsdreieck entsprechend Bild 10c besonders anschaulich hervortritt. Die Bemessung der Elemente eines derartigen Bandpasses, d. h. die Berechnung der Kenndaten des allgemeinen Übertragers läßt sich somit auch in einem einzigen Berechnungsgang nach den Regeln der Betriebsgrößentheorie der Reaktanzvierpole durchführen. Die Anwendung dieses Berechnungsverfahrens kann bei der Auslegung von Schmalbandübertragern von Vorteil sein. Die Bestimmung der Kennwerte von Breitbandübertragern ist meist einfacher, wenn für die Bereiche um ω_1 und ω_2 getrennt angenähert gültige HP- und TP-Ersatzbilder der Rechnung zugrunde gelegt werden.

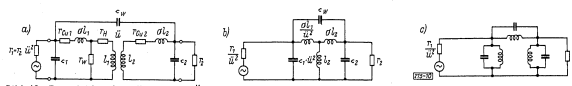


Bild 10: Ersatzbilder des allgemeinen Übertragers: a) vollständiges Ersatzbild; b) Ersatzbild bei Vernachlässigung der Verlustwiderstände; c) Ersatzbild b nach Dreiecksumwandlung des Induktivitätssternes.
 $c_{1,2}$ = Eigenkap. d. Wicket. 1 bzw. 2 r_w = Wirbelstromverlustwiderst. I_1 = Hauptindukt., bezogen auf Seite 2
 $r_{01,2}$ = Widerst. d. Wicket. 1 bzw. 2 I_2 = Hauptindukt., bezogen auf Seite 2
 $r_{1,2}$ = Streuind. d. Wicket. 1 bzw. 2 \bar{u} = Übersetzung r_H = Hystereseverlustwiderst. c_w = Kapazität zwischen Wicket. 1 und 2

IX. Zusammenfassung

Die Kenndaten von Breitbandübertragern lassen sich bei Benutzung der von der Betriebsgrößentheorie der Reaktanzvierpole gelieferten und in einigen Tabellen wiedergegebenen normierten Werte der Elemente von Hoch- und Tiefpaßschaltungen leicht berechnen. Durch Ergänzen der Übertragerersatzschaltungen zu Tschebyscheff-Filtererschaltungen höheren Grades sind bedeutende Verbesserungen der Übertragungseigenschaften zu erreichen. Auf Grund der Beziehungen zwischen Übertragungsvermögen und Übertragerbaudaten wird gezeigt, daß durch Einführen von Wickelzwischenlagern mit besonders niedriger Dielektrizitätskonstante eine weitere Verbesserung der Breitbandübertragungseigenschaften möglich ist.

Literatur:

[1] R. Feldtkeller, Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik: S. Hirzel-Verlag, Stuttgart, 1942, S. 87 - 88.
 [2] G. Domsch, Der Übertrager der Nachrichtentechnik: Akad. Verlagsges. Geest u. Poritz, Leipzig 1953. Dort weitere Literaturangaben.
 [3] H. Piloty, Über Reaktanzvierpole: ENT 14 (1937) S. 88 - 117.
 [4] G. Bossa, Formeln zur Berechnung von Siebschaltungen mit gegebener Dämpfungskurve: Funk u. Ton Nr. 8 (1952) S. 410.
 [5] R. Saal, Grundzüge des Entwurfs von Siebschaltungen nach modernen Berechnungsmethoden: Kleine Fachbücherei für den Post- und Fernmeldedienst, Bd. 10, Einführung in die Trägerfrequenztechnik, Verlagsbuchhdlg. Erich Herzog, Götting, Ersch. demnächst.
 [6] E. Glowatzki, Katalog der Potenz- und Tschebyscheff-Filter bis zum Grade $n = 5$. Telefunken-Zeitung 28, H. 107, S. 15.

Katalog der Potenz- und Tschebyscheff-Filter bis zum Grade $n = 5$

Von E. Glowatzki

Potenz- (maximally-flat) und Tschebyscheff-Filter sind Reaktanzfilter. Sie besitzen das gemeinsame Kennzeichen, daß z. B. bei Tiefpässen sämtliche Pole des Sperrbereichs bei der Frequenz Unendlich liegen. Die Vielfachheit dieses Poles ist gleich dem Grad der charakteristischen Funktion bzw. der Betriebsübertragungsfunktion. Die beiden Typen unterscheiden sich darin, daß beim Potenzfilter alle Nullstellen der Dämpfung im Durchlaßbereich bei der Frequenz Null vereinigt sind, während sich beim Tschebyscheff-Filter die Nullstellen nach den Forderungen Tschebyscheffscher Approximation der Betriebsdämpfung im Durchlaßbereich verteilen. Einen weiteren Filtertyp, der hier nicht behandelt wird, stellen die Filter mit Cover-Parametern dar, bei denen sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich ein konstanter Dämpfungswert im Tschebyscheffschen Sinne approximiert wird.

1. Die charakteristischen Funktionen

Die charakteristische Funktion eines Potenz-Filter vom Grade n lautet:

$$K = C \cdot \omega^n \quad (1)$$

Hierin ist $\omega = j\Omega$ mit Ω als normierter Frequenz. Die Grenzfrequenz des Durchlaßbereiches Ω_D sei im folgenden stets: $\Omega_D = 1$. Durch die Wahl der Konstante C kann der Maximalwert von $|K|$ im Durchlaßbereich, der bei der Grenzfrequenz auftritt, beeinflußt werden. Da es zweckmäßig erscheint, für den Durchlaßbereich den maximalen Reflexionsfaktor ρ vorzuschreiben, sei der Zusammenhang zwischen $|K|$ und ρ angegeben:

$$|K| = \frac{1}{\sqrt{\rho^2 - 1}} \quad (2)$$

Den Verlauf der Betriebsdämpfung a_B findet man aus

$$a_B = \ln |1 + |K|^2| \quad (3)$$

Die charakteristische Funktion eines symmetrischen Tschebyscheff-Filter vom Grade $n = 2r - 1$ lautet

$$K = C \cdot \omega \cdot \prod_{r=1}^r (1 + \alpha_{2r}^2) \quad (4)$$

die eines antisymmetrischen Tschebyscheff-Filter vom Grade $n = 2r$

$$K = C_0 \cdot \omega^2 \cdot \prod_{r=1}^r (1 + b_{2r-1}^2) \quad (\text{antisymmetrischer Fall b.}) \quad (5)$$

Der letztere Filtertyp besitzt notwendigerweise ein von dem Werte 1:1 verschiedenes Übersetzungsverhältnis. Soll ein Übersetzungsverhältnis 1:1 erzielt werden, so ist die bei b_1 liegende doppelte Nullstelle nach der Frequenz Null zu verlegen, so daß sich folgende charakteristische Funktion ergibt:

$$K = C_0 \cdot \omega^2 \cdot \prod_{r=1}^r (1 + b_{2r-1}^2) \quad (\text{antisymmetrischer Fall c.}) \quad (6)$$

(Der antisymmetrische Fall a — kein Pol bei der Frequenz Unendlich, keine Nullstelle bei der Frequenz Null — ist bei Potenz- und Tschebyscheff-Filtern nicht gegeben.)

Die Parameter a_{2r} (Nullstellen der charakteristischen Funktion bzw. der Betriebsdämpfung) in (4) findet man aus

$$a_{2r} = \sin \left(\frac{2r\pi}{2r-1} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (7)$$

die Frequenzlage der Maxima der charakteristischen Funktion bzw. der Durchlaßdämpfung aus

$$a_{2r-1} = \sin \left(\frac{2r-1}{2r-1} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (8)$$

Entsprechend gilt für die Parameter der antisymmetrischen charakteristischen Funktion (5)

$$b_{2r-1} = \sin \left(\frac{2r-1}{2r} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \quad (9)$$

und für die Frequenzlage der Maxima der Durchlaßbetriebsdämpfung:

$$b_{2n} = \sin\left(\frac{2n \cdot \pi}{2}\right) \quad (10)$$

Die Parameter der antimetrischen charakteristischen Funktion (6) ergeben sich durch eine derartige Parametertransformation aus denen der charakteristischen Funktion (5), daß die Tschebyscheffsche Approximation der Betriebsdämpfung im Durchlaßbereich erhalten bleibt. Die Transformationsformel lautet:

$$c_{2n-1} = \sqrt{\frac{b_{2n}^2 - 1 - b_1^2}{1 - b_1^2}}, \text{ und für die neue Konstante } C_c \text{ findet man: } C_c = C_b(1 - b_1^2)^n \quad (11) \quad (12)$$

Aus dem vorgegebenen Durchlaßreflexionsfaktor p lassen sich auch bei Tschebyscheff-Filtern die Werte der Konstanten C unter Anwendung von Gleichung (2) und bei der Approximationsgrenze $\Omega = 1$ bestimmen. Der Dämpfungsverlauf ergibt sich aus Gleichung (3). Im Anhang sind die Zahlenwerte für die Parameter a , b und c angegeben.

2. Kennzeichnung der Filter und Erläuterung des Kataloges

Der Rechengang, der nach Wahl der charakteristischen Funktion K zur Bestimmung der Wurzeln der Übertragungsfunktion, dieser Funktion selbst, der Elemente der Kettenmatrix und schließlich der Schaltelemente durchzuführen ist, kann in den hier behandelten Sonderfällen — wie verschiedene Autoren gezeigt haben [1] [2] [3] [4] [5] — geschlossen durchgeführt werden. Es sei nicht weiter darauf eingegangen. Der Praktiker wird im allgemeinen unnötige Berechnungen scheuen, und zweifellos ist es möglich, die normierten Schaltelemente dieser einfachen Abzweigschaltungen in einem Katalog zusammenzustellen, so daß, abgesehen von der Umwandlung der angegebenen normierten in die wirklichen Werte für die Schaltelemente, jede Rechenarbeit entfällt. Der Anhang enthält daher den Katalog für Potenz- und Tschebyscheff-Filter bis zum Grade $n = 5$ als Beitrag zur Katalogisierung von Filtern.

Jedes Filter wird durch folgende Kurzzeichen gekennzeichnet: Potenz-Filter P; Tschebyscheff-Filter T (Die später zu behandelnden Filter mit Cover-Parametern versehen wir mit dem Buchstaben C.) Hinter P bzw. T folgt eine vierstellige Zahl, deren erste beide Ziffern für die Angabe des Grades, deren letzte beide Ziffern für die Angabe des Durchlaßreflexionsfaktors p in Prozent benutzt werden. P0510 ist also beispielsweise ein Potenz-Filter vom Grade 5 mit 10% Durchlaßreflexionsfaktor. Bei dem antimetrischen T-Filter folgt außerdem die Angabe b (Filter mit Übersetzungsverhältnis U) bzw. c (Filter mit $U = 1:1$). T 0450 c ist ein Tschebyscheff-Filter vom Grade 4 mit 50% Durchlaßreflexionsfaktor, ausgelegt gemäß dem antimetrischen Fall c. Die so gekennzeichneten Filter werden von einem Generator mit dem normierten ohmschen Widerstand 1 gespeist, und sie sind mit dem Widerstand 1 bzw. im Fall T...b mit dem normierten Widerstand U^2 abzuschließen.

Wie Cover [6] und Piloty [7] [8] gezeigt haben, kann man aus den gleichen charakteristischen Funktionen K einseitig unbelastete bzw. kurzgeschlossene Filter berechnen. Da derartige Filter auch als Teilfilter einer Reihen- bzw. Parallelweiche Verwendung finden, mögen sie durch ein angehängtes W gekennzeichnet werden, so daß T 0450 c W ein Weichen-Teilfilter mit den oben angegebenen Eigenschaften bedeutet. Besitzt die gewählte Schaltung im Ausgang II-Verhalten, so ist sie im Leerlauf zu betreiben, während die duale Schaltung mit ausgangseitigem T-Verhalten Kurzschluß erfordert („Eingang“ und „Ausgang“ können selbstverständlich vertauscht werden). Die Reflexionsfaktor- und die Betriebsdämpfungsangabe verlieren in diesem Falle ihren Sinn; denn bei vernachlässigbaren Verlusten weist das W-Filter mit seinem rein imaginären Betriebswiderstand immer einen Reflexionsfaktor $p = 100\%$ auf. Zwischen dem Reflexionsfaktor p und der Betriebsdämpfung a_B besteht bei Filtern mit nicht entartetem Abschlußwiderstand der Zusammenhang: $a_B = -\ln|1 - p^2|$. (13) Hieraus aus der in [9] enthaltenen Tabelle findet man z. B. zu $p = 50\%$ $a_B = 0,144$ N. Die maximale Leerlaufspannungs- bzw. Kurzschlußstromdämpfung α im Durchlaßbereich des W-Filter ist gleich diesem Zahlenwert 0,144 N bzw. gleich dem entsprechenden anderen Wert bei einem anderen Reflexionsfaktor. Der Katalog im Anhang enthält sämtliche Filter auch in der Ausführung als W-Filter. Es dürfte damit eine gewisse Vollständigkeit erreicht sein.

Als Stufen für den Durchlaßreflexionsfaktor wurden neben den Fällen $p = 10\%$, 20% und 50% hier noch die für besondere Anwendungen [10] bedeutungsvollen Stufen: $p = 1\%$, 2% , 5% und die Zwischenstufe $p = 13\%$ gewählt. Bei den W-Potenz-Filtern ist außerdem der durch ein „S“ an Stelle der Reflexionsfaktor-angabe gekennzeichnete Sonderfall aufgeführt, für welchen die Konstante C in Gleichung (1) gleich 1 ist. Aus den Filtern dieser Sonderreihe lassen sich brauchbare Weichen mit konstantem Weichenbetriebswiderstand (sogen. „strenge“ Weichen, constant-resistance crossovers) aufbauen.

Der Katalog weist für jeden Filtertyp zwei Eingänge auf: zur oberen Schaltung gehört der linke Eingang, zur unteren (dualen) der rechte. Die Numerierung der Schaltelemente ist aus den unter der Schaltung stehenden Zahlen zu erkennen. Ferner sind bei jeder Schaltung die beiderseits vorgeschriebenen Abschlußwiderstände angegeben.

Tab. 1 enthält die Potenz-Filter P 01 bis P 05 mit beiderseitigem Abschluß durch die normierten Widerstände 1, Tab. 2 die entsprechenden W-Filter mit einseitiger Grenzbelastung. Tab. 3 enthält die Tschebyscheff-Filter T 02 b, T 03, T 04 b und c und T 05 und Tab. 4 die entsprechenden W-Filter. Es sei darauf hingewiesen, daß die einfachsten Tschebyscheff-Filter identisch mit Potenz-Filtern sind (T01 \equiv P01; T02 \equiv P02).

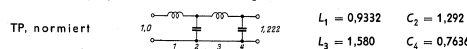
Die wichtigste Betriebsgröße ist zweifellos die Betriebsdämpfung a_B . Ihr (theoretischer) Maximalwert im Durchlaßbereich ist jeweils im Katalog angegeben. Für den Sperrbereich sind dem Anhang Kurven beigefügt, aus welchen der Betriebsdämpfungsverlauf (bei W-Filtern identisch mit dem Spannungs- bzw. Stromdämpfungsverlauf) entnommen werden kann (Bild 1 bis 15). Der Verfasser hat entsprechende Unterlagen auch für den Betriebsphasenwinkel, den Betriebswiderstand und den Betriebsleitwert hergestellt.

3. Beispiele

Ein erstes Beispiel möge die einfache Anwendung des Kataloges für den Entwurf eines Tiefpasses erläutern. Der TP habe eine Durchlaßgrenze $f_D = 10$ kHz. Bei $f_S = 20$ kHz soll das Filter eine Betriebsdämpfung $a_B \geq 2,3$ N aufweisen. Gewünscht wird Tschebyscheffsches Verhalten und ein Reflexionsfaktor $p \leq 10\%$ im Durchlaßbereich. Der Generatorwiderstand betrage 200 Ohm. Ein Übersetzungsverhältnis ist zugelassen.

Es ist zunächst notwendig, die wirklichen Frequenzen durch Wahl einer geeigneten Bezugsfrequenz f_0 in normierte zu verwandeln. Da wir bei P- und T-Filtern die normierte Frequenz 1 als Durchlaßgrenze gewählt haben, ist $f_0 = f_D = 10$ kHz und weiter der Reziprokwert der normierten Sperrgrenze: $\Omega_S^{-1} = f_0/f_S = 0,500$.

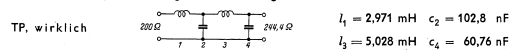
Aus Bild 12 ($p = 10\%$) findet man, daß eine Betriebsdämpfung $a_B \geq 2,3$ N bei dieser normierten Frequenz durch das Filter T 0410 b erzielbar ist. Die entsprechende Schaltung mit den normierten Schaltelementen enthält Tabelle 3. Wir wählen die mit einer Längsspule beginnende Ausführung und benutzen daher den rechten Tabelleneingang. Die normierte Schaltung lautet:



Der Generatorwiderstand ist mit 200 Ohm vorgegeben. Dieser Wert ist der Bezugs-widerstand r_b . Wir berechnen die Bezugsinduktivität L_b aus:

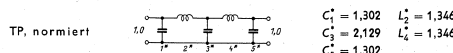
$$L_b = \frac{r_b}{2\pi f_0} = 3,183 \text{ mH} \quad \text{und die Bezugskapazität } c_b \text{ aus: } c_b = \frac{1/r_b}{2\pi f_0} = 79,58 \text{ nF.}$$

Dann findet man die wirklichen Werte der Schaltung durch Multiplikation der normierten Werte mit den entsprechenden Bezugsgrößen. Die gesuchte Schaltung ist also:



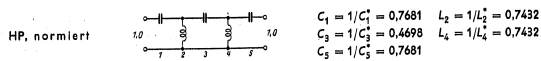
Als zweites Beispiel berechnen wir einen Hochpaß. Seine Durchlaßgrenze sei $f_D = 10$ kHz. Unterhalb $f_S = 5$ kHz wird $a_B \geq 4,3$ N gefordert. Als Durchlaßreflexionsfaktor sei $p \leq 20\%$ zugelassen. Der Generatorwiderstand betrage 200 Ohm.

Wieder ist die Bezugsfrequenz f_0 gleich der Durchlaßgrenze f_D . Der wirklichen Sperrgrenze f_S entspricht die normierte Sperrgrenze Ω_S : $\Omega_S = f_0/f_S = 0,500$. Da der Katalog nur Tiefpässe enthält, werde zunächst der dem HP entsprechende TP ausgewählt. Dessen reziproke normierte Sperrgrenze ist: $\Omega_S^{-1} = \Omega_S = 0,500$. Nach Bild 14 ($p = 20\%$) ist die Aufgabe mit dem Filterentwurf T 0520 lösbar. Aus Tabelle 3 ergibt sich die zugehörige Schaltung mit den normierten Schaltelementen (sie erhalten zur Unterscheidung einen Stern).

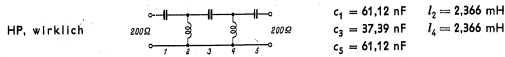


Beim zugehörigen HP sind die normierten Werte der Schaltelemente und das Übersetzungsverhältnis reziprok zu denen des TP; außerdem gehen Längswiderstände in Querswiderstände über und umgekehrt.

* Im Gegensatz zu Cover und einigen anderen Autoren verwenden wir für die normierten Größen große, für die wirklichen kleine Buchstaben, da bei einer wirklichen Schaltung auch Frequenzangaben notwendig sind und die Frequenz nun einmal mit f (klein) bezeichnet wird.



Aus $r_b = 200$ Ohm und $f_b = 10$ kHz findet man $l_b = 3,183$ mH und $c_b = 79,58$ nF. Daher ist die gesuchte Schaltung:

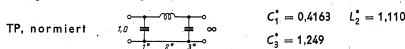


Drittes Beispiel. Gesucht wird ein Bandpaß, der zwischen $f_{-D} = 1750$ Hz und $f_D = 2450$ Hz überträgt. Der Generatorwiderstand sei 2400 Ohm. Das Filter arbeitet ausgangssseitig auf das Gitter einer Röhre. Unterhalb $f_{-S} = 660$ Hz soll $a \geq 5,4$ N sein. Für den oberen Sperrbereich liegen keine besonderen Dämpfungsvorgaben vor. Eine maximale Spannungsdämpfung $a = 0,144$ N im Durchlaßbereich ist zugelassen. Verlangt wird Potenz-Filter-Eigenschaft.

Als Bezugsfrequenz f_b wählen wir $f_b = \sqrt{f_D \cdot f_{-D}} = 2071$ Hz. Bandpässe, die aus Tiefpässen durch Reaktanztransformation gewonnen werden, sind geometrisch-symmetrisch in bezug auf f_b . Zu $f_{-S} = 660$ Hz gehört daher als obere Sperrgrenze $f_s = f_b^2/f_{-S} = 6496$ Hz. Die reziproke normierte Sperrgrenze des TP findet man zu:

$$\Omega_s^{-1} = \frac{f_D - f_{-D}}{f_s - f_{-S}} = \frac{700}{5836} = 0,120.$$

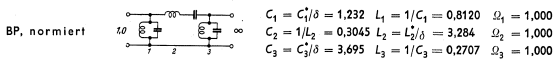
Aus Bild 7 ergibt sich, daß die Aufgabe mit dem Filter P 0350 W lösbar ist. Die TP-Schaltung gemäß Tabelle 2 lautet:



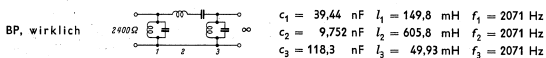
Zur Durchführung der BP-Transformation berechnen wir die relative Bandbreite δ :

$$\delta = \frac{f_D - f_{-D}}{f_b} = 0,3381.$$

Ferner ist jede Spule durch einen Serienkreis, jeder Kondensator durch einen Parallelkreis zu ersetzen.



Für den wirklichen Bandpaß benötigen wir noch die Bezugsinduktivität und -Kapazität. Aus $r_b = 2400$ Ohm und $f_b = 2071$ Hz ergibt sich $l_b = 184,5$ mH und $c_b = 32,03$ nF, und die gewünschte Schaltung ist:



Der Dämpfungsverlauf des BP kann aus dem des TP gemäß Bild 7 unter Benutzung folgender Formel gewonnen werden:

$$\Omega_{\pm r} = \frac{f_{\pm r}}{f_b} = \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{2} \Omega_r^{-1}\right)^2} \pm \left(\frac{\delta}{2} \Omega_r^{-1}\right),$$

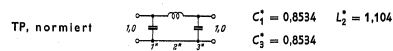
wobei die normierten TP-Frequenzen mit Ω_r^* , die normierten BP-Frequenzen mit $\Omega_{\pm r}$ bezeichnet sind.

Viertes Beispiel. Eine Bandsperre zur Ausblendung der Frequenz 100 kHz mit $a_b \geq 8$ N wird benötigt, bei welcher der untere Durchlaßbereich bis zur Frequenz $f_{-D} = 90$ kHz reicht. Der obere Durchlaßbereich beginnt bei der zu f_{-D} geometrisch-symmetrisch in bezug auf 100 kHz liegenden Frequenz $f_D = 111,111$ kHz. Der Generator- und Belastungswiderstand beträgt 150 Ohm, der Reflexionsfaktor sei $\leq 10\%$.

Verwendet wird der Entwurf T 0310. Nach Bild 12 überschreitet bei diesem Tiefpaß die Betriebsdämpfung a_b die 8-N-Grenze für die reziproke normierte Frequenz $\Omega_s^{-1} = 0,05$. Für die Bandsperre gilt also die Beziehung

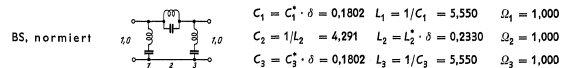
$$\frac{f_s - f_{-S}}{f_D - f_{-D}} = 0,05,$$

woraus mit $(f_D - f_{-D}) = 21,111$ kHz eine Sperrbreite $(f_s - f_{-S}) = 1,056$ kHz um $f_b = \sqrt{f_D \cdot f_{-D}} = 100$ kHz folgt.

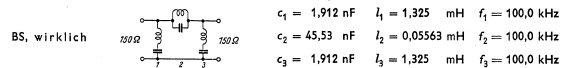


Die relative Durchlaßbreite δ der Bandsperre ist $\delta = \frac{f_D - f_{-D}}{f_b} = 0,2111$.

Zur Umwandlung eines TP in eine BS ist jeder Kondensator durch einen Reihenkreis, jede Spule durch einen Parallelkreis zu ersetzen.



Mit $r_b = 150$ Ohm und $f_b = 100$ kHz ist $l_b = 0,2387$ mH und $c_b = 10,61$ nF.



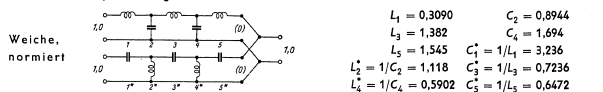
Der Dämpfungsverlauf der BS ergibt sich aus dem des TP gemäß Bild 12 unter Benutzung folgender Formel:

$$\Omega_{\pm r} = f_{\pm r}/f_b = \sqrt{1 + \left(\frac{\delta}{2} \Omega_r^{-1}\right)^2} \pm \left(\frac{\delta}{2} \Omega_r^{-1}\right),$$

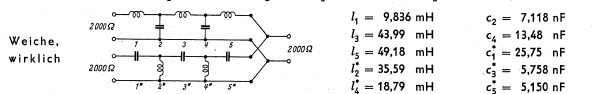
wobei die normierten TP-Frequenzen mit Ω_r^* , die normierten BS-Frequenzen mit $\Omega_{\pm r}$ bezeichnet sind.

Fünftes Beispiel. Eine Parallelweiche konstanten Weichenwiderstandes ist für eine Mittenfrequenz $f_m = 10$ kHz und einen Generatorwiderstand von 2000 Ohm zu entwerfen. Über 20 kHz soll der TP-Teil (unter 5 kHz der HP-Teil) eine Dämpfung $a_b \geq 3,5$ N aufweisen.

Wie oben erwähnt, können zum Aufbau strenger Weichen die Potenzfilter des Sonderfalles herangezogen werden. Ein Blick auf Bild 8 zeigt, daß eine aus dem Entwurf P 05 S aufgebaute Weiche die Aufgabe löst. Den normierten TP-Teil entnimmt man direkt Tabelle 2 (P 05 S W), und zwar ist für die geforderte Parallel-Weiche die Schaltung mit einseitigem Kurzschluß zu verwenden. Aus diesen Daten wird der HP-Teil abgeleitet, indem Spulen durch Kapazitäten und umgekehrt ersetzt und für die Schaltelemente die Reziprokwerte genommen werden.



Aus $f_b = f_m = 10$ kHz und $r_b = 2000$ Ohm ergibt sich $l_b = 31,83$ mH und $c_b = 7,958$ nF. Daher:



Die Weiche besitzt an dem rechten Klemmenpaar einen konstanten Betriebswiderstand von 2000 Ohm.

4. Zusammenfassung

Für Potenz- und Tschebyscheff-Filter, deren Eigenschaften und charakteristische Funktionen mit ihren Parametern angegeben sind, wird ein Kennzeichnungssystem vorgeschlagen, das den Typ, den Grad und den Durchlaßreflexionsfaktor eines jeden Filters erkennen läßt. Für alle jene Fälle, in denen Filteraufgaben mit diesen einfachen Filtern gelöst werden können, enthält der im Anhang wiedergegebene Katalog die erforderlichen zahlenmäßigen Unterlagen der Schaltungen bis zum Grade $n = 5$, wobei auch der Fall einseitigen Leerlaufes oder Kurzschlusses berücksichtigt ist. Bei den antimetrischen Filtern wird zwischen widerstandsübersetzenden (Fall b) und nicht übersetzenden (Fall c) Ausführungen unterschieden. Der Übergang von der norm. TP-Schaltung des Kataloges mittels Reaktanztransformation zu dem norm. Hochpaß oder Bandpaß oder zu der Bandsperre oder der Tief-Hoch-Weiche und der Übergang von jeder norm. Schaltung zur wirklichen in der richtigen Frequenz- und Widerstandsgröße wird in fünf Beispielen erläutert.

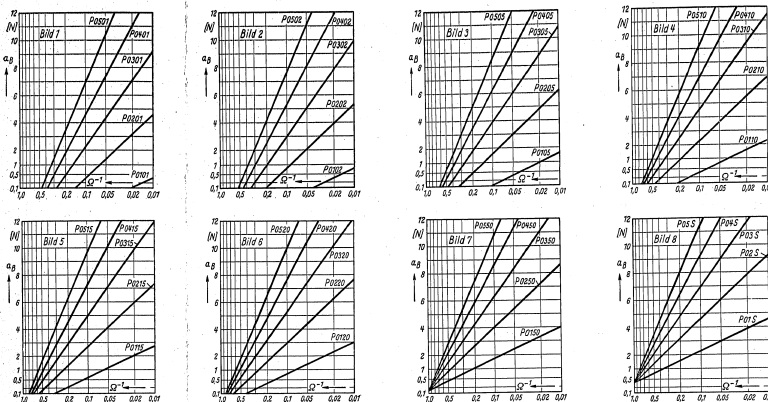


Bild 1 bis 8: Verlauf der Betriebsdämpfung d_a im Sperrbereich in Abhängigkeit von der reziproken normierten Frequenz $1/\Omega$ für die verschiedenen Potenz-Filter des Kataloges. Im Falle der Realisierung als W-Filter bezeichnen die Ordinaten die Spannungs- bzw. Stromdämpfung d .

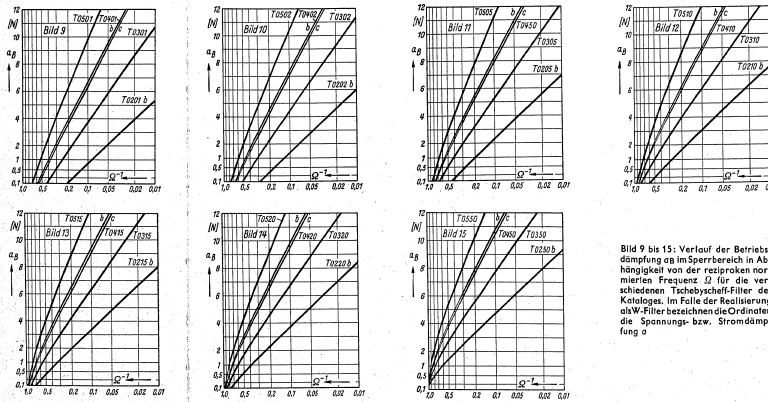


Bild 9 bis 15: Verlauf der Betriebsdämpfung d_a im Sperrbereich in Abhängigkeit von der reziproken normierten Frequenz $1/\Omega$ für die verschiedenen Tchebyscheff-Filter des Kataloges. Im Falle der Realisierung als W-Filter bezeichnen die Ordinaten die Spannungs- bzw. Stromdämpfung d .

Literatur

- [1] Bader, W., Polynomverpolare vorgeschriebener Frequenzabhängigkeit: Arch. f. Elektrot., 34 (1940) S. 101...209.
- [2] Besse, G., Siebketten ohne Dämpfungswankungen im Durchlaßbereich (Polenzketten): Frequenz 5 (1951) S. 279...284.
- [3] Besse, G., Formeln zur Ber. von Siebketten mit gegebener Dämpfungskurve: Funk u. Ton 6 (1952) S. 416...423, 493.
- [4] Belavich, V., Chebyshev Filters and Amplifier Networks: Wireless Engng., 29 (1952) S. 105...110.
- [5] Ailva, F. S., Theorie der maximal-geordneten und quasi-Tchebyscheffischen Filter: AEU 7 (1953) S. 441-450.
- [6] Cauer, W., Ausgangsmittig leistungsfähige Filter: ENT 16 (1939) S. 161...163.
- [7] Piloy, H., Weichenfilter: TPT 26 (1939) S. 291...298, S. 333...344.
- [8] Cauer, W., Wellenfilter, insbesondere symmetrische und antisymmetrische, mit vorgeschriebenem Betriebsverhalten: TPT 28 (1939) S. 363...375.
- [9] Glowinski, E., Bemerkungen zur Katalogisierung von Filtern: Frequenz 8 (1954) S. 296...299.
- [10] Schilling, H., Übertragungsberechnung nach Betriebsgrößen: Telefunken-Zeitung Jg. 6, H. 107 (März 1955) S. 5...14

Anhang

Tab. 1, Tab. 2, P 01, P 02, P 03, P 04, P 05

Tab. 3

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 4

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 5

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 6

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 7

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 8

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 9

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 10

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 11

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Tab. 12

W	10000	1000	100	10	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
C_1	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_2	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_3	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000
C_4	0,0000	0,0001	0,0010	0,0100	0,1000	1,0000	10,0000	100,0000	1000,0000

Parameter

T 02 b	$b_0 = 0,707107$
T 03	$b_0 = 0,500000$
T 04 a	$b_0 = 0,316228$
T 04 c	$b_0 = 0,100000$
T 05	$b_0 = 0,031623$

Eine Ergänzung des Kataloges für höhere Grade sowie eine Erweiterung auf andere einfache Filtertypen und auf Filter mit Cauer-Parametern befindet sich in Vorbereitung.

Sondermeßgeräte für die Drahtnachrichtentechnik

Von Erich Handrick

In der Nachrichtenweitertechnik werden in einem Verbindungsweg zahlreiche verschiedenartige Übertragungselemente wie Kabel, Verstärker, Filter, Modulatoren usw. hintereinander geschaltet. Um die in internationalen Vereinbarungen festgelegten Eigenschaften des gesamten Übertragungsweges zu gewährleisten, muß jedes einzelne Übertragungselement sehr hohen Güte- und engen Toleranzforderungen genügen. Für die hier anzuwendenden Meßverfahren und Meßgeräte sind daher über das allgemein übliche Maß hinaus zusätzliche Forderungen zu stellen.

Alle Bauteile wie Kondensatoren, Widerstände, Spulen, Übertrager, Röhren usw. werden grundsätzlich vor und während der verschiedenen Bauzustände auf Einhaltung ihrer eng tolerierten Kennwerte wiederholt untersucht. In der Serienfertigung müssen diese Messungen trotz hoher Genauigkeitsforderungen mit angetriebenen Kräften schnell und sicher durchführbar sein.

Zur Erfüllung dieser Aufgaben haben sich folgende Meßverfahren besonders geeignet erwiesen.

1. Vergleich (Toleranzmessungen) mit speziell zu schaffenden Betriebsnormalen, wobei der gewünschte Meßwert auf der Skala eines Instrumentes unmittelbar abgelesen werden kann.
2. Substitutions- und Kompensationsverfahren insbesondere zur Ermittlung komplexer Meßwerte. Die gesuchten Werte werden als Ersatz- oder Ergänzungsgrößen angezeigt.
3. Grenzwertzeiger mit Ja — nein — Kriterien; diese Geräte stellen die Vorstufe für halb- und vollautomatische Meßeinrichtungen dar.
4. Bildlich darstellende Absolut- und Vergleichsmeßgeräte, vorzugsweise mit Elektronenröhren für die verschiedensten Zwecke.

Die im Rahmen dieser Meßaufgaben entstandenen Meßgeräte und Verfahren werden beschrieben und ihre Anwendung erläutert. Zunächst werden Einrichtungen gezeigt, die besonders für Einzelteilprüfungen notwendig sind. Im Anschluß daran folgen Meßgeräte, die sowohl einzeln verwendbar sind, als auch zu Meßplätzen zusammengestellt werden können.

A. Geräte für Messungen an Einzelteilen

Die Einzelteile für Geräte der Weitertechnik fallen meistens in großen Stückzahlen an, wobei die Typenzahl oft größer als die Anzahl je Type sein kann. Sie müssen vor ihrer Verwendung in den Bausteinen der Anlagen einzeln auf eine Anzahl Werte und Eigenschaften geprüft werden. Die Entnahme von Stichproben genügt nicht, da infolge der sehr gedrängten Bauweise [1] ein nachträgliches Auswechseln fehlerhafter oder abweichender Teile meist sehr schwierig ist. Es sind Meßeinrichtungen einzusetzen, die eine Reihe spezieller Forderungen erfüllen müssen:

- a) leichte zuverlässige Bedienbarkeit durch angelegte Kräfte,
- b) schnelle Umstellung auf verschiedene Meßaufgaben und Meßbereiche,
- c) große Meßgeschwindigkeit,
- d) eindeutige Wertanzeige,

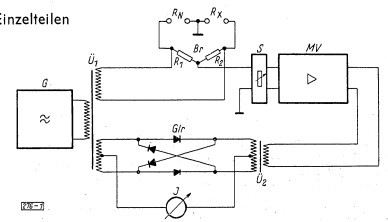


Bild 1: Prinzipschaltbild des Toleranzmeßgerätes

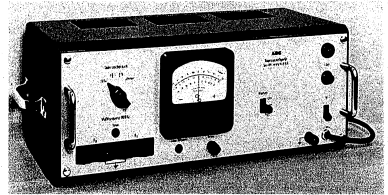


Bild 2: Toleranzmeßgerät

- e) hohe Betriebsicherheit, insbesondere sicher reproduzierbare Meßwerte,
 - f) wenn irgend möglich, Automatisierung des Meßvorganges, besonders dann, wenn an einem Teil viele abhängige Messungen durchzuführen sind (z. B. Relais).
- Nachstehend werden einige dieser Meßgeräte beschrieben.

1. Wechselstromtoleranzmeßgerät

Bei Vergleichsmessungen zu einem Normal oder einer mittleren Betriebsgröße wird meistens — eine bestimmte Meßempfindlichkeit vorausgesetzt — eine Toleranzmessung genügen. In Bild 1 ist das Prinzipschaltbild eines Toleranzmeßgerätes dargestellt, bei dem als Meßspannung eine Tonfrequenz von 800 Hz verwendet wird. Das Gerät ist also verwendbar für L-, C- und Scheinwiderstandsmessungen. Ohmsche Meßobjekte können verglichen werden, sofern deren Blindkomponente hinreichend klein ist.

Da Plus- und Minustoleranzen angezeigt werden müssen, wird eine Schaltung mit phasengesteuerten Gleichrichtern verwendet. Ein frequenz- und amplitudenstabiler Generator G speist gleichzeitig über U_1 die Brücke Br und die Gleichrichteranordnung Gir. Die Diagonalspannung der Brücke, die aus R_1 , R_2 , R_N und R_X besteht, wird durch den mehrstufigen stark gegengekoppelten Verstärker MV verstärkt und steuert über U_2 amplituden- und phasenmäßig den Gleichrichter Gir. Der resultierende Gleichstromwert wird vom Meßinstrument J angezeigt. Unter bestimmten Voraussetzungen ist dieser Strom proportional dem Verhältnis der beiden zu vergleichenden Widerstände R_N (Normal) und R_X (Prüfling), das Instrument kann also direkt in v. H. geeicht werden. Durch den Teiler S kann der Meßbereich umgeschaltet werden. Die bei dem beschriebenen Gerät erreichten technischen Werte sind:

Toleranzbereich $\pm 2,5, \pm 10, \pm 25\%$; Max. Meßgenauigkeit 1% ; Meßfrequenz 800 Hz
 Bereiche für die Meßobjekte: L 1 mH ... 2 H; C 20 nF ... 40 μ F; R 5 Ω ... 10 k Ω .

Toleranzmessungen mit diesem Gerät sind infolge der erreichten guten Langzeitkonstanz sehr einfach und sicher. Bild 2 zeigt das Äußere dieser Meßeinrichtung. Für die Messung muß lediglich der Toleranzbereichschalter (links) auf den gewünschten Bereich geschaltet und nach Anlegen der Meßobjekte der Schalter „Messen“ (rechts) betätigt werden. Infolge der gewählten niedrigen Meßfrequenz gehen Streu- und Zulassungskapazitäten nur mit vernachlässigbaren Werten in die Messung ein.

2. Windungszahlmeßgerät

Bei den in Trägerfrequenzgeräten sehr zahlreich verwendeten Spulen und Übertragern müssen die vorgeschriebenen Windungszahlen besonders genau eingehalten werden. Würde man einen Windungszahlfehler erst nach der völligen Fertigstellung, z. B. eines Übertragers, feststellen, etwa bei der Scheinwiderstandsmessung, so geht einige Zeit durch das Ein- und Ausschachten der Bleche verloren, abgesehen davon, daß die meist verwendeten hochpermeablen Bleche durch das wiederholte Schachtfeln leiden. Eine Messung der Windungszahl vor dem Stopfen bzw. dem Zusammenbau von Übertragern und Spulen ist also geboten.

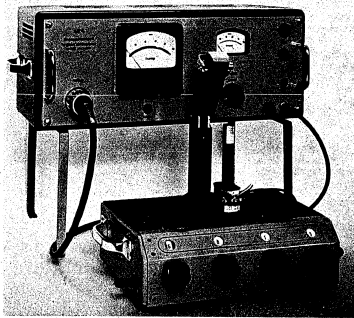


Bild 3: Meßbüchse und Anzeigeverstärker für Windungszahlmessung

Zu diesem Zweck wird das Meßobjekt auf einen hochpermeablen Kern eines Prüffoches geschoben und mit einer dekadisch gestuften Vergleichsspule, die auf dem gleichen Kern sitzt, gegenseitig hintereinandergeschaltet. Das Prüffoch wird durch eine Erregerspule mit Wechselstrom erregt. Werden die Abgriffe der Vergleichsspule so geschaltet, daß die in ihr induzierte Spannung so groß ist wie die im Meßobjekt induzierte, so wird das durch die Gegeneinanderschaltung der zu prüfenden und der Vergleichsspule an einem angeschlossenen Meßverstärker

entstehende Spannungsminimum durch ein Anzeigegerät angezeigt. Das Meßobjekt hat dann die am Spulenschalter ablesbare Windungszahl. Durch richtige Wahl der Jochabmessungen läßt sich eine Meßgenauigkeit von ± 1 Windung erreichen. Je nach Größe des Prüffoches können Windungszahlen bis über 20 000 gemessen werden.

Bild 3 zeigt die Ausführung eines Windungszahlmeßgerätes bis 21 111 Windungen. Die Einrichtung besteht aus dem universell verwendbaren Anzeigeverstärker mit der Stromversorgung und dem auswechselbaren Jochteil. Am großen Meßinstrument wird der Nullabgleich abgelesen, während das kleine Instrument zur Überwachung des Erregerstromes dient.

Der obere Teil des Prüffoches ist aufklappbar, damit über den vorderen senkrechten Schenkel das Meßobjekt geschoben werden kann. Auf diesem Schenkel befindet sich auch unter einer Gießharzabdeckung die Vergleichsspule. Ihre Teilwicklungen werden durch die an der Vorderseite des Prüffoches befindlichen Schalter geschaltet. Der das Anzeigeminimum ergebende Wert kann direkt in der Fensterreihe darüber als Windungszahlwert des Meßobjektes abgelesen werden.

3. Gütemeßgerät für Spulen

Mit Hilfe der neueren Baustoffe für Spulen, z. B. mit Ferriten, kann man unter Beibehaltung der bisher üblichen Baugrößen Spulen mit wesentlich höheren Gütewerten herstellen, als dies bei früheren Typen möglich war. In der TF-Technik wird man von dieser Möglichkeit nicht immer Gebrauch machen, sondern im Hinblick auf die dringend erforderliche Verkleinerung der Geräte und Anlagen die bisherigen Gütewerte beibehalten und dafür das Volumen der Spulen verringern. Bei räumlich kleineren Spulen muß aber notwendigerweise auch mit einer größeren Streuung der Gütewerte gerechnet werden, so daß bei Entwicklung und Fertigung laufende Güteuntersuchungen erforderlich werden. Meßverfahren hierfür sind an sich bekannt. Zur Überwachung der Fertigung muß aber hohe Meßgenauigkeit auch bei Benützung durch angelernte Kräfte mit schneller und eindeutiger Bedienbarkeit vereinigt sein. Außerdem müssen oft Meßspannung oder Strom auf bestimmte Werte beschränkt werden.

Bei dem verwendeten Verfahren wird die Resonanzüberhöhung eines abgestimmten Kreises gemessen, der aus der Spule, deren Güte ermittelt werden soll, und einem veränderlichen Kondensator sehr großer Güte besteht. Durch Vergleich der Senderspannung mit der bei Resonanz am Kondensator liegenden Spannung kann die Güte der Spule an einem Instrument direkt abgelesen werden.

Weil häufig auch Spulen kleiner Induktivität und kleinen Ohmschen Widerstandes bei tiefen Frequenzen gemessen werden sollen, müssen zur Einhaltung eines möglichst kleinen Meßfehlers die außerhalb der Spule liegenden Kreiswiderstände vernachlässigbar klein gehalten werden. So beträgt z. B. bei dem beschriebenen Gerät der Einspeisungswiderstand nur etwa 10^{-3} Ohm. Da der im Kreis fließende Resonanzstrom mit Rücksicht auf die höchstzulässige magnetische Aussteuerung ebenfalls sehr klein sein muß, ergeben sich Einspeisungsspannungen von etwa 0,2 mV, für die der Anzeigeverstärker ausgelegt sein muß.

4. Verlustwiderstandsmeßgerät für Spulen

Die für die Pupinisierung von Niederfrequenzernleitungen benötigten Spulen müssen hinsichtlich ihres Verlustwiderstandes auf v. T. genau gemessen werden. Dieser besteht im wesentlichen aus dem Wicklungs-widerstand und den Eisen- und Wirbelstromverlusten. Während die Größe des Wicklungs-widerstandes durch eine Gleichstrommessung leicht ermittelt werden kann, erfordert die

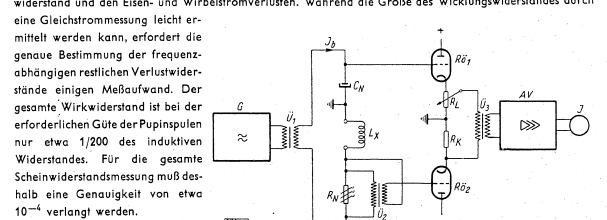


Bild 4: Kompensationsverfahren zur Verlustwiderstandsbestimmung von Spulen

nicht erfüllen, wohl aber mit einer Schaltung nach Bild 4, die eine abgewandelte Form des Busch-Kompensators [2] darstellt. Der Generator G speist über den Symmetrie-Übertrager \bar{U}_1 die Reihenschaltung $C_N - L_X - R_N$. Hierbei ist L_X die Spule, deren Verlustwiderstand gemessen werden soll. Die induktive Komponente von L_X ist durch C_N überkompensiert. Die an C_N und L_X auftretenden Spannungen steuern die beiden Röhren $R\bar{a}_1$ und $R\bar{a}_2$, die als Impedanzwandler wirken. An den Arbeitswiderständen dieser Röhren wird über \bar{U}_2 eine Differenzspannung gebildet, die im Abgleichzustand Null sein muß. Wenn der Betrag der Spannungen an C_N und L_X durch R_L gleich groß gemacht wird, heben sie sich auf, vorausgesetzt, daß der vom Verlustwiderstand der Spule herrührende reelle Anteil ebenfalls kompensiert wird. Zu diesem Zweck wird eine an dem Normalwiderstand R_N auftretende Spannung über \bar{U}_2 gegengeschaltet. Ist das Übersetzungsverhältnis von \bar{U}_2 gleich 1:1, so ist bei richtiger Kompensation der Verlustwiderstand der Spule gleich dem eingestellten Widerstandswert R_N . Der Kondensator C_N muß praktisch verlustfrei sein ($\text{tg } \delta = 10^{-5}$) und wird deshalb als Festkondensator besonderer Bauart ausgeführt. Die Kompensation der Blindkomponente von L_X wird deshalb durch R_L vorgenommen. R_L kann in ωL -Werten geeicht werden. In das Gerät ist gleichzeitig die Gleichstromwiderstandsmeßbrücke eingebaut.

5. Automatisches Relaisprüfgerät

Die in Fernmeldegeräten verwendeten Relais treten in sehr zahlreichen Varianten auf und die Stückzahl einer Type kann je Fertigungsreihe verhältnismäßig klein sein. Deshalb muß die Prüfeinrichtung auf die jeweils zu prüfende Type einfach umstellbar sein, besonders dann, wenn mehr als 10 Prüfungen an einem Relais hintereinander vorzunehmen sind. Der gesamte Prüfvorgang kann z. B. folgende Einzelprüfungen umfassen:

- a) Hochspannungsprüfung aller Wicklungen gegeneinander, gegen Kern und gegen Federn (3...5 Vorgänge).
- b) Grunderregung zwecks Erreichung definierter Ausgangswerte (1...2 Vorgänge).
- c) Prüfung der Anzugsgrenzwerte (1...3 Vorgänge).
- d) Prüfung der Fehlstromgrenzwerte (1...3 Vorgänge).
- e) Abwurferrungswerte bei Haftrelais [3] (2...4 Vorgänge).

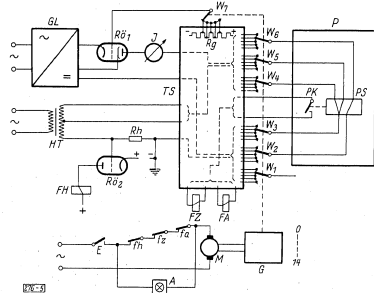


Bild 5: Anordnung zum Messen verschiedener Eigenschaften von Relais Typenstecker TS vorgenommen. Eine Pentode $R\bar{a}_1$ gibt unabhängig von Schwankungen der Wicklungswiderstände einen konstanten Erregerstrom für das Relais ab. Gleichzeitig kann man mit ihrer Hilfe durch Steuerung des Gitters über einen Spannungsteiler R_g im Typenstecker TS jeden gewünschten Stromwert einstellen. Die für die einzelnen Prüfstellungen erforderlichen Stromwerte werden über die Wahlschalterplatte W_7 und Anpassungen des Gitterspannungsteilers R_g ausgewählt. Bei fehlerhaften Prüflingen P werden durch das nicht richtige Arbeiten des Prüflingkontaktes P_K die Relais FZ bzw. FA erregt und schalten mit fz oder fa den Antrieb M und G des Wahlschalters W ab. Dieser bleibt also in der Prüfstellung stehen, in der ein Fehler oder eine Abweichung aufgetreten ist. Durch das Kontrollorgan A wird dieser Fehler zusätzlich signalisiert. Bei einwandfreien Prüflingen dagegen läuft die durch den Schalter E angeregte Absteineeinrichtung ohne stehen-zubleiben einmal durch alle Prüfstellungen.

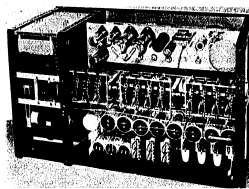


Bild 6 (links): Inneres eines automatischen Relaisprüfgeräts

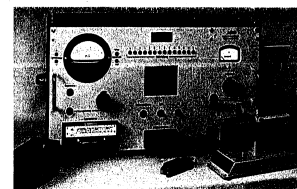


Bild 7 (rechts): Selbsttätiges Relaisprüfgerät mit Aufnahmeseinrichtung für Flachrelais und Typenstecker

Bei der Hochspannungsprüfung mit dem Hochspannungstransformator HT wird bei einem Fehler das Thyatron $R\bar{a}_2$ durch den an R_L auftretenden Spannungsabfall gezündet und damit das Relais FH zum Anzug gebracht. Der Kontakt fh dieses Relais setzt wie bei den anderen Fehlern den Wahlschalter W still und kennzeichnet so über A den Ausfall. Diese Prüfschaltung stellt auch einzelne sehr kurze Überschlüsse und Isolationsfehler fest. Bild 6 zeigt den Aufbau des Gerätes mit dem fast über die ganze Länge reichenden Wahlschalter, Bild 7 läßt rechts das zu prüfende Relais, unten links den auswechselbaren Typenstecker erkennen, daneben liegt ein Stecker für eine andere Relais-type. Die Prüfstellungen werden durch 14 Signallampen gekennzeichnet, die nacheinander aufleuchten. Darüber befindet sich ein Leuchtfeld, das der Fehleranzeige dient. Hinter dem rechteckigen Durchbruch in der Mitte ist ein Lautsprecher angeordnet, der Hochspannungsfehler auch akustisch meldet.

B. Meßgeräte für Meßplätze

Nach den Geräten für die spezielle Einzeluntersuchung sollen nachstehend Geräte universeller Anwendbarkeit beschrieben werden, die besonders im Zusammenwirken mit weiteren, auch handelsüblichen Geräten den Aufbau von Meßplätzen für ausgedehntere Messungen ermöglichen. Hierbei kommt es besonders darauf an, die Bedienung der einzelnen Geräte zu vereinfachen, so daß trotz der bei umfangreichen Meßplätzen auftretenden Vielzahl von Einstell- und Ablesmöglichkeiten eine fehlerlose Meßwertermittlung gewährleistet wird. Die grundsätzliche Schaltung dieser Geräte entspricht dabei häufig bereits bekannten Prinzipien.

1. Meßgenerator mit dekadischer Frequenzeinstellung

Für Messungen mit über einen weiten Bereich veränderlichen Frequenzen ist es oft erwünscht, die Frequenz reproduzierbar einzustellen, besonders dann, wenn dieselbe Frequenz während einer Messung wiederholt benötigt wird. Hierfür ist ein Generator mit dekadischer Frequenzeinstellung sehr zweckmäßig. Im vorliegenden Fall wurde ein RC-Generator mit Wienscher Brücke gewählt, der eine gute Frequenz- und Amplitudenkonstanz ermöglicht. Da hohe Forderungen auch an die Klirrfreiheit gestellt werden, muß von der bei Dekadengeneratoren meist üblichen Umschaltung der Widerstände im frequenzbestimmenden Netzwerk Abstand genommen und trotz etwas größeren Aufwandes der entsprechende Kondensator umgeschaltet werden. Der entscheidende Vorteil hierbei ist, daß der Eingangswiderstand des Netzwerkes über einen großen Frequenzbereich nahezu konstant gehalten werden kann. Diese Maßnahme wirkt sich günstig auf den Klirrfaktor des Generatorteils aus. Ein Wert von $K \approx 10^{-4}$ ist erreichbar. Außerdem kann durch Wahl hinreichend großer Kondensatoren in der Wienschen Brücke der frequenzverfälschende Einfluß parasitärer Kapazitäten klein gehalten werden, und die zugehörigen Widerstände werden klein, wodurch die Frequenzkonstanz erhöht wird. In Verbindung mit dem nach gleichen Gesichtspunkten aufgebauten Verstärker ergaben sich folgende Leistungswerte:

- a) Dekadische Frequenzwahl von 10 Hz...1 MHz
- d) Innenwiderstand 10 Ohm
- b) Frequenzunsicherheit etwa 5%₀
- e) Ausgangsspannung 6 V an 70 Ohm symmetrisch
- c) Klirrfaktor einschließlich Verstärker 2%₀₀
- 25 V an 5 kOhm asymmetrisch

2. Vielfachstufenfrequenz-Generator

Bei der Vorprüfung von Spulen und bei der Endprüfung von Bauteilen der NF-Übertragungstechnik wie z. B. bei Pupinspulen ist eine Messung bei einer Reihe fester Frequenzen ausreichend. In den Pflichtentheiten werden bestimmte Frequenzen bei der Abnahme gefordert. Es ist daher zweckmäßig, für eine größere Anzahl

von Meßplätzen diese Frequenzen gemeinsam zu erzeugen, wobei man zugunsten einer besseren Frequenzstabilität, Spannungskonstanz und Klirrfreiheit den Aufwand für die zentrale Generatoreinheit erhöhen darf, ohne an Wirtschaftlichkeit zu verlieren. Ein weiterer Vorteil der zentralen Meßfrequenzversorgung ergibt sich besonders bei mehreren parallelen Prüfwegen oder bei wiederholter Messung am selben Objekt während fortschreitender Bauzustände durch die Gewißheit, immer dieselbe Frequenz zur Verfügung zu haben. Alle Zufälligkeitenfehler, wie unterschiedlicher Temperaturlauf verschiedener Generatoren oder Ables- bzw. Einstellgenauigkeit stetig veränderlicher Generatoren, entfallen.

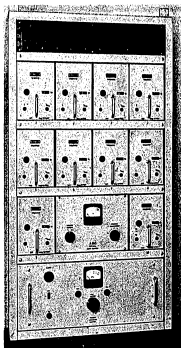


Bild 8: Festfrequenzgenerator für 10 Niederfrequenzen für die Versorgung einer größeren Zahl von Meßplätzen

Bild 8 zeigt einen 10-Frequenzgenerator für Niederfrequenzversorgung eines größeren Prüffeldnetzes. Jeder der 10 Festfrequenzgeneratoren ist in Form eines steckbaren Einschubes ausgeführt und enthält eine temperaturkompensierte Schwingstufe guter Frequenz- und Amplitudenkonstanz und einen stark spannungsgegekoppelten Leistungsverstärker. Die frequenzbestimmenden Teile sind leicht austauschbar, so daß eine schnelle Umstellung auf andere Frequenzen möglich ist. Die Generator- und Verstärker-Ausgangsspannungen können im Meßfeld einzeln überwacht werden. Im unteren Einschub befindet sich das gemeinsame stabilisierte Netzgerät.

- Die wesentlichsten Daten sind:
- 10 Festfrequenzen zwischen 400...10 000 Hz wählbar
 - Frequenzabweichung $50/100$ Klirrfaktor $60/100$
 - Ausgangsleistung etwa 1,5 W Generatorinnenwiderstand 0,1 Ohm
 - Ausgangsspannung 4 V symmetrisch

3. Anzeigeverstärker mit Nullpunktunterdrückung

Die Genauigkeit der direkten Eichung trägerfrequenter Spannungsmesser ist für eine Reihe von Fällen nicht ausreichend. Der Vergleich mit einer Eichleitung unter Verwendung eines empfindlichen Anzeigeverstärkers guter Kurzzeitkonstanz ist in der TF-Technik das gebräuchlichste Meßverfahren, auch bei Frequenzumsetzermessungen, bei denen Spannungen verschiedener Frequenz zu vergleichen sind. Die Anforderungen, die an einen Anzeigeverstärker für den genannten Zweck gestellt werden müssen, sind demnach:

- a) Die Anzeigempfindlichkeit muß unter Berücksichtigung des zu verstärkenden Frequenzbandes so hoch wie möglich sein, weil Dämpfungswerte bis etwa 14 N zu ermitteln sind.
- b) Der Verstärker muß eine ausreichende Bandbreite haben, weil z. B. bei Modulationsschaltungen bzw. ganzen Systemmessungen der niederfrequente Eingangspegel zum Pegel der höchsten vorkommenden Trägerfrequenz in Beziehung zu setzen ist. Das ist mindestens der Frequenzbereich 200 Hz...600 kHz.
- c) Um auch die eng tolerierten Durchlaßdämpfungen genügend genau ermitteln zu können, muß innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches die Anzeigempfindlichkeit auf $\pm 0,01$ N konstant sein.
- d) Zur weiteren Erhöhung der Meßgenauigkeit sollte sich die Skala des Anzeigeelementes des Meßverstärkers elektrisch um den Faktor 5 bis 8 vergrößern lassen.

Zur Lösung dieser Aufgabe eignet sich ein Breitbandverstärker mit mehrfacher Gegenkopplung und einer im Instrumentenzweig umschaltbaren Gegenspannung zur Nullpunktunterdrückung. Durch frequenzabhängige Gegenkopplung und weitere stabilisierende Maßnahme kann fast die theoretisch ermittelte Verstärkungsgrenze erreicht werden. Zur Verringerung von Störfrequenzen, die über das Meßobjekt eingekoppelt werden können, kann dem Breitbandverstärker bei Bedarf und nach Meßaufgabe, bezogen auf eine Frequenz von etwa 12 kHz, Hoch- oder Tiefpaßverhalten gegeben werden.

- Die wesentlichsten Daten sind:
- Frequenzbereich 200 Hz...1 MHz
 - Abfall an den Grenzen $\pm 0,01$ N
 - max. Meßempfindlichkeit -10 N
 - elektrische Vergrößerung des Instrumentenausschlages 3,5 und 8fach, umschaltbar
 - Empfindlichkeitsregelung in 1-N-Stufen
 - Eingangswiderstand etwa 15 kOhm

4. Logarithmischer Anzeigeverstärker

Bei Brückenmessungen oder bei der Anwendung von Kompensationsmeßverfahren ist ein möglichst logarithmisch verlaufender Anstieg der Empfindlichkeit des Anzeigeverstärkers erwünscht. Ohne besondere Empfindlichkeitsregler betätigen zu müssen, können mit diesen Verstärkern Anzeigewerte über etwa vier Größenordnungen mit fast gleichbleibender Meßgenauigkeit abgelesen werden. Durch die gleichbleibende Zuordnung z. B. einer Brückenverstimmung zum Anzeigewert können auch grobe Schätzungen eines Abgleichzustandes direkt am Anzeigeelement abgelesen werden. Um bei der Messung an komplexen Objekten scharfe Abgleichminima zu erhalten, wird man den Anzeigeverstärker selektiv ausbilden.

Das Prinzipschaltbild eines logarithmischen, selektiven Anzeigeverstärkers zeigt Bild 9. Die Eingangsspannung U_E wird in einem zweistufig geregelten Verstärker verstärkt und durch das Meßinstrument J nach Gleichrichtung durch Gr_2 angezeigt. Ein Teil der verstärkten Ausgangsspannung wird über U durch Gr_1 gleichgerichtet und steuert unter Zwischenschaltung des Entkopplungsnetzwerkes N den Eingang der Röhre $Rö_1$. Zwischen den beiden Verstärkerstufen $Rö_1$ und $Rö_2$ liegt das auf verschiedene Durchlaßfrequenzen umschaltbare Filter F. Der Meßbereich des Anzeigeverstärkers kann in drei Grobstufen ($10 \dots 100 \mu V$, $100 \mu V \dots 1 V$, $10 mV \dots 100 V$) verändert werden. Der Spannungsteiler T_1 setzt die Empfindlichkeit durch S_1 im Verhältnis 1 : 100 herab. Durch Öffnen des Schalters S_2 kann zur Erreichung größter Empfindlichkeit die Regelung ausgeschaltet werden. Der Gleichrichter Gr_3 im Meßkreis verbessert den Empfindlichkeitsverlauf des Verstärkers. Bei Annäherung an den Nullwert eines Abgleiches ist die größtmögliche Empfindlichkeit des Anzeigeverstärkers erforderlich; deshalb wird für kleine Spannungen durch eine Gegenspannung über den Teiler T_2 die Regelung unterdrückt und der Empfindlichkeitsverlauf linearisiert.

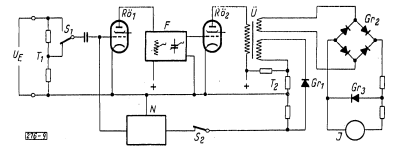


Bild 9: Prinzipschaltbild eines Anzeigeverstärkers mit logarithmischem Empfindlichkeitsverlauf.

5. Direktzeitender Frequenzmesser

Zur schnellen und eindeutigen Frequenzmessung benutzt man zweckmäßigerweise das direkt zeigende Frequenzmeßverfahren. Ein besonderer Vorteil dieser Methode ist die völlige Unabhängigkeit der Anzeige von der Form der zu messenden Schwingung, vorausgesetzt, daß keine zusätzlichen Nulldurchgänge während einer Wechselstromperiode auftreten. Auch ist die Frequenzanzeige in einem weiten Bereich von der Meßspannung unabhängig, da die Schwingung durch zwei Begrenzerstufen, die mit Gitterstrom- und Aussteuerungsbegrenzung arbeiten, in einen nahezu rechteckigen Spannungsverlauf umgewandelt wird. Durch Stabilisation der Betriebsspannungen wird erreicht, daß die Rechteckspannung einen konstanten Wert hat. Mit diesen konstanten Rechteckstößen wird ein Kondensator umgeladen, wobei der Umladestrom über einen Gleich-

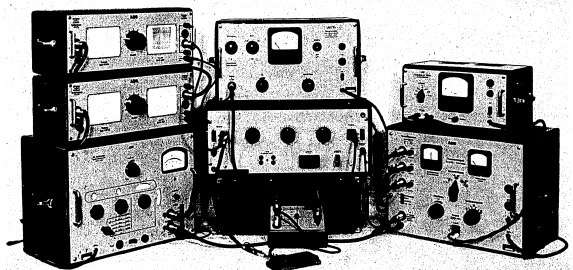


Bild 10: Meßplatz für Vierpolmessungen.

richter vom Instrument angezeigt wird. Bei konstanter Spannung hängt der Mittelwert des Umladestromes nur noch von der Anzahl der Umladungen je Zeiteinheit und der Größe des Ladekondensators, also bei konstantem Kondensator nur von der Frequenz ab. Das Anzeigelinstrument kann direkt in Hertz geeicht werden. In Bild 10 ist ein solches Gerät (Frequenzbereich von 10...30 000 Hz) rechts oben zu erkennen. Der Gesamtbereich ist in 6 Teilbereiche im Verhältnis 1:3 umschaltbar. Bei diesem Gerät, das auch 50 Hz zu messen gestattet, kann eine Überprüfung der Eichung mit der Netzfrequenz vorgenommen werden. Für höhere Meßgenauigkeit bis etwa 50/100 ist eine genaue Vergleichsfrequenz heranzuziehen. Nach einer solchen Eichkontrolle kann über längere Zeit mit einer relativen Meßgenauigkeit bis zu 1/100 gerechnet werden. Die Meßspannung kann dabei zwischen 0,5 bis etwa 100 V betragen.

C. Meßplätze und Meßanlagen

Im folgenden soll eine kombinierte Anwendung einiger der gezeigten Geräte und eine weitere Möglichkeit für besonders anschauliche Messungen an Objekten mit zahlreichen Abgleichpunkten beschrieben werden.

1. Dämpfungmeßplatz

Bei den in der Trägerfrequenztechnik verwendeten Filtern muß der Dämpfungsverlauf bestimmten Meßfrequenzen zugeordnet sein, und die Filterflanken müssen mit Rücksicht auf die notwendige Nebensprechfreiheit in Vielkanalsystemen einen genau festgelegten Verlauf haben. Im Sperrbereich der Filter müssen Dämpfungen bis zu 14 N gemessen werden.

Eine Anordnung, die diese Messungen gestattet, ist in Bild 10 dargestellt. Die zu ermittelnden Dämpfungswerte des Meßobjektes werden in Abhängigkeit von der Frequenz durch Vergleich mit einer Eichleitung, die zwischen 0...14 N in 0,01-N-Stufen verändert werden kann, gemessen. Die Meßfrequenz liefert ein Meßsender, wie er in Abschnitt B 1 beschrieben wurde. Obwohl dieser nur einen geringen Klirrfaktor hat, müssen zur weitergehenden Unterdrückung unerwünschter Oberwellen Tiefpässe eingeschaltet werden, die die Störfrequenzen um etwa den Faktor 1000 reduzieren. Die Meßspannung liegt parallel am Eingang der Eichleitung, am Meßobjekt und an der Frequenzmeßeinrichtung. Die Ausgänge von Eichleitung und Meßobjekt können durch einen Umschalter wahlweise an den Anzeigeverstärker gelegt werden (s. Abschnitt B 3). Bei gleicher Anzeige ist der eingestellte Eichleistungswert dem gesuchten Dämpfungswert des Meßobjektes gleich. Die Frequenz muß mindestens mit einer Genauigkeit von 10^{-4} bis 10^{-3} gemessen werden. Diese Forderung ist nur durch Vergleich mit von Quarzen abgeleiteten Frequenzspektren zu erfüllen, die von einer Normalfrequenzanlage in Frequenzintervallen von z. B. 4, 60 und 300 kHz erzeugt werden. Durch mehrfache Mischung dieser Frequenzen oder ihrer Vielfachen im Mehrfachmischgerät mit der Frequenz des Meßsenders erhält man schließlich eine Differenzfrequenz zwischen 0...2 kHz, wenn man beide Seitenbänder benutzt. Diese bis 2 kHz betragende Differenzfrequenz wird durch den direkt zeigenden Frequenzmesser (s. B 5) angezeigt. Eine Berechnung der Mischprodukte ist nicht erforderlich, wenn die Einstellgenauigkeit des Meßsenders besser als 2 kHz ist. Diese Voraussetzung ist besonders bei dem dekadischen Meßsender nach B 1 sicher erfüllt. Ebenso notwendig ist eine hohe Kurzzeitkonstanz der Frequenz dieses Senders, die während der vergleichenden Messung 10^{-4} bis 10^{-3} betragen muß. Eine erweiterte Differenzfrequenzanzeige ist durch elektronische Zählergeräte möglich [4].

2. Pegelbildgeräte

In zahlreichen Anwendungsfällen erfordert die punktweise Messung der Dämpfung oder ähnlicher Werte in Abhängigkeit von der Frequenz bereits einen erheblichen Zeitaufwand. Die Meßzeit wird sogar untragbar, wenn Vierpole mit vielen veränderlichen Größen auf ihre Frequenzabhängigkeit untersucht werden müssen. Die elektronische Aufzeichnung des frequenzabhängigen Pegel-Verlaufes mittels einer Braunschen Röhre ergibt hierfür eine sehr geeignete Lösung, die sich außerdem durch ihre Anschaulichkeit auszeichnet. Dabei ist nicht nur eine qualitative Messung möglich, sondern durch Anwendung geeigneter Verfahren auch eine quantitative. Allerdings kann, wie auch bei den bisher gebräuchlichen Meßmethoden, eine weitere Steigerung der Meßgenauigkeit nur mit erheblichem

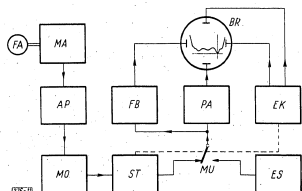


Bild 11: Grundprinzip des Pegelbildgerätes

Aufwand erreicht werden, wenn man das direkt ablesbare Meßergebnis beibehalten will. Sobald eine Vergleichsmessung eingeführt werden kann, verringert sich der Aufwand bei gleichbleibender Genauigkeit erheblich. Von dieser Möglichkeit wurde bei dem Pegelbildgerät nach Bild 11 Gebrauch gemacht.

Die Frequenz des Meßsenders MA wird durch einen Antrieb FA in einen gewünschten Bereich periodisch durchlaufend geändert. Die konstant gehaltene Meßspannung wird über ein Anpassungs- und Regelglied AP auf das Meßobjekt MO gegeben. Die Ausgangsspannung von MO wirkt auf das Steuergerät ST und dieses schaltet, wenn eine Spannung von MO ankommt, den Meßumschalter MU in die gezeichnete Stellung. Über den Pegelwertverstärker PA wird der Elektronenstrahl der Braunschen Röhre BR vertikal abgelenkt. Im Frequenzbasisgerät FB wird in einer Frequenzmesserschaltung ähnlich der unter B 5 beschriebenen Gerätes eine frequenzproportionale horizontale Ablenkspannung für BR erzeugt, so daß jedem auf der Abszisse liegenden Punkt ein bestimmter Frequenzwert zugeordnet werden kann. Diese Ablenkspannung ist amplitudenunabhängig. Die Kurve kann bei Anwendung eines lang nachleuchtenden Schirmes der Braunschen Röhre auch bei langsamer Meßfrequenzänderung zusammenhängend beobachtet werden. Schaltet man die Meßfrequenz ab, so wird durch den Umschalter MU der Eichsender ES angelegt und gleichzeitig durch den Eichumschalter EK Frequenz- und Pegelwert des Eichsenders periodisch abwechselnd auf die Braunsche Röhre gegeben. Auf dem Bildschirm erscheint dann ein Eichkreuz, dessen Ordinate die Frequenz und dessen Abszisse den Pegel des Eichsenders kennzeichnen. Durch Verschiebung des Eichkreuzschnittpunktes kann jeder Punkt der Meßkurve mit der Genauigkeit des Eichsenders ausgemessen werden.

Bild 12 zeigt das nach diesem Verfahren [5] arbeitende Gerät. Das linke Gestell enthält den motorisch angetriebenen Meßsender und das Anpassungsfeld. Im rechten Gestell sind von oben nach unten angeordnet: Die Braunsche Röhre, der Eichsender mit Eichleitung, das Steuergerät, das Frequenzbasisgerät mit dem Pegelverstärker und unten die Stromversorgung. Die beiden Gestelle können beliebig weit voneinander aufgestellt werden. Eine Synchronisierung zwischen dem Durchlauf des Meßsenders und der horizontalen Ablenkung des Kathodenstrahls ist nicht erforderlich, da diese unmittelbar durch die Frequenz des Meßsenders gesteuert wird.

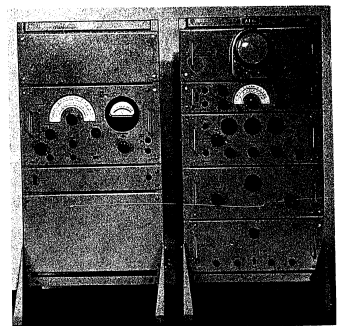


Bild 12: Pegelbildgerät mit umschaltbarem Frequenzbereich. Links Sender, rechts Empfänger.

Zusammenfassung

Die beschriebenen Geräte stellen eine Auswahl aus einer größeren Zahl von Sondermeßgeräten dar, die für die Nachrichtenweltverkehrstechnik, insbesondere für die trägerfrequente Nachrichtentechnik, erforderlich sind. Sie erfüllen die hohen Genauigkeitsforderungen der TF-Technik und gewährleisten trotz der großen Zahl stets wechselnder Typen der fernmeldetechnischen Einzelteile und Bausteine auch ohne Bedienung durch spezielles Fachpersonal eine zuverlässige Prüfung und dadurch eine hohe und gleichbleibende Qualität aller Erzeugnisse.

Literatur

- [1] G. Wüchel, Moderne Entwicklungen auf dem Drahtnachrichtengebiet: AEG-Mitteilungen 44 Nr. 5/6 (1954) S. 206...223.
- [2] R. Willing, Das Kompensationsprinzip nach H. Busch und seine Anwendungen: ETZ, Ausgabe A 6 (1954).
- [3] A. Cijand, Das Härtrelais, sein Aufbau und seine Anwendungsmöglichkeiten: VDE-Fachberichte 17, H. 4 (1953) S. 25...29.
- [4] G. Martens, Frequenzmessung hoher Genauigkeit nach dem Zählprinzip: Funktechnik 9 H. 9 (1. Mai 1954) S. 237...239.
- [5] D8P 850149 der AEG, Erf. E. Koch und E. Handrick.

Aus der Telefunken- Quarz-Fabrikation

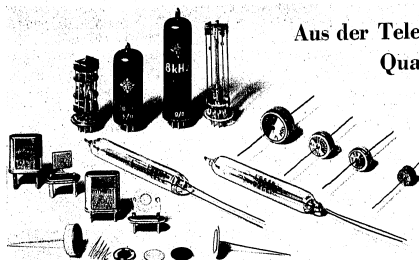


Bild 1: Verschiedene Telefunkenquarze. Links Quarze mit Zweipunkthalterung im Metallgehäuse; hinten und in der Mitte Längs- bzw. Biegungsschwinger für tiefe Frequenzen; rechts Lötquarze.

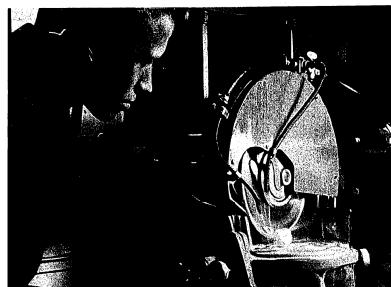


Bild 2: Rohquarzsäge. Nachdem der Rohquarz in einer Flüssigkeit, die zur Vermeidung von Oberflächenreflexionen den gleichen Brechungsindex wie Quarz hat, mit polarisiertem Licht auf Verwilligung und mit einem parallelen Lichtbündel auf Fehlstellen untersucht wurde, wird er mit einer Diamantsäge in einer bestimmten Richtung zu den Kristallachsen in Schelben von 1...1,2 mm Stärke geschnitten. Zur Halterung ist dabei der „Stein“ auf einer Glasunterlage aufgeklüfft.



Bild 3: Röntgenanlage. Um günstige Temperaturkoeffizienten der Quarzschnitte zu erhalten, muß die Orientierung des Sägeschnitts auf besser als ± 3 Winkelminuten überwacht werden; dazu bedient man sich der Röntgenstrahlbeugung. Das Gerät stammt von der Firma Seifert & Co., Hamburg. Das Goniometer und der Röntgenindikator wurden nach Angaben der Firma Telefunken gebaut.



Bild 4 (links): Quarz-Schleifmaschinen. Die Quarzschelben werden in kleine quadratische Platten zersägt, die dann nacheinander in mehreren Schleifmaschinen durch Schleifmittel abgestufter Körnung auf die gewünschte Dicke abgeschliffen werden. Während des Schleifens mißt man die Eigenschwingung der Platten, indem man die durch den Schleifvorgang angeregten mechanischen Schwingungen der Platte mit Hilfe der entstehenden Aufladungen elektrisch ihrer Frequenz nach bestimmt.

Bild 5: Lötmaschine. Nachdem der Quarz, wie aus dem vorhergehenden Aufsatz ersichtlich, durch Aufdampfen oder auf andere Weise seine Elektroden erhalten hat, werden die Zuführungen unter Beobachtung mit einer Binokularlupe angelötet.

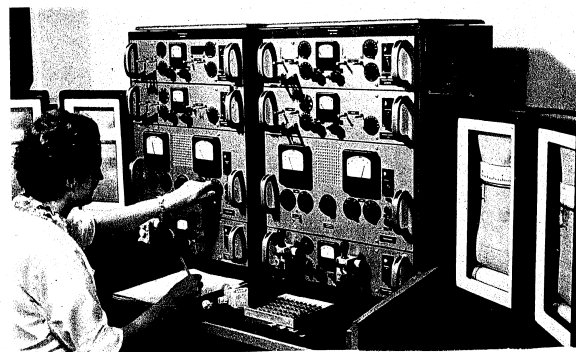


Bild 6: Meßanlage zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten. Oft wird für einen Temperaturbereich von -55°C bis $+80^{\circ}\text{C}$ eine Genauigkeit der Quarzfrequenz von $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ verlangt. Um bei jedem einzelnen Quarz nachprüfen zu können, ob diese Bedingung erfüllt ist, müssen Meßplätze zur Verfügung stehen, die diese Nachprüfung trotz der hohen Genauigkeit in kurzer Zeit durchzuführen gestatten.

Eine Aufdampfanlage für die Schwingquarzerstellung

Von H. Awender, E. Becker und K. Sonn

Durch die zunehmende Dichte der Funkverbindungen und die erhöhten Anforderungen an ihre Frequenzgenauigkeit steigt der Bedarf an Schwingquarzen stetig an. Gleichzeitig wachsen aber auch die an die Schwingquarze [1] gestellten Anforderungen. So soll der Raumbedarf möglichst gering sein, die Betriebstemperaturbereiche werden wesentlich erweitert, die benötigten Frequenzen höher und die Frequenzgenauigkeit größer. Trotzdem sollen die Schwingquarzpreise gesenkt werden! Diese Forderungen lassen sich nicht bei Verwendung der bisherigen Preßstoffhalter mit Luftspaltelektroden erfüllen [2] (Bild 1). Vielmehr muß eine in den USA gefundene Lösung [3] herangezogen werden. Bei ihr werden luftdicht verlötete Metallhalter mit an zwei Punkten gehaltenen Quarzscheiben verwendet (Bild 2), wobei die Elektroden durch Aufdampfen von Edelmetallschichten im Vakuum fest auf der Quarzscheibenoberfläche haften. Durch die Beschwerung der Quarzscheibe mit der Elektrodenmasse wird die Quarzscheiben-Eigenfrequenz erniedrigt. Dieser Effekt wird dazu benutzt, den Quarz auf die Sollfrequenz zu bringen, indem man eine genau dosierte Metallmenge auf die Quarzscheibenoberfläche niederschlägt.

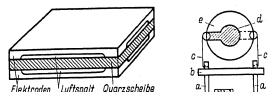


Bild 1 (links): Quarzscheibe (Dickenschwinger) zwischen zwei Elektroden mit Luftspalt
 Bild 2 (rechts): Die Zweipunkthalterung von Dickenschwingern
 a) Steckerstifte, b) Bodenplatte des Quarzhalters, c) Haltefeder, d) aufgedampfte Silberelektrode, e) Quarzscheibe

Die mechanischen und elektrischen Vorteile der fest aufgetragenen Elektroden sind folgende:

1. Die im Luftspalt zwischen Quarzscheibe und Elektrode bei starker Quarzbelastung auftretende Glimmentladung, durch die Quarze beschädigt wurden und im Betrieb ausfielen, wird vermieden.
2. Eine Variation der Elektrodenform ist einfach durchführbar. Sie ermöglicht Änderungen der Quarzersatzgrößen.
3. Die Quarze sind nicht mehr klopfempfindlich, während bei Quarzen mit Luftspaltelektroden sich diese leicht relativ zur Quarzscheibe verschieben und zu Frequenzänderungen Anlaß geben.
4. Der Einfluß der Elektroden auf den Temperaturkoeffizienten des Quarzes ist vernachlässigbar.
5. Die Streuung der Quarzersatzgrößen einer Type ist nur gering.
6. Es sind größere C_0/C_p -Verhältnisse¹⁾ als mit Luftspaltquarzen möglich (wichtig für Filterquarze).
7. Die Nebenresonanzen sind leichter zu beherrschen.

Bei Anwendung dieser Technik besteht allerdings die Gefahr, daß die Elektroden korrodieren. Dies wird verhindert durch Füllung des Quarzhalters mit einem trockenen, inerten Gas (Stickstoff oder ein Edelgas).

Für die Aufbringung fest haftender Metallelektroden auf Quarzscheiben gibt es verschiedene Verfahren [4]... [11]:

- a) Das chemische Niederschlagen von Metallen, z. B. Versilberung durch Reduktion einer alkalischen, insbesondere ammoniakalischen Silbernitratlösung mittels einer Reduktionslösung.
- b) Das Einbrennverfahren, bei dem man geeignete Lösungen des gewünschten Metalls durch Erhitzen zerstört und das freigewordene Metall in die Quarzoberfläche einbrennt.
- c) Die Kathodenzerstäubung. Hier wird in einer Gasentladung von der Kathode, die aus dem gewünschten Elektrodenmaterial besteht, ein festhaftender Belag auf die Quarzscheibe niedergeschlagen.
- d) Das Aufdampfverfahren, bei dem von einem Heizfaden aus Molybdän oder Wolfram das Edelmetall im Vakuum von $1 \dots 5 \cdot 10^{-3}$ Torr verdampft und auf der Quarzscheibenoberfläche kondensiert wird. Schablonen sorgen für die Bildung geeigneter Elektrodenformen. Die Elektrodenstichticken liegen

$$\begin{aligned} \text{für Ag bei } \sim 0,6 \mu &\approx 0,6 \text{ mg/cm}^2 \\ \text{für Au bei } \sim 0,25 \mu &\approx 0,5 \text{ mg/cm}^2 \\ \text{für Al bei } \sim 0,6 \mu &\approx 0,16 \text{ mg/cm}^2 \end{aligned}$$

Die Verfahren nach a), b) und c) sind für eine Massenfertigung umständlich; insbesondere gilt dieses für den Abgleich auf die Endfrequenz. Die Quarzfertigung nach d) geht im Prinzip wie folgt vorstatten:

- 1) Unsere Betrachtungen gelten hauptsächlich für den Dickenschwingerbereich von 0,5 ... 100 MHz, in welchen die größte Zahl der heute verwendeten Schwingquarze fällt.
- 2) C_0 ist die Quarzersatzkapazität, C_p die statische Kapazität des Quarzes.
- 3) Da dieser Sonderdruck bereits am 10. 12. 1954 herausgegeben wurde, bevor Heft 107 der Telefunken-Zeitung abgeschlossen war, stimmen die Seitenzahlen nicht mit denen des Heftes 107 überein.

Die von der Quarzsäge kommenden Quarzplättchen werden in mehreren Schleifmaschinen nacheinander durch Schleifmittel von abgestufter Körnung auf die gewünschte Enddicke gebracht. Damit die aufzudampfende Edelmetallschicht auf der Quarzscheibenoberfläche fest haftet, ist diese sorgfältig von Fett- und Schleifstaubspuren zu reinigen. Ein zusätzliches Ätzen in Flußsäure dient zur Stabilisierung der Quarzscheibenoberfläche. Eine größere Anzahl von Quarzscheiben erhält gleichzeitig in einer Schablone einen Metallbelag durch Aufdampfung im Vakuum (Bild 3).

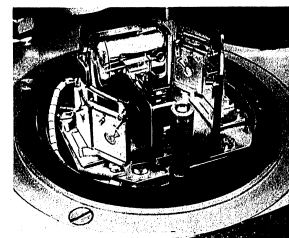


Bild 3: Rezipienten-Innenbauaufbauten, eingerichtet für Grundaufdampfung. Rechts und links Spannvorrichtungen mit eingeleigten Quarzscheiben. In der Mitte Blendenmagnet und die den Heizfaden verdeckende Abdeckblende. Vorn Hochspannungsdurchführung

Nach dem „Grundaufdampfen“ befestigt man die Quarzscheibe in dem Halter. Ein leitender Kitt stellt die Verbindung zwischen der aufgedampften Elektrode und dem Halter her. In einem zweiten Arbeitsgang in der Aufdampfanlage werden die Quarzscheiben einzeln, während sie gleichzeitig zu Schwingungen angeregt werden, durch eine genau dosiert aufgedampfte Metallmenge auf ihre Sollfrequenz gebracht.

Um diesen Vorgang auch bei der Herstellung größerer Stückzahlen von Schwingquarzen verwirklichen zu können, muß die Aufdampfanlage eine große Arbeitsgeschwindigkeit besitzen und eine einfache Bedienung gewährleisten. Die Quarzfrequenz muß während des Aufdampfvorganges mit ausreichender Genauigkeit zu messen sein. Diesen Bedingungen genügt die im folgenden beschriebene Anlage.

Beschreibung der Telefunken-Aufdampfanlage

Diese Anlage (Bild 4 und 5) besteht aus einem Gestell in Tischform, in welchem sich unten zwei zweistufige

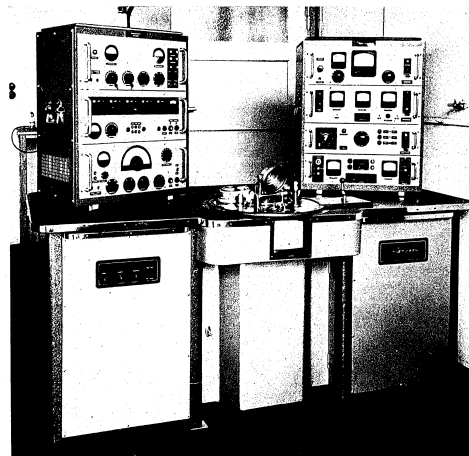


Bild 4: Aufdampfanlage. Links oben der Frequenzmesser, in der Mitte der Drehtisch mit den Rezipienten, rechts oben Gestell mit Meß- und Kontrollinstrumenten, unter dem Drehtisch Raum zum Einschleiben der Quarzszillatoren

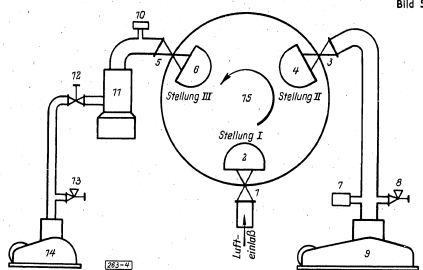


Bild 5: Pumpenanordnung für die Aufdampfanlage.
 1. „Luftfeinladung“-Tischventill
 2. Rezipient in Stellung „Auf“
 3. „Grobvakuum“-Tischventill
 4. Rezipient in „Grobvakuum“-Stellung
 5. „Feinvakuum“-Tischventill
 6. Rezipient in „Feinvakuum“-Stellung
 7. Thermoelektrisches Vakuummeter (Leybold)
 8. Ventil
 9. Rotierende Öl-Luftpumpe (D 5-Leybold)
 10. Vakuummesser nach Penning (Leybold)
 11. Diffusionspumpe (2x OT10-Leybold)
 12. Ventil
 13. Ventil
 14. Rotierende Öl-Luftpumpe (D2-Leybold)
 15. Drehtisch

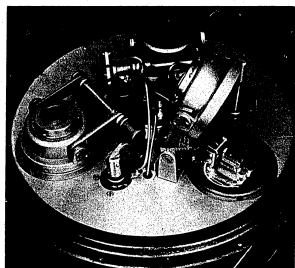


Bild 6: Drehtisch (Abdeckhaube abgenommen). In der Mitte Druckluftverteiler, davor einer der drei Druckluftzylinder, rechts Rezipient in Stellung I geöffnet zur Neubestückung, hinten Rezipient in Stellung II (Grobvakuum), links Rezipient in Stellung III (Feinvakuum).

Drehschieberpumpen (D 5 und D 2 der Firma Leybold) befinden. Die kleinere arbeitet mit zwei parallel geschalteten Diffusionspumpen (OT 10 der Firma Leybold) in Serie.

In der Tischmitte befindet sich ein Drehtisch (Bild 6) mit drei kleinen Rezipienten, die in der vorderen Arbeitstellung (Stellung I in Bild 5) zur Beschickung mit vorbedampften Quarzen und Aufdampfmittel pneumatisch aufgeklappt werden. In der zweiten Arbeitstellung (II) wird der Rezipient zur Erzeugung des Grobvakuums an die Pumpe 5 D gelegt, in der dritten Arbeitstellung (III) an die Diffusionspumpen.

Der Drehtisch ist Teil einer Kegelhülse, welche vakuumdicht auf einem fest an der Anlage montierten Metallkegel drehbar gelagert ist. Die Rezipienten werden nacheinander mit der Pumpenanlage über Bohrungen in Kegel und Hülse vakuumdicht verbunden. Mit dem Einschalten des Antriebsmotors wird gleichzeitig die Steuerung der Pneumatik für die Rezipientenbewegung ausgelöst.

Unter jedem Rezipienten befindet sich ein Oszillator, der dem im Rezipienten befindlichen Quarz in der Stellung „Feinvakuum“ zum Schwingen bringt.

Auf dem Arbeitstisch steht rechts ein Gestell, das Meß- und Kontrollvorrichtungen der Anlage enthält, während links sich der Präzisionsfrequenzmesser (Type FM 312/1) [12] befindet. Mit ihm wird die Quarzfrequenz während des Aufdampfens gemessen.

Zur mechanischen Ausführung

Die für die Aufdampfung erforderlichen Drücke von $1 \dots 5 \cdot 10^{-5}$ Torr sind wirtschaftlich nur mit Öldiffusionspumpen zu erreichen, die ihrerseits ein durch rotierende Pumpen erzeugtes Vorvakuum von etwa 10^{-2} Torr verlangen.

Als Schmier- und Dichtungsmittel für den hochvakuumdicht eingeschlifenen Kegel, über den die Rezipienten mit den Pumpen verbunden werden, dienen Spezial-Silikonöle.

Bei einem Druck unter 10^{-2} Torr in der Grobvakuumstellung wird der Tischtransport selbsttätig blockiert, um einen Luftbruch in die Diffusionspumpen zu vermeiden. Eine zwischen Kegel und Diffusionspumpen eingeschaltete wassergekühlte Trockenkammer bindet die Luftfeuchtigkeit und verhindert das Eindringen von Pumpentreibmittel in die Rezipienten. Als Trockenmittel dient Phosphorpentoxid.

Durch eine zentrale Bohrung im Kegel wird Druckluft dem auf dem Kegel befestigten Druckluftverteiler zugeführt und von diesem an die drei Druckluftzylinder so weitergeleitet, daß die Rezipientenglocken in Stellung I geöffnet und in Stellung II und III geschlossen sind.

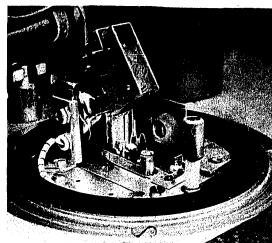


Bild 7: Rezipienten-Innenbau, eingerichtet für Frequenz-aufdampfung (Blende offen). In der Mitte Verdampfer mit Aufdampfmittel (Häkchen), rechts daneben die Aufdampfschablone, ganz rechts die Hochspannungsdurchführung

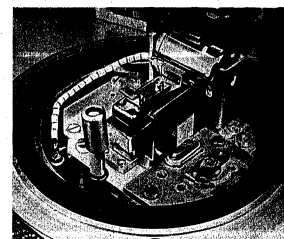


Bild 8: Rezipienten-Innenbau, eingerichtet für Frequenz-aufdampfung (Blende geschlossen). Rechts vor der Aufdampfschablone der Schwingquarz

Unterhalb der Rezipienten trägt der Rundtisch drei austauschbare Quarzoszillatoren, drei Verdampfertransformatoren sowie den scheibenförmigen Kollektor, der über Kohlebürsten die verschiedenen Betriebsspannungen zuführt.

Im Innern enthält jeder Rezipient eine Einspannvorrichtung für den aus Molybdändraht bestehenden Verdampfer (Bild 7), eine elektromagnetisch betätigte Blende zur schlagartigen Unterbrechung des Aufdampfprozesses während der Frequenzmessung (Bild 8) und eine Hochspannungselektrode zur Reinigung der Quarzoberfläche mittels einer Glühmentladung in Rezipientenstellung II bei Drücken von $1 \dots 10^{-2}$ Torr.

Zur elektrischen Ausführung

1. Verdampferkreis. Der Verdampfer besteht aus einem U-förmig gebogenen Molybdändraht. Das Aufdampfmittel hängt als Häkchen auf dem Verdampfer und wird durch Erhitzung auf $1000 \dots 1500^\circ \text{C}$ verdampft. Den dazu nötigen Heizstrom (etwa 30 A) liefert der jedem einzelnen Rezipienten zugeordnete Verdampfertransformator (Bild 9), der primärseitig über den Kollektor gespeist wird. Der Heizstrom wird

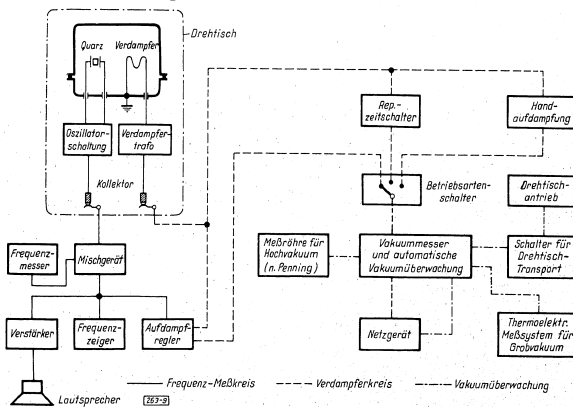


Bild 9: Blockschaltbild der Aufdampfanlage

selbsttätig durch die „Vakuumüberwachung“ bei Erreichung eines Druckes von $1 \dots 5 \cdot 10^{-3}$ Torr eingeschaltet und je nach der eingestellten Betriebsart — bei der Grundaufdampfung durch einen Repellerzeitschalter, bei der Aufdampfung zwecks Frequenzabgleich durch den Aufdampfer — unterbrochen.

2. Vakuumüberwachung. Ein thermoelektrisches Vakuummeter überwacht in Stellung II des Rezipienten das Grobvakuum und blockiert mit Hilfe der von den Thermoelementen gelieferten Spannung den Drehlich, falls der Druck zu hoch ist. Da die Thermospannung nur $1 \dots 10$ mV beträgt, wird die Blockierung durch ein kleines Spiegelgalvanometer in Verbindung mit einer CdS-Photozelle betätigt. Zur Überwachung des Hochvakuums (Rezipientenstellung III) dient ein Penning-Vakuummesser [13]. An einem in Serie zur Meßröhre liegenden Widerstand wird die Steuerspannung für eine Thyatronschaltung abgenommen, die durch Relais die Aufdampfung einschaltet.

3. Aufdampfung zum Frequenzabgleich. Der Frequenzmesser [12] wird auf eine um 111 Hz unter der Sollfrequenz liegende Frequenz eingestellt¹⁾. Die von ihm gelieferte und die vom Quarz erzeugte Frequenz werden dem Mischgerät zugeführt und die Differenzfrequenz Δf gebildet. Sie ist am Frequenzzeiger ablesbar und nähert sich während der Aufdampfung dem Wert Null. Durchläuft Δf den Wert 1000 Hz, so wird durch den Aufdampfer die Verdampfer Temperatur verringert und damit die Aufdampfgeschwindigkeit kleiner. Bei $\Delta f = 111$ Hz hat der Quarz seine Sollfrequenz erreicht und die magnetische Blende unterbricht die Aufdampfung. Im Aufdampfer selbst wird die Differenzfrequenz über Verstärker- und Begrenzerstufen an zwei auf 1000 bzw. 111 Hz abgestimmte Schwingkreise geführt. Thyatronschaltungen sorgen über Relais für die Unterbrechung des Aufdampfvorganges. Ein Handschalter gestattet ferner, die Aufdampfung manuell zu steuern.

Die auswechselbaren Oszillatoren sind in Serienresonanz-, Parallelresonanz- oder Oberwellenschaltung ausgeführt. Die C_T -Werte²⁾ sind einstellbar, so daß alle gewünschten Quarzschaltungen nachgebildet werden können. Der Frequenzbereich der Anlage erstreckt sich zur Zeit von 50 kHz bis 70 MHz.

Zusammenfassung

Die bei den früher verwendeten Luftspaltquarzen entstehenden Nachteile werden angegeben. Sie lassen sich durch Anwendung metallisierter Quarze vermeiden, wobei große mechanische und elektrische Vorteile gewonnen werden und ein einfacher Frequenzabgleich durch Metallaufdampfung im Hochvakuum möglich wird. Die grundsätzliche Wirkungsweise einer besonders für die Massenfertigung solcher Quarze entwickelten Aufdampfanlage wird beschrieben.

Literatur

[1] H. Awender und K. Sonn, Der Quarz in der Hochfrequenztechnik; Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, 2. Bd., S. 160. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, 1933, S. 160 ... 226.
 [2] H. Awender und K. Sonn, Über die Standard-Schwingquarztypen der USA: Radio-Mentor, Jg. 20, H. 10 (1954) S. 554 ... 556.
 [3] R. A. Sykes, High Frequency Plated Quartz Crystal Units: Proc. IRE 36 (1948) S. 4 ... 7.
 [4] R. A. Meising, Quartz Crystals for Electrical Circuits: Van Nostrand, New York, 1946.
 [5] P. Vigoureux und C. F. Booth, Quartz Vibrators: His Majesty's Stationery Office, London, 1950.
 [6] H. Mayer, Physik dünner Schichten, Teil 1: Wissenschaftliche Verlagsgesellschaft m. b. H., Stuttgart, 1950.
 [7] E. v. Angerer und H. Eberl, Technische Kunstgriffe bei physikalischen Untersuchungen. 8. Auflage: Verlag Vieweg u. Sohn, Braunschweig, 1952.
 [8] S. Mehfessel, Über Kathodenzerstäubung: Glas- und Hochvakuumtechnik, Teil I: 1 (1952) S. 6 ... 8, Teil II: 1 (1952) S. 20 ... 22.
 [9] S. Mehfessel, Metallverdampfung im Hochvakuum: Glas- und Hochvakuumtechnik 2 (1953) S. 167 ... 175.
 [10] L. Holland, The Deposition of H. F. Crystal Electrodes by Vacuum Coating: Electronic Engineering Bd. 24 (1952) S. 19 ... 33.
 [11] —, Prospekt über Aufdampfanlagen für Schwingquarze, Fa. Constantin & Co., Lodi, N. J. (USA); Fa. Distillation Products, Inc., Rochester 13, N. Y. (USA).
 [12] E. Kettel, Ein quartzgesteuerter Frequenzmesser und Steuergenerator hoher Genauigkeit: Telefunken-Zeitung, Jg. 27, H. 103 (März 1954) S. 27 ... 31.
 [13] F. H. Penning und K. Nienhou, Bauart und Anwendung einer neuen Ausführung des Philips-Vakuummessers: Philips Technische Rundschau 11 (1949) S. 116 ... 123.
 1) Gründe für die Wahl der Abschaltfrequenz.
 1. Um ausreichende Abschaltgenauigkeiten mit Resonanzkreisen zu erhalten, mußte die Frequenz möglichst tief gewählt werden. Die untere technische Grenze für Resonanzkreise liegt etwa bei 100 Hz.
 2. Um nicht mit Vielfachen der Netzfrequenz in Schwierigkeiten zu kommen, wird die Wahl für den Arbeitsbereich des Kreises auf etwa 110 ... 140 Hz eingegrenzt.
 3. Die leichte Einstellung eines Kreises von 111,1 Hz durch Vergleich mit einer Normalfrequenz von 1000 Hz entscheidet die Wahl der Arbeitsfrequenz (111 Hz).
 2) C_T = wirksame Eingangskapazität einer Quarzparallelresonanz-Oszillatorschaltung.

Frequenzkonstanz und Treffsicherheit beim Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104

Von W. Hasselbeck

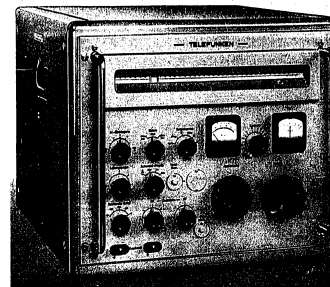


Bild 1: Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104

Der Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104, dessen äußere Ansicht Bild 1 darstellt, weicht in verschiedener Hinsicht von einem normalen Empfänger ab. Der auffälligste Unterschied gegenüber dem gewohnten Konzept ist die Tatsache, daß eine variable erste Zwischenfrequenz verwendet wird. Sie war notwendig, weil der zu ihrer Erzeugung dienende Oszillator auf einer festen Frequenz arbeiten sollte. Dann kann er nämlich als Quarzoszillator ausgebildet werden, und man gewinnt eine überraschend hohe Frequenzstabilität und eine bemerkenswerte Treffsicherheit. Letzteres bedeutet, daß die an der Skala abgelesene Frequenz mit großer Genauigkeit der wirklich empfangenen entspricht. Im folgenden soll erörtert werden, welche Stabilität und Treffsicherheit beim Empfänger E 104 serienmäßig erreicht werden kann. Zuvor jedoch sei unter Zuhilfenahme von Bild 2 das Prinzip des Gerätes dargestellt.

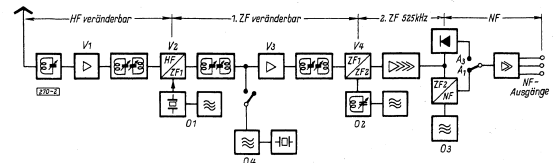


Bild 2: Vereinfachtes Blockschaltbild des Kurzwellen-Verkehrsempfängers E 104

1. Elektrischer Aufbau

Von der Empfangsantenne gelangt die Signalenergie über den ersten, auf die Empfangsfrequenz abgestimmten Hochfrequenzkreis an das Gitter der Hochfrequenzverstärkerröhre V1. Im Anodenkreis dieser Röhre liegt ein zweikreisiges Bandfilter, das ebenfalls auf die Empfangsfrequenz abgestimmt ist. Mit Hilfe des Quarzoszillators O1, dessen Frequenz unter der Empfangsfrequenz liegt, wird in der Mischröhre V2 die erste Zwischenfrequenz als Differenz von Empfangs- und Oszillatorfrequenz gebildet. Da die Frequenz von O1 nicht verändert wird, ist diese erste Zwischenfrequenz variabel. Bei der niedrigsten Empfangsfrequenz hat sie ihren kleinsten Wert. Es folgen zwei Bandfilterkreise, deren Drehkondensatoren zusammen mit den übrigen Abstimmelementen des Gerätes betätigt werden. Die Röhre V3 verstärkt noch einmal die erste Zwischenfrequenz, und nachdem abermals zwei Bandfilterkreise durchlaufen wurden, erfolgt in der Mischröhre V4 die zweite Umsetzung auf eine feste Zwischenfrequenz mit Hilfe des Oszillators O2. Auch der Abstimmkondensator dieses Oszillators ist mit den anderen Kondensatoren mechanisch gekuppelt. Seine Frequenz liegt über der umzusetzenden variablen ersten Zwischenfrequenz.

Von dieser Stelle an unterscheidet sich der Empfänger E 104 nicht mehr von einem normalen Empfänger. Der auf die feste zweite Zwischenfrequenz abgestimmte Verstärker verstärkt die Signalenergie bis auf den Demodulationserforderlichen Pegel. Beim Empfang von Telegrafzeichen ist ein Telegrafüberlagerer O3 eingeschaltet. Er muß erwähnt werden, weil seine Eigenschaften die Konstanz des Gerätes beim Telegrafempfang mitbestimmen. Die auf die Demodulationsstufe folgende Niederfrequenzverstärkung ist ebenso wie der für Frequenzmodulation bestimmte Diskriminatoreil in dem hier betrachteten Zusammenhang ohne Bedeutung.

Nach Röhrenwechsel besteht die Möglichkeit, das Gerät mittels eines Eichoszillators O 4 wieder auf die ursprüngliche Eichung zu bringen. Als Normal dient ein Quarz, der mit einer Frequenz von 1 MHz schwingt. Am Ausgang des Eichoszillators stehen diese Frequenz und ihre Vielfachen zur Verfügung. Ein Wechsel der Oszillatorröhre O 2 bedeutet eine reine Kapazitätsänderung. Daher läßt sich mit Hilfe des Eichoszillators die Eichung durch Einstellen eines von der Frontplatte aus zugänglichen Trimmers, der im Schwingkreis des Oszillators O 2 liegt, wiederherstellen.

2. Frequenzkonstanz

Die Oszillatoren O 1 bis O 4 sind allein für die Frequenzkonstanz des Gerätes und wesentlich für die Treffsicherheit maßgebend. Sie sollten daher von äußeren Einflüssen möglichst unabhängig sein, also vor allem von Raumtemperatur, Luftfeuchtigkeit und Spannungsschwankungen des Netzes. Weiterhin ist zu fordern, daß mechanische Kräfte, die von außen auf das Gerät einwirken, sich nicht auf die Oszillatoren übertragen. Ein Druck auf die Frontplatte, Aufstellen des Gerätes auf einer schiefen Ebene, oder zufällige Auflage auf drei anstatt auf vier Punkten, sollte keine Rückwirkung auf die Frequenz haben.

2.1 Mechanisches

Die mechanischen Einflüsse sind am einfachsten auszuschalten. Dazu ist nur ein geeigneter Aufbau des Drehkondensators und des Antriebssystems notwendig. Für den Drehkondensator ist es allerdings nicht ausreichend, daß er die in den DI-Normen für Rundfunkgeräte aufgeführten Bedingungen erfüllt. Daher wurde bei der Entwicklung des Empfängers E 104 auf die bewährte Konstruktion des Telefunken-Drehkondensators zurückgegriffen. Bei dem Entwurf des Abstimmtriebess, der beim Kurzwellen-Verkehrsempfänger mit einer Übersetzung von etwa 1 : 180 ausgestattet ist, wurde auf kraftschlüssige Verbindung zwischen dem Drehkondensator des Oszillators O 2 und dem Antrieb geachtet. Es wurde weiter dafür gesorgt, daß Kräfte, die auf die Frontplatte wirken, nicht auf das Antriebssystem übertragen werden. Dies erreicht man am einfachsten durch große Durchgangslöcher für die Antriebsachsen in der Frontplatte. Lagerungen für den Antrieb sind an der Frontplatte vermieden. Auch achsiale Kräfte, die an der außen erscheinenden Antriebsachse angreifen, können sich nicht auf die Drehkondensatorachse übertragen. Sie werden entweder im Antrieb selbst oder durch eine elastische winkeltreue Kupplung aufgenommen. Diese gleicht auch eine Richtungsabweichung von Antriebs- und Drehkondensatorwelle aus. Die im Verkehrsempfänger E 104 verwendeten Kupplungseinheiten sind aus Stahlmembranen aufgebaute Doppelkardankupplungen (Bild 3). Sie übertragen eine Bewegung auf eine Winkelminute genau, solange das Drehmoment unter 1300 cm g liegt.



Bild 3: Aus Stahlfedern aufgebaute winkeltreue Doppelkardankupplung

Die Oszillatoren und das Antriebssystem sind in dasselbe Rahmengestell eingebaut. Dieses besitzt große Diagonalsteifigkeit. Auf diese Weise wird eine Rückwirkung auf die Frequenz vermieden, wenn das Gerät nicht auf vier Standpunkten aufliegt, oder an einem Seitenriff einseitig angehoht wird.

2.2 Schwankungen der Speisespannungen

Die Regeln, nach denen ein Oszillator dimensioniert werden muß, damit die Versorgungsspannungen der Röhre wenig Einfluß auf die Frequenz haben, sind bekannt. Man hat dafür zu sorgen, daß die als Folge der Spannungsschwankungen veränderlichen Röhrenkapazitäten, insbesondere die der Gitter-Kathodenstrecke, nicht zur Auswirkung gelangen. Dazu sollen die parallel zu den Röhrenstrecken liegenden Kondensatoren möglichst groß sein und die Röhre lose an den Kreis angekoppelt werden. Weiter ist es zweckmäßig, Schwingkreise hoher Güte einzusetzen, auf phasenreine und lose Rückkopplung zu achten und den Arbeitspunkt durch einen Gitterableitwiderstand einzustellen.

Der Telegrafienüberlagerer O 3, der auf 525 ± 3 kHz arbeitet, ist darüber hinaus nach der von Klapp [1] vorgeschlagenen Schaltung ausgebildet (Bild 4). Sie zeichnet sich dadurch aus, daß Röhrenwechsel ohne wesentlichen Einfluß auf die Frequenz ist. Auch der Einfluß der Speisespannung ist entsprechend gering. An einem beliebigen aus der Serie herausgegriffenen Gerät wurde bei einer Netzspannungsänderung von ± 10% eine Frequenzänderung um ± 5 Hz gemessen. Das bedeutet eine Frequenzkonstanz besser als 1 · 10⁻⁵.

Schwieriger ist dieselbe Aufgabe bei dem Durchstimmoszillator O 2 zu lösen. Zwar ist man auch hier bestrebt, die Anfangskapazität des Schwingkreises groß zu machen. Aber sobald man den Drehkondensator mit seiner Variation einmal gewählt hat, ist auch die Anfangskapazität festgelegt, zumal der Oszillator zusammen mit anderen Kreisen des Gerätes im Gleichlauf abgestimmt werden soll. Die Schaltung dieses Oszillators zeigt Bild 5, wobei die für diese Betrachtung unwesentliche Bereichsschaltung fortgelassen ist. Die

Frequenz variiert in einem Bereich von 1,625 bis 2,725 MHz und in einem anderen Bereich 2,525 bis 4,625 MHz. (Neuere Modelle des Empfängers E 104 werden sogar nach einem dritten Bereich haben.) Der zweite Bereich ist wegen der höheren Frequenzen kritischer. Es ist aber gelungen, den Oszillator soweit zu stabilisieren, daß auf der höchsten Frequenz bei Netzspannungsschwankungen von 10% keine größeren Frequenzänderungen als 25 Hz bei einem Seriergerät nachgewiesen wurden.

Der Quarzoszillator O 1 läßt zunächst kein Problem bezüglich der Frequenzkonstanz bei Änderung der Netzspannung erkennen. Da aber seine Frequenz höher ist (maximal 26 MHz), ist eine relativ größere Frequenzkonstanz als beim Oszillator O 2 erforderlich. Außerdem ist man bemüht, die Schleifertoleranz der Quarze groß zu halten. Nur auf diese Weise ist der Aufwand, den die Anwendung von 15 Schwingquarzen in einem Empfänger bedeutet, wirtschaftlich vertretbar. Zum Ausgleich der Quarztoleranz muß eine Möglichkeit vorgesehen sein, den Quarz auf seine Sollfrequenz zu ziehen. Durch diese Zieherschaltung kann eine zusätzliche Abhängigkeit von der Netzspannung entstehen. Bei der Wahl der Oszillatorschaltung hat man wenig Freiheit. Sie muß aperiodisch sein, damit durch Austauschen des Quarzes die Frequenz geändert werden kann. Im Kurzwellen-Verkehrsempfänger wurde eine Schaltung gemäß Bild 6 gewählt. Zum genauen Abgleich auf 26 MHz arbeitet, wurde an einem beliebigen Seriergerät bei einer Netzspannungsänderung von 10% eine Frequenzänderung von 31 Hz gemessen.

Da sich bei Spannungsschwankungen die Frequenzen der drei Oszillatoren gleichsinnig ändern, addieren sich die Frequenzfehler. Infolge einer Änderung der Netzspannung um 10% ist somit eine Frequenzverwerfung bis zu 60 Hz zu erwarten.

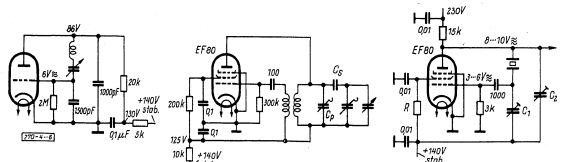


Bild 4 (links): Schaltung des Telegrafien-Überlagerers (525 ± 3 kHz) im Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104
 Bild 5 (mittig): Schaltung des Durchstimmoszillators im Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104
 Bild 6 (rechts): Schaltung des Quarzoszillators im Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104

2.3 Einfluß der Temperatur

Beim Einschalten des Gerätes ist nicht zu vermeiden, daß sich die Oszillatoren erwärmen. Diese Erwärmung möglichst niedrig zu halten, muß das Bestreben des Apparatebauers sein. Die Grundsätze, nach denen diese Wirkung erreicht wird, lassen sich in folgender Weise formulieren:

1. Man Sorge dafür, daß das ganze Gerät einen Kamin bildet. Die kalte Luft tritt unten ein, die warme oben aus.
2. Diese Strömung soll sich möglichst unbehindert ausbilden können. Daher müssen zwischen den Bausteinen des Gerätes ausreichende Durchtrittsstellen vorhanden sein. Boden und Deckplatte des Gehäuses werden perforiert. Andere Eintritts- und Austrittsstellen für den Luftstrom werden vermieden.
3. In dem so entstehenden Luftstrom werden die Oszillatorkreise so angeordnet, daß sie sich möglichst unten im Gerät und infolgedessen im kühlen Luftstrom befinden. Bei dieser Anordnung bleiben die Kreise auch während des Betriebes nahezu auf Raumtemperatur, und die Einlaufzeit des Gerätes nach dem Einschalten wird verkürzt.
4. Man achte darauf, daß Röhren niemals in unmittelbarer Nachbarschaft frequenzbestimmender Teile stehen und diese erwärmen.

Daß sich auf diese Weise trotz einiger konstruktiv notwendiger Kompromisse die Einlaufzeit eines Gerätes verkürzt läßt, zeigt der Verkehrsempfänger E 104. Trotz seiner großen Masse — er wiegt etwa 90 kg — wurde erreicht, daß der Einlauf des Gerätes praktisch nach 60 Minuten beendet ist. Man vergleiche hierzu Bild 7 und beachte, daß diese Einlaufkurve bei der höchsten Frequenz (30 MHz) gemessen wurde.

Neben zweckmäßigem Aufbau muß durch sorgfältige Temperaturkompensation der Oszillatorkreise dafür gesorgt werden, daß die Temperatur der einströmenden Kühlungsluft keinen Einfluß auf die Frequenz ge-

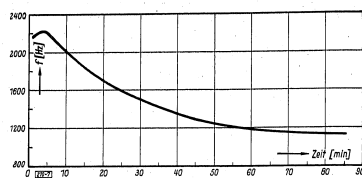


Bild 7: Frequenzabwanderung des Kurzwellen-Verkehrsempfängers nach dem Einschalten, gemessen bei seiner höchsten Betriebsfrequenz

Schaltelemente mit hochfrequentem Potential gegen Masse sollen „reversibel“ aufgebaut sein. Daher wurden sie vorzugsweise mit Metall oder Keramik gehalten. Es ist notwendig, wesentliche Teile nach der Fertigung durch ausreichend langes Tempern von großen Spannungen zu befreien. Dies gilt besonders für den Drehkondensator.

Die Temperaturkompensation ist am einfachsten beim Telegrafie-Überlagerer ausführbar. Dieser Oszillator arbeitet, abgesehen von einer kleinen Variation von ± 3 kHz, auf einer festen Frequenz. Daher kann eine von der Temperatur abhängige Induktivität leicht durch einen Schwingkreisinduktor mit passendem Temperaturkoeffizienten kompensiert werden. Prinzipiell ist es möglich, eine derartige Temperaturkompensation beliebig genau durchzuführen. Nur ist dann der Abgleich sehr zeitraubend. Bei einer Serienfertigung ist es aber wichtig, die Kompensation möglichst ohne individuelle Behandlung des einzelnen Oszillator-exemplars zu erreichen oder wenigstens diese Behandlung stark zu vereinfachen. Dazu muß Schaltung und Spule so aufgebaut sein, daß ihre Temperaturkoeffizienten wenig in der Fertigung streuen. Das ist zu erreichen, schwierig ist es aber, keramische Kondensatoren zu erhalten, deren Temperaturkoeffizient mit genügender Genauigkeit eingehalten wird. Durch Zusammenarbeit mit der Firma Rosenthal ist es beim Verkehrsempfänger E104 gelungen, den sonst von der keramischen Industrie benötigten Streubereich soweit einzuschränken, daß ohne individuelle Nachbehandlung der Telegrafie-Überlagerer in der Serie mit seiner Frequenzabwanderung unter $10 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ blieb.

Der Durchstimmschaltkreis O 2 ist schwieriger zu kompensieren, weil seine Frequenz veränderlich ist und weil er mehrere Bereiche hat. Aus Gleichlaufgründen besitzt jeder Bereich eine Parallelkapazität (C_p in Bild 5) und eine Serienkapazität C_s . Beide Kapazitäten können grundsätzlich für die Temperaturkompensation ausgenutzt werden. Bei herausgedrehtem Drehkondensator hat die Serienkapazität wenig Einfluß auf die Frequenz. Daher wird für die Temperaturkompensation bei der höchsten Frequenz die Parallelkapazität benutzt. Im Gegensatz hierzu ist bei der tiefsten Frequenz die Parallelkapazität fast unwirksam. Also wird bei einer tiefen Oszillatorfrequenz mit der Serienkapazität kompensiert. Da der Durchstimmschaltkreis O 2 zwei Bereiche hat, sind insgesamt vier Kompensationen durchzuführen. Diese Zahl wird sich bei dem zukünftigen Modell auf 6 erhöhen.

Um den hohen Anforderungen, die an den Kurzwellen-Verkehrsempfänger gestellt werden, zu genügen, werden am Oszillator O 2 im höchsten Frequenzbereich nicht mehr als $30 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ Frequenzabwanderung zugelassen. Diese Forderung ist mit einem eingegrenzten Streubereich des Temperaturkoeffizienten der Kondensatoren allein nicht mehr mit Sicherheit zu erfüllen. Zumindest muß jeder Oszillator bei den vier Abgleichfrequenzen in seinem thermischen Verhalten überprüft werden. Dies ist einigermaßen rationell möglich, wenn gleichzeitig eine größere Anzahl von Oszillatorexemplaren untersucht wird. Die Oszillatoren werden in einem Temperaturschrank derselben Temperaturschleife unterworfen und ihre Frequenzen werden dabei mit selbsttätig arbeitenden Frequenzschreibern überwacht. Stellt sich bei diesem oder jenem Exemplar heraus, daß die Kompensation nicht befriedigt, dann läßt sich durch Austauschen eines Kondensators gegen einen gleicher Größe mit anderem Temperaturkoeffizienten leicht ein besserer Wert erreichen. Im tiefsten Frequenzbereich zwischen 1,625 und 2,725 MHz des Durchstimmschaltkreises wurde bei Temperaturänderung die oben zugelassene Frequenzabwanderung auf maximal $20 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ beschränkt.

Bei dem Oszillator O 1 ist das temperaturmäßige Verhalten durch den Temperaturkoeffizienten des Quarzes festgelegt. Diesen bestimmt man durch den Quarschnitt. Im Kurzwellen-Verkehrsempfänger werden Quarze eingesetzt, deren Temperaturkoeffizient den Wert $1,5 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ nicht überschreitet. Im ungünstigsten Fall arbeitet der Oszillator auf 26 MHz. Mit dem genannten Temperaturkoeffizienten ist ein Temperaturfehler von $40 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ denkbar.

winn. Damit eine Temperaturkompensation sinnvoll ist, muß der Oszillator eine Vorbedingung erfüllen: Bei einer Temperaturschleife, d. h. bei Erwärmung und nachfolgender Abkühlung auf die Ausgangstemperatur darf keine bleibende Änderung auftreten. Ist die Anfangstemperatur erreicht, muß sich auch die Anfangsfrequenz wieder einstellen. Die frequenzbestimmenden Teile des Schwingkreises, die Leitungen, die Hochfrequenz führen, sowie

Der maximal mögliche Fehler bei Temperaturänderungen ergibt sich als Summe der für die Oszillatoren 1, 2 und 3 genannten Werte mit $80 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$. Für die tiefsten Empfangsfrequenzen, bei denen auf die doppelte Umsetzung verzichtet werden kann und infolgedessen der Quarzoszillator abgeschaltet wird, ist der maximal mögliche Temperaturfehler 30 bzw. $40 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$.

2.4 Einfluß der Luftfeuchtigkeit

Wenn man den Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf die Frequenz herabsetzen will, müssen die zur Verwendung kommenden Spulen, die nicht mit Luftabstand gewickelt werden können, mit Lack getränkt werden. Dieser muß den Feuchtigkeitsschutz der Spule übernehmen. Es sind wenig Lacksorten erhältlich, die für eine solche Tränkung geeignet sind. Der Lack muß elektrisch hochwertig sein, damit er keine zusätzlichen Verluste in der Spule verursacht. Er darf bei erhöhter Temperatur weder Alterung noch Erweichung zeigen, denn sonst kommt die Spule bei Durchlaufen einer Temperaturschleife nicht mehr auf ihre Ausgangsinduktivität zurück. Beim Verkehrsempfänger wurde ein Lack gewählt, der bei hoher Temperatur (über 100°C) getrocknet wird. Nach Abschluß dieser Trocknung werden die Spulen einem künstlichen Alterungs- und Nachhärteprozeß unterworfen. Er dauert etwa 100 Stunden. Danach ist das Verhalten der Spulen bei Temperaturschleifen vollkommen reproduzierbar. Auf diese Weise werden beispielsweise die Spulen im Telegrafie-Überlagerer behandelt.

Außer Spulen ändern auch keramische Scheibentrimmer ihre elektrischen Eigenschaften unter dem Einfluß feuchter Luft. Sie werden trotzdem häufig zum Abgleich von Schwingkreisen benutzt. Ihr Einsatz in frequenzbestimmenden Oszillatoren ist jedoch nicht zulässig. Wenn sich Kondenswasser zwischen den beiden Keramik-scheiben bildet, aus denen ein solcher Trimmer besteht, ändert sich die Kapazität erheblich. Außerdem kehren sie bei einer Temperaturschleife nur in Ausnahmefällen auf ihren ursprünglichen Kapazitätswert zurück. Daher sind im Kurzwellen-Verkehrsempfänger derartige Trimmerkondensatoren in Oszillatoren nicht eingesetzt. Wo zum Abgleich Trimmer notwendig sind, wurden Luftkondensatoren benutzt. Sie sind gegen Luftfeuchtigkeit praktisch unempfindlich. Bei guten Fabrikaten ist auch das thermische Verhalten einwandfrei.

2.5 Zusammenstellung

1. Schwankungen der Netzspannung um 10%	2. Temperatureinfluß
Telegrafieüberlagerer $\pm 5 \text{ Hz}$	Telegrafieüberlagerer $10 \text{ Hz}/\text{Grad}$
Durchstimmschaltkreis $\pm 25 \text{ Hz}$	Durchstimmschaltkreis $30 \text{ Hz}/\text{Grad}$
Quarzoszillator $\pm 31 \text{ Hz}$	Quarzoszillator $40 \text{ Hz}/\text{Grad}$
zusammen etwa $\pm 60 \text{ Hz}$	zusammen $80 \text{ Hz}/\text{Grad}$

3. Treffsicherheit

In Abschnitt 2 wurde nur die Konstanz des Empfängers betrachtet. Es wurde untersucht, wie sich eine einmal gewählte Frequenzstellung unter der Wirkung äußerer Einflüsse ändern kann. Damit ist nicht ausgesagt, mit welcher Genauigkeit eine vorgegebene Frequenz nach der Skala eingestellt werden kann. Diese Frage aber ist praktisch von Bedeutung. Sie bedeutet Treffsicherheit und entscheidet darüber, ob ein Sender allein nach der Abstimmkala aufgefunden werden kann. Je schmaler hierbei die Bandbreite des Empfängers sein kann, um so größer ist seine Treffsicherheit.

Man kann hohe Treffsicherheit erreichen, wenn man den Empfänger unmittelbar vor der Einstellung einem Eichprozeß unterwirft. Dabei kann man z. B. ein aus einem Quarz abgeleitetes Linienspektrum benutzen. Dieses Verfahren ist jedoch im praktischen Betrieb etwas unbequem. Da der Empfänger E 104 über ausreichende Konstanz verfügt, konnte bei ihm der Versuch unternommen werden, die erforderliche Treffsicherheit ohne unmittelbar vorangehende Eichung zu erreichen. Bei ihm besteht keine Gefahr, daß sich die aufgetragene Eichung im Laufe der Zeit ändert.

3.1 Eichgenauigkeit

Von dem verwendeten Eichnormal kann man voraussetzen, daß es die benötigten Frequenzen so genau liefert, daß sein Fehler nicht berücksichtigt zu werden braucht. Auf der Ableseskala entspricht beim Empfänger E 104 ein Millimeter der Skala an der ungünstigsten Stelle etwa 7000 Hz. Da während des Eichvorganges die Skala mit Hilfe eines zwanzigteiligen Nonius abgelesen wird, liegt der Ableserfehler in der Größenordnung von 0,05 mm. Dies entspricht einem maximal möglichen Fehler von 350 Hz. Ausgehend von dieser Messung wird zunächst ein vergrößertes Bild der Skala gezeichnet und dann ein Druckstock angefertigt. Bei der Herstellung des Originals wird in einem großen Maßstab gearbeitet, so daß der bei der Zeichenarbeit entstehende Fehler vernachlässigbar ist. Dies gilt jedoch nicht für den Fehler, der bei der fotografischen Herstellung des

Druckstockes entsteht. Hier ist auch bei sorgfältigster Arbeit damit zu rechnen, daß die Länge der Skala (380 mm) um 0,1 mm von ihrem Sollwert abweicht. Dadurch ergibt sich bei entsprechender Justierung der Skala ein maximal möglicher Fehler von 0,05 mm oder wieder 350 Hz.

Der in einem Bereich gültige Druckstock kann auch in anderen Bereichen verwendet werden, da sich die einzelnen Empfangsbereiche nur dadurch unterscheiden, daß der erste Oszillator auf einer anderen Quarzfrequenz arbeitet. Daher gehen die Eichungen der Bereiche durch Addition einer festen Zahl auseinander hervor. Diese Tatsache wird bei der Fertigung der Geräte ausgenutzt. Dabei entsteht nur dann kein zusätzlicher Fehler, wenn der erste Oszillator mit seinem Quarz auf der Sollfrequenz schwingt. In der Praxis ist jeder Quarz mit einem Schleiffehler behaftet. Er kann klein gehalten werden, doch ist dann die Herstellung des Quarzes teuer. Im vorliegenden Fall werden Quarze mit einer Schleifgenauigkeit von $1,5 \cdot 10^{-5}$ verwendet. Dann tritt im höchsten Frequenzbereich, bei einer Quarzfrequenz von 26 MHz, ein Fehler bis zu 400 Hz auf. Während der Prüfung der Geräte wird der Quarzoszillator mittels eigens hierfür vorgesehener Trimmerkondensatoren auf die Sollfrequenz gezogen, und dieses möglichst bei der späteren Betriebstemperatur. In der Praxis läßt sich diese Temperatur aber nicht immer genau einhalten. Wir wollen daher beim Quarzoszillator einen maximalen Frequenzfehler von 200 Hz zulassen.

3.2 Mechanische Einflüsse

Die bekannteste mechanische Fehlerursache, die bei einem Empfänger zu einer Veränderung der Eichung führt, ist die Bereichsumschaltung. Es ist schwierig sicherzustellen, daß der Schaltvorgang beim Wechsel der Bereiche reproduzierbar ist. Ein einmal eingestellter Überlagerungston ändert sich meistens beträchtlich und kann u. U. sogar aus dem Hörbereich verschwinden, sobald ohne Änderung der Abstimmung kurzzeitig auf einen anderen Bereich umgeschaltet und dann auf den ursprünglichen Bereich zurückgeschaltet wird. Die Tonveränderung zeigt an, daß die mechanischen Rasten die Schaltfedern und Kontakte, die direkt im Schwingkreis liegen, nicht immer in dieselbe relative Lage bringen.

Im Prinzip ist diese Schwierigkeit auch beim Empfänger E 104 vorhanden. Sie tritt sogar zweifach auf, da sowohl der Oszillator O 1 als auch O 2 (Bild 2) umgeschaltet werden müssen. Der erste Oszillator ist aber als Quarzoszillator gegen solche Schaltungseinflüsse in hohem Maße unempfindlich. Der zweite Oszillator arbeitet auf einer tiefen Frequenz. Daher ist es verhältnismäßig leicht, durch eine präzise mechanische Rast und eine kurze stabile Schalterachse mit kleiner Torsion eine hinreichend definierte Lage der Kontaktfedern sicherzustellen. Der Frequenzfehler, der auf den Bereichschalter zurückgeht, überschreitet 50 Hz nicht.

Die Frequenzkala des Kurzwellen-Verkehrsempfängers besteht aus Leichtmetall und ist auf einer Trommel montiert. Sie ist 380 mm lang, etwa 15 mm breit und wird an der Seite, die den hohen Frequenzen zugeordnet ist, befestigt. Dort ist der Abstand der Skalenstriche am kleinsten, nämlich ungünstigstenfalls 7000 Hz/mm. Das andere Ende der Skala, an dem ungünstigstenfalls etwa 3500 Hz auf den Millimeter entfallen, ist gleitend befestigt. Die Skala kann sich bei Temperaturänderungen nach dieser Richtung frei ausdehnen.

Dadurch wird erreicht, daß die bei 5 Grad Temperaturänderung zu erwartende Längenänderung, die bei einem Ausdehnungskoeffizienten von $20 \cdot 10^{-6}$ etwa 0,05 mm beträgt, nur am niederfrequenten Skalenende merklich wird. Dort bedeutet diese Längenänderung einen Frequenzfehler von etwa 175 Hz. Bei unserer Abschätzung des maximal möglichen Fehlers brauchen wir diesen Fehler weiterhin nicht zu berücksichtigen. Er ist am niederfrequenten Skalenende, wo der Strichabstand etwa doppelt so groß ist, schon in dem oben genannten Ablesefehler enthalten.

Vor der Skala gleitet, durch ein Stahlband gezogen, ein Zeiger. Man muß damit rechnen, daß er sich bei Vor- und Rückwärtsbewegung verkannt, da die Gleitführung für diesen Zeiger nicht ohne Spielraum gefertigt werden kann. Dieser Fehler ist aber bei sorgfältiger Fertigung und durch Einführen einer stets in einer Richtung drückenden Feder klein. Wir setzen ihn mit 0,015 mm an. Dies entspricht etwa 100 Hz.

Das Stahlseil ($10 \times 0,07$ mm Dmr.), das den Zeiger zieht, könnte sich elastisch dehnen. Um eine bleibende Verformung zu unterbinden, wird es vorgereckt. Da die aufzuwendende Zugkraft nur etwa 100 g beträgt, ergibt sich aus dem Elastizitätsmodul von $2 \cdot 10^8$ kg/mm² bei einer Länge von 500 mm eine vernachlässigbare elastische Dehnung. Das Stahlseil wickelt sich von einer auf der Drehkondensatorachse sitzenden Leichtmetallscheibe ab. Bei Änderung der Temperatur dehnt sich der Umfang der Leichtmetallscheibe stärker aus als das von ihr abrollende Stahlseil. Daraus ergibt sich ein Fehler, der proportional der Differenz der Ausdehnungskoeffizienten von Scheibe und Seil ist. Setzt man diese Differenz mit 10^{-5} und die wirksame Länge mit 540 mm an, so findet man für den möglichen Anzeigefehler bei 5 Grad Temperaturabweichung von der Eichtemperatur 0,027 mm. Dies bedeutet an der ungünstigsten Stelle 190 Hz.

Die Achse des Drehkondensators ist wie üblich in der Wanne des Kondensators gelagert. Der Antrieb, der eine vom Kondensator völlig getrennte Baueinheit darstellt, hat für die treibende Welle eine getrennte Lagerung. Da die beiden Achsen gegeneinander versetzt sein können, sind sie durch eine Doppelkardan-Kupplung verbunden. Obwohl bei der Entwicklung einer derartigen Kupplung auf Torsionssteifigkeit Wert gelegt wurde, bleibt ein Torsionsfehler. Er beträgt bei den im Empfänger E 104 eingesetzten Kupplungen weniger als 1 Winkelminute. Dies entspricht einem Skalenfehler von 0,04 mm, da vom Drehbereich des Kondensators nur 165° ausgenutzt werden. Dies sind ungünstigstenfalls 300 Hz. Die übrigen auftretenden Torsionsfehler sind vernachlässigbar.

Ein weiterer Fehler könnte durch eine exzentrische Lagerung der Antriebsscheibe für das Stahlseil entstehen. Ein derartiger Fehler wird bei der individuellen Eichung des Gerätes erfaßt. Er braucht deshalb nicht berücksichtigt zu werden. Auch wäre es denkbar, daß sich das Seil infolge zu großer Steifigkeit nicht gleichmäßig von der Scheibe abwickelt. Der dann entstehende tote Gang ist durch Wahl eines hinreichend schmiegsamen Stahlseiles vermieden worden.

3.3 Zusammenstellung der möglichen Eichfehler

Wird vom Beobachter der Empfänger auf eine vorgegebene Frequenz eingestellt, dann ist diese Einstellung nur mit endlicher Genauigkeit möglich. Rechnen wir mit einer sorgfältigen Einstellung, so braucht der Ablesefehler ein Zehntel des Skalenintervalls nicht zu übersteigen. Dieses bedeutet 500 Hz.

Insgesamt wirken also bei der Treffsicherheit folgende mechanische, elektrische und physiologische Fehlerursachen zusammen:

Einstellfehler des Beobachters	500 Hz	Skalenfehler beim Druck	350 Hz
Torsionsfehler der Kupplung	300 Hz	Ablesefehler bei Eichung	350 Hz
Verkanteten des Zeigers	100 Hz	Temperaturfehler elektrisch bei 5°	400 Hz
Temperaturfehler durch Dehnung des	190 Hz	Temperaturänderung	400 Hz
Antriebsseiles	190 Hz	Einfluß von Netzspannungsschwankungen	60 Hz
Einstellfehler beim Quarzoszillator	200 Hz	maximal möglicher Fehler 2400 Hz	

Berechnet man aus den obigen Zahlen mit den Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung [2] den Fehler, der mit 99,7% Wahrscheinlichkeit nicht überschritten wird, so findet man, daß dieser unter 1600 Hz bleibt. Es ist daher unwahrscheinlich, daß der Garantiewert von ± 2000 Hz von einem Gerät der Serie überschritten wird.

Literatur

- [1] Klapp, F. K., An LC-Oszillator of unusual frequency stability: Proc. IRE Bd. 36 (1948) S. 356 ... 358.
- [2] Haselbeck, W., Der Fehler eines Meßgerätes und seine Wahrscheinlichkeit: Funk und Ton Bd. 6 (1932) S. 400 ... 405.

Ein Kurvenschreiber für Quarzimpedanzen

Von W. Siewert und G. Just

Die in den letzten Jahren stark ansteigende Anwendung von Schwing- und Filterquarzen in der Hochfrequenztechnik hat eine Reihe von Meßgeräten entstehen lassen, die zur einwandfreien Beurteilung der Quarze im Laboratorium, in der Werkstatt und im Prüffeld dienen. Hierzu gehören Frequenzmeßgeräte mit einer Genauigkeit bis $1 \cdot 10^{-7}$, Spezialprüfschaltungen zur Bestimmung der Ersatzgrößen und Belastungswerte der Quarze sowie Meßeinrichtungen zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten u. a. m.

Von besonderer Wichtigkeit ist die Beurteilung der Quarze hinsichtlich des Auftretens von Nebenresonanzen. Oszillatorquarze können auf einer Nebenresonanzstelle anschwingen, wenn die Anfachungsbedingung für die Nebenresonanz günstiger ist als für die Hauptresonanz. Bei den mit Filterquarzen aufgebauten Filtern können sich unzulässige Einbrüche im Verlauf der Dämpfung ergeben. Abhängig von der vorgesehenen Anwendung des Quarzes muß daher ein Mindestwert für den Frequenzabstand und das Amplitudenverhältnis von Haupt- zu Nebenresonanzen gefordert werden. Vor allem bei Filterquarzen muß ein großer Störwellenabstand eingehalten werden, während bei Schwingquarzen nur in einem Bereich von mindestens $\pm 3\%$ keine Störfrequenzen anregbar sein sollen [1].

In dem Frequenzbereich von etwa 20 bis 100 MHz werden Quarze in Oberwellenanregung verwendet. Gegenüber den Grundwellenquarzen kann bei diesen Oberwellenquarzen besonders dann leicht eine Frequenz des Störwellenspektrums erregt werden, wenn nicht durch exakte Einhaltung ganz bestimmter Abmessungen bei der Herstellung der Quarze benachbarte Resonanzstellen vermieden sind.

Allgemeine Gesichtspunkte

Um Haupt- und Nebenresonanzen eines Quarzes bequem überblicken zu können, ist es zweckmäßig, seine Impedanzkurve in Abhängigkeit von der Frequenz darzustellen. Sie kann auf dem Schirm einer Braunschen Röhre sichtbar gemacht oder auch von einem Linienschreiber aufgezeichnet werden. Beide Verfahren haben Vor- und Nachteile. Deshalb verwendet ein von Telefunken entwickeltes Prüfgerät (Bild 1) beide Verfahren nebeneinander. Die Gründe hierfür sollen im folgenden behandelt werden.

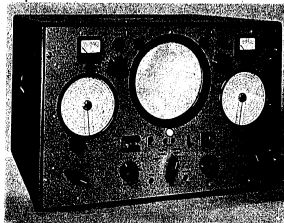


Bild 1: Kurvenschreiber für Quarzimpedanz

Will man allgemein die Resonanzkurve eines schwingungsfähigen Gebildes aufnehmen, so kann ein unverfälschtes Bild des Spannungsverlaufes nur dann erhalten werden, wenn der jedem Abtastpunkt zugeordnete Spannungswert im „eingeschwungenen Zustand“ gemessen wird. Die Resonanzkurve eines Gebildes mit großer Resonanzschärfe und dementsprechend langen Einschwingzeiten, wie es der Quarz ist, kann deshalb nur dann genau gemessen werden, wenn man die Frequenz hinreichend langsam ändert.

Die Zeit, die man für eine Messung benötigt, wird dann aber so groß, daß die laufende Überprüfung größerer Stückzahlen in der Quarzfabrikation zu einem untragbaren Aufwand führt. Diese laufende Überprüfung ist aber andererseits vor allem bei Oberflächenquarzen erforderlich, da nur mit ihrer Hilfe festgestellt werden kann, ob die zur Unterdrückung von Störerschwingungen erforderlichen Abmessungen bei der Herstellung der Quarze mit genügender Genauigkeit eingehalten wurden. Man muß deshalb die Impedanzkurven dynamisch aufzeichnen und die oberhalb einer bestimmten Geschwindigkeit der Frequenzänderung entstehenden Einschwingvorgänge in Kauf nehmen. Es ist dabei zu untersuchen, welche maximale Abtastgeschwindigkeit nicht überschritten werden darf, damit das Meßergebnis nur unwesentlich beeinflußt wird. Die folgenden Ausführungen haben Gültigkeit für RLC-Schwingungskreise mit relativ geringer Bandbreite, auf die sich auch der Quarz gemäß dem Ersatzschaltbild Bild 2 zurückführen läßt.

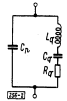


Bild 2: Ersatzschaltbild eines Quarzes

Die Abweichung einer dynamisch gewonnenen Resonanzkurve gegenüber einer mit eingeschwungenen Spannungen gemessenen ist abhängig von der Abtastgeschwindigkeit und einer charakteristischen Größe des Schwingungskreises, wie Bandbreite B (gemessen bei -3 db von der stationären Resonanz) oder Güte g bzw. Dämpfung d . Für die Charakterisierung eines RLC-Serienkreises benutzt z. B. Marique [2] die Bandbreite B und zeigt den in Bild 3 wiedergegebenen Kurvenverlauf, der sich unter dem Einfluß einer linearen Frequenzabblatung mit konstanter Amplitude ergibt. Parameter ist die gleichförmige Abtastgeschwindigkeit ($\pi B^2/16$; $\pi B^2/4$; πB^2 und $6,25 \pi B^2$ haben ein Verhältnis von 1:100).

Die Kurven von Bild 3 gelten nur für zunehmende Frequenzen; für abnehmende liegen sie spiegelbildlich zur stationären Resonanzfrequenz. Charakteristisch ist für diese Kurven:

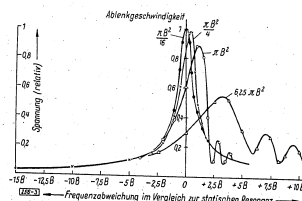


Bild 3: Spannungsverlauf an einem LCR-Kreis bei einer linearen Frequenzabblatung mit konstanter Amplitude [2]

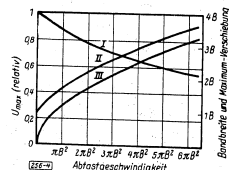


Bild 4: Höchstspannung U_{max} (Kurve I), Änderung der Bandbreite (II) und Verschiebung des Maximums (III) in Abhängigkeit von der Abtastgeschwindigkeit [2]

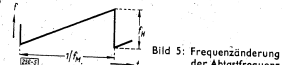


Bild 5: Frequenzänderung der Abtastgeschwindigkeit

1. der langsamen Anstieg bis über die stationäre Resonanz hinaus, das zu höheren Frequenzen verschobene Maximum und der steilere Abfall;
2. der gegenüber der stationären Resonanz abnehmende Maximalwert;
3. die scheinbare Zunahme der Bandbreite im Vergleich zur wirklich vorhandenen B ;
4. das Auftreten zusätzlicher Maxima und Minima bei größeren Abtastgeschwindigkeiten.

Die Verschiebung des Maximums, die Abnahme des Maximalwertes und die scheinbare Zunahme der Bandbreite sind in Abhängigkeit von der Abtastgeschwindigkeit in Bild 4 dargestellt.

Denkt man sich die Frequenzänderung dadurch entstanden, daß eine Frequenz mit einer Modulationsfrequenz f_M und einem Frequenzhub f_H linear moduliert wird (Bild 5), wie dies meistens der Fall sein wird, so läßt sich die Abtastgeschwindigkeit $v = df/dt$ durch das Produkt $f_M f_H$ ausdrücken.

Aus Bild 3 ist zu entnehmen, daß dynamische Resonanzkurven, welche mit einer Frequenzgeschwindigkeit von $\pi B^2/4$ aufgenommen werden, noch keine nennenswerte Verformung aufweisen. Die zulässigen Grenzwerte für f_M und f_H sind demnach bei praktisch verzerrungsfreier Messung gegeben durch:

$$f_M f_H = \pi B^2/4 \text{ [Hz/s]} \quad (1)$$

Ein anderes Maß, das zur Beurteilung der noch zulässigen Abtastgeschwindigkeit dienen kann, ist die „Verweilzeit“ t_V , die als die Zeit definiert ist, innerhalb der die Bandbreite B durchlaufen wird. Es wird angegeben [4], daß sie für unverzerrte Messung größer sein soll als die Einschwingzeit $t_E = 2/\pi B$. Die Grenzbedingung für zulässige Verzerrungen lautet demnach

$$t_V \geq 2 t_E = 4/\pi B = B/v = B/f_M f_H \quad (2)$$

woraus sich wieder $f_M f_H = \pi B^2/4$ ergibt.

Bei Quarzen wird üblicherweise die Resonanzfrequenz f_0 und die Seriendämpfung d_s angegeben. Die zulässige Frequenzgeschwindigkeit ergibt sich aus diesen Größen, da $B = f_0 d_s$:

$$f_M f_H = \pi (d_s f_0)^2/4 \text{ [Hz/s]} \quad (3)$$

Man erhält z. B. für einen 100 kHz, einen 1 MHz- und einen 20 MHz-Grundwellenquarz:

- a) 100 kHz-Quarz (MT-Schnitt): $C_0 \approx 30 \cdot 10^{-3}$ pF; $C_2 \approx 7,5$ pF; $d_s = 5 \cdot 10^{-6}$. Hieraus errechnet sich die Bandbreite zu $B = 0,5$ Hz und die maximal zulässige Geschwindigkeit der Frequenzänderung zu $f_M f_H \approx \pi (5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5)^2/4 = 0,196$ Hz/s. Um die Resonanzstellen dieses Quarzes unverfälscht registrieren zu können, darf also die höchstzulässige Modulations- und Ablenkfrequenz f_M bei einem Hub $f_H = 50$ Hz ($B = 0,5$ Hz) nicht größer als $4 \cdot 10^{-3}$ Hz sein, d. h. es werden mindestens vier Minuten für den Ablauf eines Abtastvorganges benötigt.

- b) 1 MHz-Quarz (AT-Schnitt): $C_0 = 6 \cdot 10^{-3}$ pF; $C_2 = 2,5$ pF; $d_s = 1 \cdot 10^{-5}$. Daraus erhält man $B = 10$ Hz und $f_M f_H \approx \pi (10^{-5} \cdot 10^6)^2/4 = 78,6$ Hz/s, also für $f_H = 1$ kHz den Wert $f_M = 78,6 \cdot 10^{-3}$. Eine einmalige Abtastung erfordert etwa 12 s.

- c) 20 MHz-Quarz (BT-Schnitt): $C_0 = 9,5 \cdot 10^{-3}$ pF; $C_2 = 5,4$ pF; $d_s = 1 \cdot 10^{-5}$. Man erhält $B = 200$ Hz und $f_M f_H = 31,4 \cdot 10^3$ Hz/s. Bei einem Hub von 20 kHz (200 kHz) kann somit noch eine Ablenkfrequenz von nahezu 1,6 Hz (0,16 Hz) zugestanden werden.

Die in Bild 4, Kurve III aufgetragene Verschiebung des Resonanzmaximums kann man auch berechnen, und zwar wird die Rechnung besonders einfach, solange man unterhalb der höchstzulässigen Abtastgeschwindigkeit bleibt. Dann ergibt sich:

$$f - f_0 = 3 f_M f_H/2 \pi B \text{ [Hz]} \quad (4)$$

Die Verschiebung des Maximums für die obigen drei Quarze wird bei den errechneten Frequenzgeschwindigkeiten etwa 0,187 Hz, 3,75 Hz und 0,75 Hz.

Auch wenn man die Resonanzkurven der Quarze auf dem Schirm einer verhältnismäßig lang nachleuchtenden Braunschen Röhre sichtbar macht, muß man mindestens 1 bis 10 mal je Sekunde abtasten, damit man noch ein genügend flimmerfreies Bild erhält. Bei dieser Frequenz ist aber, wie aus den obigen Beispielen a) und b) ersichtlich, die Grenze für unverzerrte Aufzeichnungen bereits erheblich überschritten. Da der Impedanzkurvenschreiber das Frequenzgebiet von 100 kHz bis 200 MHz erfassen soll, bestimmt der für einen 100 kHz-Quarz errechnete Wert die erforderliche niedrigste Ablenkfrequenz, sofern eine exakte Kurvenregistrierung erwünscht ist. Bei Anwendung der Braunschen Röhre müßte dann bei niedrigen Quarzfrequenzen die Impedanzkurve photographisch festgehalten werden. Demgegenüber ist die Aufzeichnung mittels eines Linienschreibers vorzuziehen.

Die Quarzmeßschaltungen

Soll der Kurvenschreiber nur als Übersichts- bzw. Prüfgerät dienen, d. h. sollen mit ihm nur die Nebenresonanzen eines Quarzes qualitativ ermittelt werden, so läßt sich eine Meßschaltung finden, welche in dem gesamten Frequenzbereich von 100 kHz bis 200 MHz recht brauchbare Ergebnisse liefert. Ist es jedoch erwünscht, mit dem Kurvenschreiber noch zusätzlich weitere Quarzeigenschaften quantitativ zu bestimmen, dann muß die Meßschaltung der Frequenz des zu messenden Quarzes angepaßt und danach ausgewählt werden, ob man die Serienresonanz oder die Parallelresonanz bestimmen will.

Eine Schaltung [5], die sich für die Abbildung der Serienresonanz im Bereich von 100 kHz bis weit über 20 MHz hinaus gut eignet, zeigt Bild 6. Der Quarz wird hier durch zwei Widerstände R_1 und R_2 abgeschlossen. Diese Bedämpfung erhöht die zulässige Geschwindigkeit der Frequenzänderung wesentlich, weil die Einschwingvorgänge jetzt nicht nur von den Quarzeigenschaften allein abhängen, sondern zusätzlich von den Größen der Widerstände R_1 und R_2 . Die Summe dieser beiden Widerstandswerte darf allerdings nicht unter einem bestimmten Optimalwert liegen, der durch $R_1 + R_2 = 1/\omega C_p$ gegeben ist.

Um am Quarz bei der Resonanzfrequenz einen möglichst geringen Spannungsabfall zu erhalten, ist es vorteilhaft, den Abschlußwiderstand R_2 groß gegenüber dem R_q des Quarzes zu machen. Ein hochohmiger Abschluß ist besonders dann von Vorteil, wenn die Nebenresonanzen gut sichtbar werden sollen. Durch einen Neutralisationskondensator C_n wird die Wirkung der Parallelkapazität $C_p + C_1$ aufgehoben; dadurch kann der Fuß der Serienresonanzkurve durch die sonst noch mehr oder weniger sichtbare Parallelresonanz nicht verformt werden.

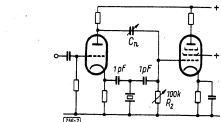


Bild 6: Schaltung zur Aufnahme des Serienresonanzspektrums

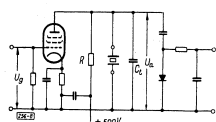


Bild 8: Prinzipschaltbild der im Kurvenschreiber verwendeten Meßschaltung

Zur Abbildung des Parallelresonanzspektrums wird der Quarz in eine Schaltung eingesetzt, die der von Bild 6 ähnelt, die jedoch den extrem hohen Resonanzwiderstand R_{pq} durch hohe Abschlußimpedanzen berücksichtigt (Bild 7).

Soll die Durchlaßkurve eines Quarzfilters, also eines Vierpols, aufgezeichnet werden, so müssen Ein- und Ausgang des Filters in der Meßschaltung richtig abgeschlossen sein. Es müssen also in Serie zu Ein- und Ausgang des Filters Widerstände geschaltet werden, welche zusammen mit den Abschlußwiderständen der Meßschaltung von Bild 6 den erforderlichen Filterabschluß ergeben. Eine gewissenhaft durchgeführte Neutralisation der Verdrehkapazität ist hier besonders wichtig.

Die Schaltung des von Telefunken entwickelten Impedanzkurvenschreibers (Bild 8) [6] gestattet unter gewissen Voraussetzungen innerhalb eines Frequenzbereiches von 10 bis 200 MHz nicht nur eine gute Übersicht über Haupt- und Nebenresonanzen, sondern auch gleichzeitig eine Ermittlung der Quarzgrößen R_q , C_q , ω_q und R_{pq} .

Der zu untersuchende Quarz liegt in dieser Schaltung zwischen Anode und Kathode einer Pentode. Durch einen über den gesamten Frequenzbereich relativ hohen Innenwiderstand der Meßschaltung wird die Aufzeichnung des Parallelresonanzspektrums möglich und seine u. U. rechnerische Auswertung wesentlich vereinfacht. Der unbedingt auch bei hohen Frequenzen erforderliche hohe Innenwiderstand wird im wesentlichen erreicht durch Verwendung einer Röhre mit hohem Innenwiderstand R_a und sehr kleiner Kapazität C_a , durch die Spiesung der Röhren über einen 100 kOhm-Widerstand, durch eine Gleichrichterschaltung mit hohem Eingangswiderstand und äußerst niedriger Eingangskapazität sowie durch einen Schaltungsanbau, der möglichst geringe zusätzliche Schaltkapazitäten ergibt. Es konnte eine Schaltkapazität $C_1 = 6$ pF erzielt werden. Der mit R bezeichnete ohmsche Anteil des inneren Widerstandes, der verhältnismäßig leicht in Abhängigkeit von der Frequenz ermittelt werden kann, unterschreitet an keiner Stelle des gesamten Frequenzbereiches den Wert von 60 kOhm.

Mit hinreichender Genauigkeit läßt sich R bestimmen, wenn für eine gegebene Frequenz mindestens zwei Parallelresonanzkreise mit jeweils verschiedenem L/C-Verhältnis angeschlossen und die zugehörigen Resonanzspannungen U_{q0} den Kurvenabbildungen entnommen werden. Da Gitterspannung U_g und Steilheit S der Pentode konstant sind, läßt sich R rechnerisch durch Gl. 4 oder graphisch nach Bild 9 finden.

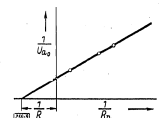


Bild 9: Ermittlung des ohmschen Teiles des Innenwiderstandes d. Meßschaltung

$$S U_{q0} / U_{q00} = (1/R_p) + (1/R) = (\omega_0 C / Q) + (1/R) \quad (5)$$

C ist die Resonanzkapazität, Q die Güte des Schwingungskreises. Um die Größe von R über den gesamten Frequenzbereich (100 kHz ... 200 MHz) zu erhalten, muß diese Messung bei verschiedenen Frequenzen durchgeführt werden.

Vergleicht man die Werte von R und die mittleren Parallelresonanzwiderstände R_{pq} von Quarzen in Abhängigkeit von der Frequenz, so zeigt sich, daß das mit abnehmender Frequenz stark zunehmende R_{pq} von etwa 20 MHz ab den Innenwiderstand R wesentlich übersteigt. Für die abgebildeten Impedanzkurven wird also vor allem bei tieferen Frequenzen nicht mehr allein R_{pq} des Quarzes bestimmend sein, sondern im zunehmendem Maße auch der Parallelwiderstand R. Solange jedoch der ohmsche Widerstand R und der Blindwiderstand der Schaltungskapazität C_1 viel größer als der Quarzwiderstand R_q bei der Meßfrequenz ω bleiben, lassen sich R_{pq} und R_q bestimmen. Hierzu wird einmal mit eingesetztem Quarz die Resonanzspannung U_{pq} und zum andern Mal bei herausgenommenem Quarz und unveränderter Frequenz die Spannung U_{C1} gemessen. Da voraussetzungsgemäß die Pentode in beiden Fällen mit gleicher Eingangsspannung gesteuert wird, sind auch die Anodenströme in beiden Fällen dem Betrag nach gleich. Bei eingesetztem Quarz erhält man als Belastungswiderstand $R_{pq} = R / (R_{pq} + R)$, da C_1 bereits in R_{pq} berücksichtigt ist. Bei herausgenommenem Quarz wirkt die Parallelschaltung von $1/\omega C_1$ und R. Da C_1 etwa 6 pF beträgt, ist der Blindwiderstand dieser Kapazität in dem Frequenzbereich zwischen 1 und 200 MHz wesentlich kleiner als R, so daß R in dieser Parallelschaltung vernachlässigt werden kann. Man erhält deshalb die Beziehung

$$U_{pq} / [R_{pq} R / (R_{pq} + R)] = U_{C1} / (1/\omega C_1) \quad (6)$$

aus der sich R_{pq} errechnen läßt. R_q ist durch $R_{pq} = 1/R_q \omega^2 (C_p + C_1)^2$ (7)

bestimmt. Durch Messen der Bandbreite (zwischen den $1/\sqrt{2}$ -Werten) kann auch die Güte $Q = 1/\omega C_q R_q = \omega L \omega$ und daraus die Serienkapazität C_q des Quarzes gefunden werden. Letzteres ist jedoch nur möglich, wenn $R \gg R_{pq}$ ist, was etwa oberhalb 30 MHz gilt. Dann entspricht die der Impedanzkurve entnommene Güte wirklich der des Quarzes. Praktisch ist jedoch die beschriebene Möglichkeit, C_q aus der gemessenen Bandbreite zu ermitteln, dadurch begrenzt, daß die Resonanzkurven häufig zu schmal sind. Wenn die Bedingungen $R \gg R_q$ und $1/\omega (C_q + C_1) \gg R_q$ nicht erfüllt sind, wird die Berechnung der Quarzgrößen unständlich. Das gilt für den Frequenzbereich um und oberhalb 100 MHz, in dem $1/\omega (C_p + C_1)$ kaum größer als R_q werden dürfte.

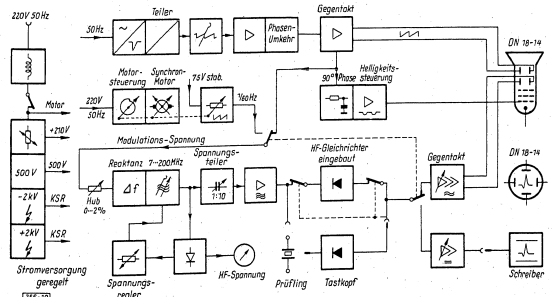


Bild 10: Vereinfachtes Blockschaltbild des Kurvenschreibers

Bei dem von Telefunken entwickelten Impedanzkurvenschreiber stand aber diese Aufgabe nicht im Vordergrund, vielmehr sollte für die Verwendung in der Quarzentwicklung, in der Fertigung und im Prüffeld ein Gerät geschaffen werden, das vor allem eine schnelle und eindeutige Überprüfung der Quarze hinsichtlich ihrer Störwellen gestattet. Hierzu genügt es meist, den Abstand der Nebenresonanzen von der Hauptresonanz und ihre Amplitudenunterschiede ermitteln zu können. Es ist deshalb nicht als Nachteil zu werten, daß die Bestimmung der Quarzersatzgrößen oft nur ungenau und mit sehr viel Zeitaufwand möglich ist, zumal einfachere Meßgeräte diesem Zweck besser dienen können.

Aufbau eines Resonanzkurvenschreibers für Quarze

Die Wirkungsweise des Quarzkurvenschreibers ist aus Bild 10 zu ersehen. Ein Generator, dessen Frequenz sich linear und symmetrisch zur Mittenfrequenz ändert und dessen HF-Spannung im gesamten Frequenzbereich selbsttätig konstant gehalten wird, speist die Quarzmeßschaltung. Der Frequenzgang des Meßobjektes wird der HF-Spannung an dieser Stelle als Modulation aufgeprägt. Anschließend wird der Niederfrequenzspannungsverlauf durch HF-Gleichrichtung mit nachfolgender HF-Siebung abgenommen, in einem NF-Verstärker verstärkt und den Vertikal-Ablenkplatten der Kathodenstrahlröhre zugeführt.

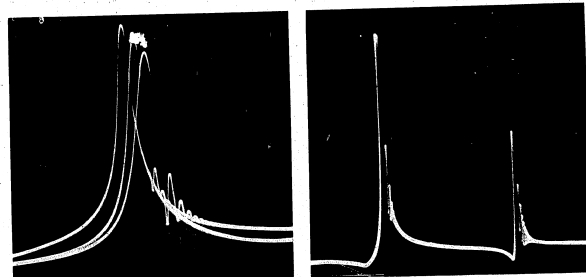


Bild 11 (links): Hauptresonanz eines 20 MHz-Grundwellenquarzes, Einfluß der Abtastgeschwindigkeit. Kurve links: $f_M = 4$ Hz; mittlere Kurve: $f_M = 12$ Hz; Kurve rechts: $f_M = 33$ Hz; $f_H = 40$ kHz konstant
Bild 12: Haupt- und eine Nebenresonanz eines 20 MHz-Grundwellenquarzes; $f_M = 4$ Hz und $f_H = 120$ kHz

Ein mit 50 Hz Netzfrequenz synchronisierter Generator liefert die Spannung für die Horizontalablenkung und für die Frequenzmodulation, wenn die Frequenzabhängigkeit des Prüflings auf der Kathodenstrahlröhre abgebildet wird. Ablenkspannung und Frequenzänderung befinden sich hierbei in Phase, so daß der Frequenzgang des Quarzes als stehendes Bild auf dem Schirm erscheint. Zur unverformten Registrierung der Impedanzkurve, besonders von Quarzen niedrigerer Frequenz, wird der Oszillator des HF-Generators mit einer Sägezahnspannung moduliert, die eine Periode von einer Minute hat, und der vom Prüfling über einen HF-Gleichrichter und über einen Gleichstromverstärker gelieferte Strom wird einem Linienschreiber zugeleitet. Dieser bietet die Möglichkeit einer genauen Auswertung der aufgezeichneten Resonanzkurve.

Das Gerät enthält u. a. zwei voneinander unabhängige HF-Teile, deren Generatoren mit je 8 Teilbereichen einen Gesamtfrequenzbereich von 0,1 bis 200 MHz überstreichen. Eine hohe Kurzzeitkonstanz der Mittenfrequenz ist erforderlich. Der Oberwellen- und Nebenwellen-Anteil der Meßfrequenz muß so gering sein, daß keinesfalls scheinbare Nebenresonanzen des Quarzes vorgetäuscht werden können, und die Störmodulation durch Brummspannung usw. soll so klein sein, daß sie auch bei kleinstem Hub nicht stört.

Der in jeden HF-Teil abschaltbar eingebaute HF-Gleichrichter der Meßschaltung liegt direkt an der im Gerät befindlichen Quarzfassung. Der andere, der Tastkopf, kann außerhalb des Gerätes an dieses angeschlossen werden und gestattet die Messung beliebiger Vierpole, wie Quarzfilter usw.

Meßbeispiele

Die Bilder 11 und 12 zeigen Schirmaufnahmen von Ausschnitten aus der Impedanzkurve eines 20 MHz-Grundwellenquarzes mit den Daten des Beispiels c). In Bild 11 wurden die Schirmbilder der dreimal hintereinander mit jeweils verschiedenen Ablenkfrequenzen geschriebenen Hauptresonanzen auf demselben Film-

abschnitt aufgenommen. Der Frequenzhub für diese drei Kurven war konstant 40 kHz, während die einzelnen Ablenkfrequenzen 4 Hz, 12 Hz und 33 Hz betragen. Die Kurve mit der größten Amplitude und $f_M = 4$ Hz ist noch unverformt. Die beiden nach rechts verschobenen Kurven mit den Werten $f_M = 12$ Hz und 33 Hz zeigen zunehmende Verformung durch Einschwingen. Vergleicht man die Kurven von Bild 11 mit denen von Bild 3, so findet man eine gute Übereinstimmung.

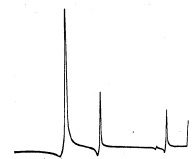


Bild 13: Hauptresonanz und zwei Nebenresonanzen eines 20 MHz-Grundwellenquarzes, mittels Linienschreibers registriert; $f_H = 240$ kHz; $f_M = 1$ /min

Die im Beispiel c) dem 20 MHz-Quarz bei 20 kHz Hub zugestandene Ablenkfrequenz beträgt 1,6 Hz, während in Bild 11 sogar die mit $f_H = 40$ kHz und $f_M = 4$ Hz registrierte Kurve noch verzerrungsfrei ist. Der Grund für diese scheinbare Unstimmigkeit soll kurz erläutert werden. Der untersuchte 20 MHz-Quarz, der den Dämpfungsfaktor d_q hat, wird während der Messung durch den Widerstand R der Meßschaltung zusätzlich gedämpft, so daß der für Bild 11 geltende Dämpfungsfaktor $d = d_q (R + R_{p0})/R$ wird. Weil nun der Parallelresonanzwiderstand R_{p0} des 20 MHz-Quarzes etwa so groß wie R ist, wird $d \approx 2 d_q$. Deshalb ist die Bandbreite doppelt so groß und die maximale Frequenzgeschwindigkeit $(f_M f_H = -B^2/4)$ sogar viermal so groß wie für den Quarz allein. Berücksichtigt man diese Tatsache, so findet man eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Rechnung und Messung.



Bild 14: Hauptresonanz eines 1 MHz-Quarzes; Kurve links: $f_M = 4$ Hz; Kurve rechts: $f_M = 12$ Hz; $f_H = 6$ kHz

Bild 13 vermittelt die Haupt- und zwei Nebenresonanzen desselben Quarzes, mit einem einmaligen Hub von 1 Minute Dauer und 240 kHz Breite mittels Linienschreibers aufgezeichnet. Eine Gegenüberstellung von Bild 12 und 13 macht deutlich, daß die Schirmbildaufnahme trotz des Einschwingens eine sehr gute Übersicht gibt, mit dem großen Vorteil der wesentlich schnelleren Bildwiedergabe.

Daß die Meßschaltung auch bei 1 MHz noch durchaus zufriedenstellende Schirmbilder liefert und die Anwendung des Linienschreibers erst unterhalb 1 MHz zweckmäßig wird, sofern nicht auch bei höheren Frequenzen die Registrierung durch den Linienschreiber vorzuziehen ist, zeigt Bild 14. In ihm ist der mit $f_M = 4$ Hz und $f_H = 12$ Hz oszilloskopgraphierte Impedanzverlauf der Hauptresonanz für den 1 MHz-Quarz aus Beispiel b) dargestellt.

Literatur

- [1] H. Aewender und K. Sonn, Der Quarz in der HF-Technik: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Band II, Verlag für Radio-Photo-Kinotechnik G. m. b. H., Berlin-Borsigwalde, 1953, S. 160... 226.
- [2] Marique, Note sur la réponse d'un circuit soumis à un balayage linéaire de fréquence: L'onde Electrique, 31, Nr. 292 (Juli 1951) S. 313... 315.
- [3] R. Feldtkeller und H. Wildt, Gleitfrequenzen in Schwingungskreisen: TFF Berlin Bd. 30, H. 12 (Dez. 1941) S. 347.
- [4] C. H. Walter, Über die Grenzen der Analytischgeschwindigkeit bei Frequenzgemischen: Wiss. Veröff. Siemens-Werk 14, Heft 1 (1935), S. 56... 62.
- [5] J. W. A. van der Scheer und A. de Jong, Impedante-Analysator voor Piezo-elektrische Kristallen: Het PH-Bedrijf, Teil V, Nr. 3 (August 1953) S. 92.
- [6] E. A. Gerber, Quartz-Crystal Measurement at 10 to 180 Megacycles: Proc. IRE Bd. 40 (Januar 1952) S. 36... 40.



Das Fernsehprüffeld des Telefunkenwerkes Hannover. Im Hintergrund rechts von der Bildmitte der Zentralprüfstand

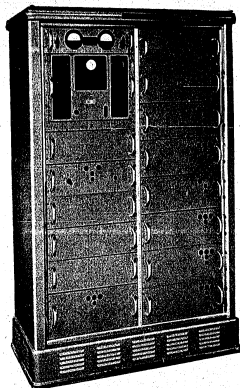


Bild 1: Zentralprüfsender, Außenansicht

Sender für die Endkontrolle im Fernsehempfänger-Prüffeld

Von G. Schaffstein

Für die Endkontrolle der Fernsehempfänger im Prüffeld ist ein Zentralsender für etwa 10 Prüfplätze zweckmäßiger als mehrere einzelne Platzgeräte. Besonderer Wert wurde bei der Entwicklung auf hohe Frequenzkonstanz, gute Übersprechdämpfung sowie hohe Betriebssicherheit gelegt. Die Anlage ist seit längerer Zeit im Fernsehprüffeld des Werkes Hannover in Betrieb und hat sich gut bewährt.

Die Prüfarbeiten an einem Fernsehempfänger erstrecken sich auf die Vor- und Hauptprüfungen an den einzelnen Bauteilen des Empfängers, wie HF-Eingangsteil, Bild- und Ton-ZF-Verstärker, Ablenkteil mit Synchronisierung sowie auf die Endprüfung des gesamten Gerätes nach Einbau des Chassis und der Bildröhre in das Gehäuse. Hoch- und Zwischenfrequenzteile werden meist mit Festfrequenzen abgeglichen. Anschließend wird die Durchlaufkurve mit Hilfe von Wobbelfrequenzgeneratoren und Kurvenschreibern gemessen, während die zur Prüfung des Ablenkteiles erforderlichen Synchronisierungssignale einem Takgeber entnommen werden.

Das fertige Fernsehgerät muß auf allen Empfangsfrequenzen überprüft werden. Dazu wäre kein besonderes Meßgerät erforderlich, wenn ein öffentlicher Fernsehsender zu jeder Zeit und auf allen Kanälen zur Verfügung stände. Da der Fernseh-Ortsender aber nur wenige Stunden am Tage sendet und auch dann nur auf einem Kanal, scheidet er für die Endkontrolle in den meisten Fällen aus. Es ist daher notwendig, die erforderlichen Prüffrequenzen für die 10 im Band 1 und 3 zu kontrollierenden Kanäle (48,25 ... 62,25 MHz und 175,25 ... 217,25 MHz) in einem Prüfsender zu erzeugen und mit einem Kontrollbild und -Ton zu modulieren (alle Frequenzangaben beziehen sich auf die Bildträgerfrequenz).

Zentralanlage oder Platzgeräte?

Bei Betrieb mit je einem besonderen Sender für jeden Prüfplatz besteht die Gefahr der Störungen durch den Nachbarprüfplatz, da die Oszillatoren der einzelnen Sender zwar auf denselben Kanälen aber nicht genau auf der gleichen Frequenz arbeiten, eine völlige Abschirmung der einzelnen Prüfplätze gegeneinander aber schwierig zu erreichen wäre, da schon bei einem Amplitudenverhältnis von 40 db ein störendes Moiré auf dem Bild sichtbar wird. Bei Anwendung eines Zentralsenders dagegen sind die Bildträgerfrequenzen für jeden Kanal an jedem Prüfplatz genau gleich, so daß keine Interferenzen auftreten können. Auch im Preis ist bei Anschluß von 5 oder mehr Prüfplätzen die Zentralanlage günstiger als 5 Einzelsender.

Aufbau der Anlage

Bild 1 zeigt die Außenansicht und Bild 2 zwei Bauteile des Zentralsenders. Aus Bild 3 ist der grundsätzliche Aufbau der Anlage ersichtlich. Die einzelnen Bildträgerfrequenzen werden in 10 quartzesteuerten Oszillatoreinheiten erzeugt und je einem Modulator zugeführt, in dem sie mit den Ton- und Bildfrequenzen einschließlich

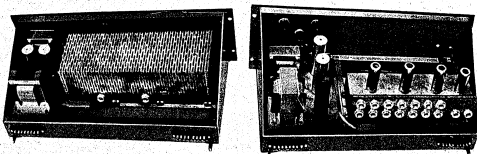


Bild 2: Bauteile, Tonteil und Addiergerät

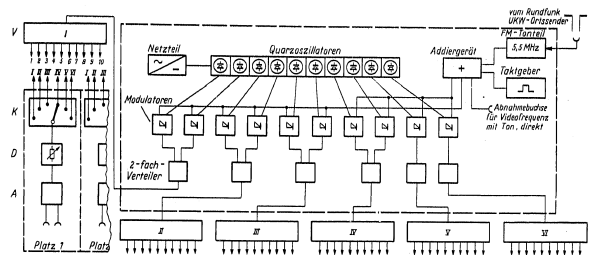


Bild 3: Blockschaltbild der Gesamtanlage. Die mit arabischen Zahlen bezeichneten Leitungen führen zu je einem Prüfplatz, D = Dämpfungsbremsen, A = Anpassungsübertrager

der Synchronisierungssignale moduliert werden. Die 10 modulierten Kanalfrequenzen gelangen über Verteiler und HF-Kabel an die einzelnen Prüfplätze. An jedem Prüfplatz befindet sich ein Koaxialschalter, mit dem jeweils die gewünschte Kanalfrequenz an den Empfängereingang gelegt werden kann. Zwischen Koaxialschalter und Empfängereingang liegt ein regelbarer Abschwächer sowie ein Transformationsglied zum Übergang vom unsymmetrischen 60-Ohm-Kabel auf den symmetrischen 240-Ohm-Eingang des Empfängers.

1. Modulationsverfahren

Im Gegensatz zu den öffentlichen Fernsehsendern mit Einseitenbandmodulation werden bei der Modulation im Prüfsender die beiden entstehenden Seitenbänder übertragen. Auch die Tonmodulation weicht von der eines öffentlichen Senders ab. Es wäre an sich möglich, auf jedem Kanal einen besonderen Tonträger, der jeweils um 5,5 MHz tiefer liegt als der Bildträger, mit dem üblichen Hub von maximal ± 60 kHz in der Frequenz zu modulieren und dann den amplitudenmodulierten Bildträger und den frequenzmodulierten Tonträger auf einen gemeinsamen Ausgang des Prüfsenders zu geben. Da aber der Aufwand hierfür recht erheblich wäre (für jeden Kanal zwei quartzesteuerte Oszillatoren für Bild- und Tonträger sowie zwei Modulatoren), ist bei dem Prüfsender ein anderes Verfahren angewandt worden: Es wird ein Hilfsträger von 5,5 MHz mit einer Tonsendung frequenzmoduliert und diese frequenzmodulierte Schwingung dem Bildträger als Amplitudenmodulation zugeführt. Es liegen daher symmetrisch zum Bildträger die beiden Bild-Seitenbänder und außerdem im Abstand von 5,5 MHz je ein frequenzmodulierter Tonträger (Bild 4).

Dieses Verfahren setzt voraus, daß beim Modulationsvorgang keine nennenswerte gegenseitige Beeinflussung von Bild- und Tonmodulation auftritt. Die Modulationstiefe für die Amplitudenmodulation ist daher begrenzt. Es darf keine Übersteuerung auftreten, d. h. auch in den Spitzen muß der Modulationsgrad von Bild und Ton zusammen kleiner als 100% bleiben.

Wie aus Bild 4 hervorgeht, fällt teilweise das untere Seitenband eines Kanals mit dem oberen Seitenband des Nachbarkanals zusammen. Das braucht bei der Empfängerprüfung nicht zu stören, da Frequenzen unterhalb des am Empfänger eingestellten Bildträgers nicht mehr empfangen werden.

2. Tonerzeugung, Videosignalgeber und Addiergerät

Die frequenzmodulierte 5,5-MHz-Schwingung kann entweder direkt in einem besonderen Meßgenerator erzeugt werden oder durch Differenzbildung mit einem anderen frequenzmodulierten Träger, z. B. dem öffentlichen UKW-Rundfunksender und einem Hilfsoszillator. In der ausgeführten Anlage ist von der zweiten Möglichkeit Gebrauch

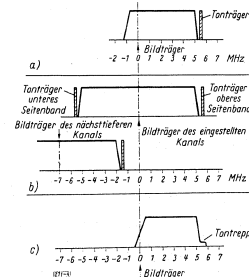


Bild 4: Frequenzdurchlauf von Fernsehempfänger, -sender sowie Prüfsender. a) Frequenzspektrum eines öffentlichen Fernsehsenders, b) Frequenzspektrum des Prüfsenders, c) Selektionskurve des Fernsehempfängers

gemacht. Gegen dieses Verfahren kann der Einwand erhoben werden, daß die Normen für die Frequenzmodulation beim Hörrundfunk und Fernsehen verschieden sind. Die Unterschiede sind aber nicht sehr groß (Maximalhub beim Hörrundfunk 75 kHz, beim Fernsehen 60 kHz). Für eine Funktionsprüfung des Fernsehempfängertoteles im Prüffeld reicht das Verfahren völlig aus, und es hat sich auch im Betrieb durchaus bewährt. Die Empfangsspannungen der beiden frequenzmodulierten UKW-Rundfunkortsender werden über HF-Vorstufen an das Gitter Je einer Mischstufe gelegt. Die entsprechenden Oszillatorfrequenzen werden in zwei quarzgesteuerten Oszillatorstufen erzeugt und der Mischstufe zugeführt (Schaltung der Oszillatoren s. S. 56). Die Anoden der beiden Mischröhren sind parallel geschaltet. Der Anodenkreis wird auf die Ton-Zwischenfrequenz von 5,5 MHz abgestimmt. Ein nachfolgender dreistufiger ZF-Verstärker sorgt für den nötigen Spannungspegel am 150-Ohm-Ausgang für die Aussteuerung des Addiergerätes. Durch Umschalten der Anodenspannung kann schnell von einem auf den anderen UKW-Sender gewechselt werden. Ein am Ausgang angekoppelter Germaniumgleichrichter liefert die Kontrollspannung für ein Überwachungsinstrument.

Zur Kontrolle der Fernsehempfänger auf Bildgüte, wie Schärfe, Auflösung und Geometriefehler, kann entweder ein Bildraster geschrieben werden, wobei die Bildfrequenzen einschließlich der Synchronisierzeichen einem Takgeber entnommen werden, oder man kann einen beliebigen anderen Bildgeber, z. B. eine Monoskopbildanlage, anschließen. Bild- und Tonfrequenzen werden über eine besondere Stufe (Addiergerät) vereinigt. In dieser Stufe sind zwei Röhren anodenseitig parallelgeschaltet. An das Gitter der einen Röhre werden die Tonsignale, an das Gitter der anderen Röhre die Bild- und Synchronisiersignale gegeben. Sowie die Anodenstromkennlinie der beiden Röhren linear verläuft, überlagern sich Bild- und Tonfrequenz auf der Anodenseite, ohne sich gegenseitig zu beeinflussen.

Da von dem Addiergerät die Videospannung zur Modulation für 10 Modulatoren abgenommen wird, muß der Ausgang des Addiergerätes einen sehr niedrigen Innenwiderstand besitzen, damit durch die Parallelschaltung der Eingangskapazitäten die hohen Modulationsfrequenzen nicht unzulässig beschnitten werden. Die Eingangskapazität der ersten Verstärkerröhre (EF 80) im Modulator beträgt etwa 7 pF, die Schallkapazität etwa 5 pF und die Kapazität des abgeschirmten Verbindungskabels zwischen Addiergerät und Modulator etwa 20 pF, so daß jeder Modulator für das Addiergerät eine kapazitive Belastung von 32 pF darstellt. Im Addiergerät wurden zwei auf der Gitterseite parallel geschaltete Kathodenstufen mit der Röhre EL 84 vorgesehen und jeweils fünf Modulatoren einer Kathodenstufe zugeordnet. Der Innenwiderstand jeder dieser Kathodenstufen ist $R_i \approx 1/S = 100$ Ohm. Für eine Modulationsfrequenz von 5 MHz beträgt die kapazitive Belastung bei 5×32 pF etwa 200 Ohm, so daß noch keine wesentliche Beschnidung der hohen Modulationsfrequenzen auftritt. Eine dritte Kathodenstufe gestattet, die Videofrequenzen zu Prüfzwecken getrennt abzunehmen.

3. Übersprechdämpfung auf den HF-Kabeln

Besonderer Wert wurde beim Bau des Senders und seiner Einzelteile auf eine gute Abschirmung gelegt, damit ein Übersprechen von einem Kabel auf die anderen möglichst vermieden wird, da eine durch einen Störsender verursachte Moirébildung noch bei einem Amplitudenverhältnis von 40 db sichtbar ist und die Selektion des Fernsehempfängers vielfach kleiner als 40 db ist. Vor allem gilt dies für die Spiegelwellen sowie bei Oberflächenempfang der tiefen Kanalfrequenzen von Band 1 und Abstimmung des Empfängers auf die hohen Kanäle von Band 3. Schließlich ist noch zu beachten, daß der Prüfsender nicht nur ein, sondern zwei Seitenbänder liefert. Aus diesen verschiedenen Gründen muß die Übersprechdämpfung für die gesamte Anlage einschließlich der HF-Kabel wesentlich höher als 40 db sein. Bei der ausgeführten Anlage wurden

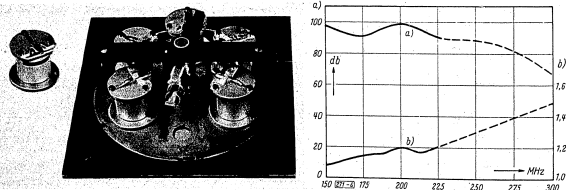


Bild 5 (links): Koaxialschalter geöffnet. Ein Abschirmtopf ist herausgenommen, damit man die beiden Schaltarme sieht, deren unterer durch den Schlitz des Abschirmtopfes mit dem Inneren des Koaxialkabels Kontakt macht. Bild 6 (rechts): Übersprechdämpfung des Koaxialschalters (a) und die durch ihn verursachte Welligkeit (b).

Werte von 60 bis 80 db erreicht. Mit gewöhnlichen HF-Kabeln sind bei 200 MHz so hohe Übersprechwerte nicht zu erzielen, da bekanntlich Kabel mit Außenleitergeflecht in diesem Frequenzgebiet verhältnismäßig große gegenseitige Kopplung besitzen*). Sehr geringe Kabelkopplungen sind erreichbar, wenn Rohrleitungen statt Geflechtkabel verwendet oder die Kabel in Metallröhren verlegt werden, doch ist dann das Kabel unbeweglich. Um nun gute Beweglichkeit mit geringer Strahlung zu verbinden, wurde ein Spezialkabel der Firma Felten & Gulleaume mit zwei voneinander isolierten Außenleitern verwendet. An den beiden Enden werden die beiden Außenleiter miteinander verbunden und an Masse gelegt. Die gegenseitige Kopplung derartiger Kabel mit doppeltem Außenleiter wurde bei 200 MHz um 35 db niedriger gemessen als bei Kabeln mit einfachem Außenleiter.

4. Koaxialschalter

Zur Umschaltung der vom Zentralsender gelieferten modulierten Kanalfrequenzen auf jeden einzelnen Prüfplatz dienen Koaxialschalter mit sechs Stellungen (Bild 5). Damit die vom Zentralsender gelieferten 10 Kanalfrequenzen über diese sechs Schalterstellungen empfangen werden können, werden auf 4 Stellungen jeweils 2 Frequenzen miteinander kombiniert. Die beiden miteinander kombinierten Kanäle werden so ausgewählt, daß weder eine Störung des einen durch den anderen, noch durch Oberflächen- oder Spiegelwellenempfang möglich ist. Es sind dies die Kanäle:

- 2 und 11 (Bildträgerfrequenz: 48,25 und 217,25 MHz),
- 5 und 8 (Bildträgerfrequenz: 175,25 und 196,25 MHz),
- 6 und 9 (Bildträgerfrequenz: 182,25 und 203,25 MHz),
- 7 und 10 (Bildträgerfrequenz: 189,25 und 210,25 MHz).

Wie bei den übrigen Teilen der Anlage muß die Übersprechdämpfung auch im Koaxialschalter sehr klein sein, damit der Gesamtwert von mehr als 60 db erreicht wird. Die Messungen ergaben bei 200 MHz Werte von mehr als 90 db (Bild 6). Die vom Koaxialschalter verursachte Welligkeit als Funktion der Frequenz zeigt Kurve b in Bild 6. Innerhalb des interessierenden Frequenzgebietes im Band III ist die Fehlanpassung kleiner als 20%, und im Band I kleiner als 10%. Jedes der 6 Anschlusskabel führt über eine HF-Kupplung an einen Abschirmtopf im Innern des Schalters (Bild 5). Die Abschirmtopfe haben an einer Seite einen Schlitz, in den das Kontaktmesser eines drehbaren Abnehmerarmes eingreifen kann. Der feststehende zentrale Stift der Kabelkupplung, auf dem die drehbare Buchse gleitet, wird mechanisch stark beansprucht. Um auch bei ihm eine große Schaltzahl und einen sicheren Kontakt zu gewährleisten, wurde der Kontaktkopf dieses Stiftes als Vollsilbering ausgeführt, während für die Abnehmerfedern Versilberung ausreichend war. Die Kontaktmesser wurden aus silberplattiertem Bronzeblech hergestellt. Trotz der großen mechanischen Beanspruchung durch die häufigen Schaltungen im Prüffeld darf kein wesentlicher Abrieb an den Kontaktfedern auftreten. Ein Schalter wurde einem Dauerversuch unterzogen. Er war nach 600 000 Einzelschaltungen noch voll funktionsfähig.

Der Koaxialschalter ist auf einer Eisenplatte aufgebaut und durch eine eiserne Haube abgedeckt. Um eine HF-Austrahlung über die Schalterachse zu vermeiden, ist die Achse über induktionsarme Kontaktfedern mit der Abschirmhaube verbunden.

Entkopplung der Prüfplätze voneinander

Um bei der Prüfung der Fernsehempfänger ein gutes rauschfreies Bild zu erhalten, ist eine HF-Spannung von einigen Millivolt an den Antennenbuchsen ($R_A = 240$ Ohm) erforderlich. Am Ausgang der Modulatoren ist eine Spannung von 50 mV an 60 Ohm verfügbar. Von einem Modulator müssen maximal 10 Anschlußplätze gespeist werden. Andererseits soll aber eine gegenseitige Beeinflussung der Prüfplätze vermieden werden. Es ist daher in den Verteilern zwischen den Modulatoren und den Koaxialschaltern eine Spannungssteilung im Verhältnis 1:10 vorgesehen, um die erforderliche Entkopplung sicherzustellen. Ginge man aus 10fach-Verteilern ohne das Entkopplungsglied direkt zum Koaxialschalter, so läge, je nachdem, ob 1 oder 10 Koaxialschalter auf dieselbe Kanalfrequenz geschaltet werden, am Verteiler eine Querlast von 60 oder 60/10 = 6 Ohm. Außerdem wäre das HF-Kabel zwischen Modulator und Verteiler völlig fehlangepaßt. Die Meßspannung an dem zu prüfenden Fernsehempfänger würde daher außerordentlich stark schwanken und eine Prüfung kaum durchführbar sein. Es muß also erstens das Kabel zwischen Sender und Empfänger annähernd mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen werden und zweitens darf durch Zu- und Abschalten von anderen Prüfplätzen keine wesentliche Beeinflussung des Spannungspegels auftreten. Die Entkopplung im 10fach-Verteiler

* J. Lohde, Der Rohrdraht als Hochfrequenzleitung: Hochfrequenz- und Elektroak. 62 (1943) S. 1... 6

wurde in der Weise durchgeführt, daß in Serie zu jedem der 10 abgehenden Verteilerleitungen ein Serienwiderstand von 500 Ohm und ein Querwiderstand von 200 Ohm gelegt wurde. Je nachdem, ob alle 10 Anschlußpunkte offen oder abgeschlossen sind, bildet dann der 10fach-Verteiler einen Abschlußwiderstand von 70 oder 54,5 Ohm. Die Fehlanpassung beträgt also weniger als 20%.

Bisher wurde bei der Berechnung der Fehlanpassung vorausgesetzt, daß die abgehenden Kabel am Verteiler, soweit sie angeschlossen sind, auch am Ende mit ihrem Wellenwiderstand Z abgeschlossen sind. Das ist aber nicht mehr der Fall, wenn der Koaxialschalter auf eine andere Stellung geschaltet wird. In diesem Falle bildet das am Ende offene Kabel je nach Länge einen sehr kleinen oder sehr hohen Abschlußwiderstand, und zwar $R = Z \cdot d$ (d = Kabeldämpfung), wenn die Kabellänge ein ungeradzahliges Vielfaches der Viertelwellenlänge und Z/d , wenn sie ein geradzahliges Vielfaches der Viertelwellenlänge beträgt. Im ersten Fall beträgt der Abschlußwiderstand am Verteiler 50 Ohm und im zweiten Fall 70 Ohm. Die dadurch bedingten Spannungsschwankungen sind unschädlich. Außerdem sind sie in der Praxis stets kleiner, da die Größe der Prüfspannung erst dann von Bedeutung wird, wenn mindestens ein Empfänger angeschlossen ist.

Die Schaltung der Oszillatoren

Bei den Kanälen 5...11 (175,25...217,25 MHz) wird die Bildträgerfrequenz durch Verdreifachung in einer nachfolgenden Stufe der Quarzoszillatorfrequenz gewonnen, während bei den niedrigen Kanälen 2...4 (48,25...62,25 MHz) die Oszillatorfrequenz über Trennstufen, die auf der gleichen Frequenz arbeiten, den Modulatoren zugeführt wird. Als Schwingquarze werden sogenannte Oberwellenquarze verwendet, bei denen der Quarz mechanisch in der fünften Oberwelle schwingt, z. B. für Kanal 10 auf 70 MHz. In der nachfolgenden Verdreifacherstufe wird die Frequenz 70 MHz elektrisch auf 210 MHz verdreifacht. Eine parallel zum Quarz liegende Spule dient dazu, eine Selbsterregung auf der mechanischen Grundfrequenz des Quarzes (14 MHz) zu verhindern. Die Rückkopplung in der Oszillatorstufe wird so klein gehalten, daß eine Selbsterregung nur auf der gewünschten Quarzfrequenz möglich ist, wobei diese Quarzfrequenz sich in geringen Grenzen bei der Abstimmung des Anodenkreises „ziehen“ läßt. Die Quarze schwingen in Serienresonanz.

Die Modulatoren

Bei der Entwicklung der Modulatoreinheiten war zunächst die Frage zu klären, ob für die Modulation der Bildträgerfrequenzen mit Bild-, Ton- und Synchronisierzeichen Kristalldioden oder Röhren verwendet werden sollten. Kristalldioden haben den Vorzug, daß der Kennlinienknick so scharf ist, daß zur Modulation kleine Modulationsspannungen von etwa 0,5 V_{SS} ausreichen, so daß die bei Röhrenmodulation erforderlichen Vorverstärkerstufen eingespart werden können. Da aber Germanium-Kristalldioden temperaturabhängig sind und in dem Sendergestell Übertemperaturen von 20° und mehr auftreten können, erschien die Verwendung von Germaniumdioden für ein Meßgerät nicht genügend betriebssicher. Der etwas größere Aufwand für die Röhrenmodulatoren fällt bei der kleinen Stückzahl von insgesamt 10 Modulatoren auch nicht sehr ins Gewicht.

In der ausgeführten Anlage wurde deshalb eine EF 80 als Modulatorröhre verwendet. Die Ton- und Videofrequenzen werden der Kathode zugeführt und der unmodulierte Bildträger dem ersten Gitter. Die modulierte Hochfrequenz wird in der Anode abgenommen. Die Modulatorröhre muß von den Videosignalen sehr weit austeuert werden können. Entsprechend der Norm der öffentlichen Fernsehsender wird ein Restträger von etwa 15% \pm 5% eingestellt. Dieser Pegel muß mit Rücksicht auf das Zwischenträgerverfahren beim Fernsehempfänger eingehalten werden. Ein zu kleiner Pegel führt dazu, daß der Amplitudenbegrenzer im Ton-ZF-Verstärker des Empfängers nicht mehr richtig arbeiten kann, so daß die Bildwechselfrequenzen im Ton zu hören sind. Zu großer Trägerrest läßt u. U. Fehler des zu prüfenden Empfängers nicht erkennen, wie z. B. falschen Filterabgleich oder einen Fehler in der Begrenzerstufe.

Zur Modulation wird an der Kathode der EF 80 eine Spannung von 3 V_{SS} benötigt. Das Videosignal vom Takgeber beträgt am Eingang des Modulators 1,7 V_{SS} . Mit Rücksicht auf die erforderliche genaue Einhaltung des Modulationsgrades ist es erwünscht, wenn die Modulationsspannung an jedem Modulator in kleinen Grenzen regelbar ist. Das ist durch Ändern der negativen Fanglittervorspannung bei der ersten Verstärkerstufe im Modulator möglich. Um zu verhindern, daß über den gemeinsamen Anschluß der Modulatoren am Adäriergerät ein hochfrequentes Übersprechen von einem Kanal auf den anderen erfolgt, liegt in jedem Modulator zwischen Videoeingang und Modulatorröhre ein Tiefpaß. Dieser ist für einen Wellenwiderstand von 100 Ohm und eine Grenzfrequenz von 10 MHz ausgelegt. Zur Vorverstärkung der Videofrequenzen dienen die Röhren EF 80 und EL 84, von denen die erste als Spannungsverstärker mit einem Anodenwiderstand von 500 Ohm und die zweite als Kathodenverstärker geschaltet ist. Die Spannungsverstärkung in der ersten Röhre ist 3,5, die der zweiten 0,5. Der Tiefpaß liegt in der Verbindungsleitung zwischen den beiden Kathoden

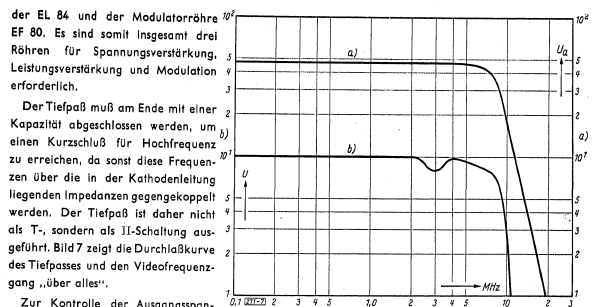


Bild 7: a) Durchlaufkurve des Tiefpasses im Modulator, b) Video-Durchlaufkurve „über alles“

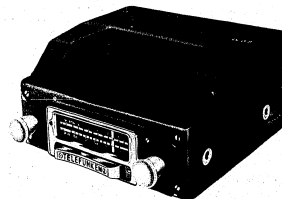
Zur Kontrolle der Ausgangsspannung der Oszillatoreinheiten sind an den Anodenkreis der Trenn- bzw. Verdreifacherstufe Germaniumdioden angekoppelt. Mittels eines Umschalters können die gleichgerichteten Ausgangsspannungen an einem Kontrollinstrument wahlweise abgelesen werden. Bei den Modulatoreinheiten wird die Speisepannung und der Anodengleichstrom der Modulatoren an einem umschaltbaren Kontrollinstrument überwacht. Die Germanium-Dioden in den Oszillatoren liegen an einer Stelle, an der keine außergewöhnlich hohe Übertemperatur auftritt. Die im Abschnitt „Modulatoren“ geschilderten Bedenken gegen Verwendung der Germanium-Dioden treffen also hier nicht zu.

Der neue Autosuper „Selektor“

Damit bei Benutzung eines Rundfunkempfängers im fahrenden Kraftfahrzeug der Fahrer durch die Bedienung des Gerätes nicht abgelenkt wird, ist dieses nicht nur mit einfacher Tastenbedienung zum Ein- und Ausschalten und zur Wahl des Wellenbereiches auszurüsten, es muß auch eine einfache Einstellung auf die verschiedenen Sender eines Wellenbereiches ermöglichen.

Der neue Telefunken-Autosuper „Selektor“ ist deshalb mit einer Einrichtung versehen, welche die Abstimmung des Empfängers selbsttätig über den ganzen Empfangsbereich verschiebt.

Sobald ein mit genügender Lautstärke hörbarer Sender gefunden ist, wird der Suchvorgang durch ein über zwei Röhren gesteuertes Relais gestoppt. Wünscht der Fahrer einen anderen Sender, so kann er durch kurzes Antippen der Drucktaste den Suchvorgang erneut auslösen. Die Feldstärke, bei der das Gerät ansprechen soll, kann auf zwei Werte eingestellt werden, so daß entweder eine kleinere Zahl von Sendern mit sehr guten Empfangsbedingungen oder eine größere Zahl mit guten Empfangsbedingungen ausgewählt wird. Der Wellenbereich (Mittelwellen oder UKW) wird dadurch eingestellt, daß die Drucktaste nach links oder rechts verschoben wird. Mit Hilfe einer zusätzlichen „Fernlast“ kann das Gerät auch vom Rücksitz des Wagens bedient werden.



Telefunken-Autosuper „Selektor“ mit selbsttätiger Durchstimmung

Abridgments

Long-Distance Communications Backing- Transfer of the AEG Plant for Telecommunication Engineering at Backnang to Telefunken

By G. Wuckel

p. 3

With the Telefunken transaction effected in 1941, by which Telefunken became a 100% subsidiary company of AEG, there was associated from the outset the intention to concentrate all interests of the firm in the domain of communications. The realization of this plan was considerably delayed by the war events of those years and especially by the subsequent general break-down. The transfer of the AEG Plant for Telecommunication Engineering at Backnang to the Telefunken Company on 1st October 1954 has now turned this plan into reality.

The present "installations" Division of Telefunken (Anlagen) can thus be traced back to two roots: The one is radio engineering which was pioneered by Telefunken from the early days of spark telegraphy and now embraces the entire field of wireless transmission of intelligence; the other is wire transmission engineering which originated from the "Oberspreer" Cable Works of the AEG and deals with the transmission of all kinds of intelligence over cables and wire lines. Both branches look back upon a development period of about the same duration of more than 50 years.

Whereas it was a general principle in earlier times to distinguish between wireless and wire transmission of communications, these two domains nowadays merge more and more into each other and a steadily increasing number of networks now come into being for both short-range and long-range communication traffic. It was therefore quite natural and logical to detach the domain of radiolinks from that part of the Telefunken Company which still deals with short- and long-range radio traffic and to amalgamate it with the AEG Factory for Telecommunication Engineering at Backnang into a new division "Long-Distance Communications" (Nachrichtenweiterkehr) in which the wire-guided long-distance traffic hitherto dealt with at Backnang can now be handled independently of the transmission medium.

The new Backnang sector "Long-Distance Communications" builds up on a good tradition of long standing: on the radio side we rely upon the vast experience of Telefunken with whose name radio engineering is directly connected for half a century; on the line side it is the tradition of our own factory where we have worked in the past decades under the trade-mark "AEG" in all domains of transmission technique. This is in the first place the entire field of telecommunication cables with their many varieties up to trunk cables of highest quality, modern carrier current cables for long-distance traffic, and broad-band cables. Other techniques required for the construction of complete cable installations are those dealing with loading coils, iron and ferrite cores, cable fittings, as well as mounting and balancing processes. The main field of activity of our second large sector "Equipment Engineering" is the multiple exploitation of wire lines by carrier current technique. It comprises all types of terminal equipment and intermediate amplifiers required for this purpose, inclusive of the construction of exchanges. A special branch of carrier current technique is telephony along high-voltage lines, which years ago was developed by Telefunken and now forms part of our production programme for decades already. The third large field of activity of our factory is that of party line equipments, which was opened up by our company in recent years by basic development work for a relay of special design and new types of relay circuits. This is in rough outline, without going into the details of other secondary or special fields, the general structure of our sector of wire communication engineering.

By incorporating radiolinks into this sector, our Backnang factory can now work in the entire field of line-bond transmission technique inclusive of the "Hertzian Cable". Beginning with the present issue of the Telefunken-Zeitung, reports on all relevant fields of our activities will henceforth be published.

Calculation of Transformers by Operating Parameters

By H. Schilling

p. 5

The essential characteristic data of broadband transformers, viz., main inductance L , stray inductance l , and winding capacity c are usually derived, by means of the formulas (5) to (8), from the admissible distortion of the effective attenuation at the lower and upper edges of the frequency band (ω_0 to ω_0) to be transmitted, taking into account the terminal resistance r_0 . Since, in communication technique, the requirements in regard to the deviation of the effective attenuation are often much less rigorous than those concerning the reflection coefficient p , it is preferable to calculate the characteristic magnitudes on the basis of this operating parameter.

Since a broadband transformer can be considered, according to the applicable equivalent-circuit diagrams (Figs. 2a—d), as a high-pass filter at the lower edge (ω_0) of the passband and as low-pass filter at the upper edge (ω_0) of the band and as the losses are in general sufficiently low, it is possible with the aid of the Feilckeller equation for reactive four-terminal networks (3) to derive, from (5) to (8), the equations (9) to (11) which permit the characteristic magnitudes to be calculated from p . Table 1 shows corresponding values of the operating parameters \log and p . The essential data of transformers can also be calculated, as filter elements, according to the rules of the theory of operating parameters of the reactive four-terminal networks. Calculation of the characteristic magnitudes by this method is particularly simple because tables of the normalized values of operating-parameter filters up to the order $n = 5$ are available for matched filters as well as for filters open or closed-circuited at one end (6).

When considering the transformer as a high-pass or low-pass filter, there result some possibilities of improving the transmission properties. A comparison of the corresponding values of low-pass filter circuits shows that with rising order of the filters there appear greater values for the series reactances and shunt admittances. If l , c and c are used as constituents of filters of higher order, it is possible to obtain a substantial extension or a reduction of the transmitted frequency band and/or a diminution of the reflection coefficient and/or a greater transformation ratio.

It is possible to derive from the formulas (11), (14) and (15) the equation (15) which can be split up into (20) and (21). The magnitude V according to (20) can be calculated from the design data of the transformer and is a measure of the broad-band behaviour or "transmission capacity" of the particular type of transformer and form of winding. The magnitude A according to (21) is to be calculated from the transmission problem to be solved and is a measure of the requirements to

be imposed on the transformer with a given order of the filter. The transmission problem can be solved if the condition $V \geq A$ is fulfilled. On the basis of (22) the V -values for the conventional transformer types and winding forms can be determined and tabularized, which will facilitate the choice of the suitable transformer type and winding form for a given transmission problem.

Owing to the reciprocity between winding capacity and stray inductance, it can be concluded from (22) that a further improvement of the transmission behaviour is possible by inserting intermediate layers having a particularly small dielectric constant. Such capacity-reducing intermediate layers can be produced by embossing small protuberances (warts) in suitable forms for practical use. Some examples show the agreement between calculated values and results of measurements made on transformer models.

Since the complete equivalent circuit diagram of a transformer (Fig. 10) is a band-pass circuit, the characteristic magnitudes of the transformer can also be determined strictly as band-pass filter elements in a single course of calculation. The use of this method is recommendable for calculating narrow-band transformers. In the case of broad-band transformers the approximation with separate calculation of high-pass and low-pass filters is simpler for the most part.

A Catalogue of Power-Law and Chebyshev Filters up to the Order $n = 5$

By E. Glowatzki

p. 15

Power-law (maximally-flat) filters (P) and Chebyshev filters (T) are reactance filters. They all have in common that, e.g. with low-pass filters, all poles in the attenuation band are lying at infinity. The multiplicity of this pole is equal to the order n of the characteristic function K . The two types differ from each other in that all zeros of the pass-band of the P-filter are united at the frequency zero, whereas those of the T-filter are distributed over the pass-band according to the requirements of Chebyshev's approximation of the composite attenuation 0δ .

The characteristic functions of these filter types are given by the equations (1), (4), (5) and (6). The parameters (zeros) appearing in these equations in the case of T-filters as well as the position of the extrema of K will be found in the equations (7) to (11). It is suitable to prescribe for the pass-band the maximum reflection coefficient p which is always assumed the value of the normalized pass-band edge frequency $\Omega_D = \Omega_0/\Omega_0 = 1$ and to calculate for it the value of the constants C from the equation (2) and from the equations for K . The interrelation between K and q is given by equation (3).

The paper presents to the electrical engineer, in the form of 4 tables, the circuit diagrams and the normalized values factor are the values $p = 10\%$, 20% , 50% and, in addition, the values $p = 1\%$, 2% , 5% and the intermediate value $p = 15\%$. The corresponding attenuation characteristics are shown in Figs. 1—15.

Each filter is characterized by a symbol denoting the filter type, the order n , and the maximum reflection coefficient p ($0 \leq p < 1$) or q ($q = 1$). The affixed letter W signifies that the filter has to work at one end on a short circuit and an open circuit respectively.

Table 1 includes the power-law filters P01 to P05 terminated at both ends with the normalized resistances 1, whereas Table 2 gives the corresponding W-filters with short circuit or an open circuit at one end. Table 3 comprises the Chebyshev filters T02 b, T03, T04 b and c as well as T05 and Table 4 the corresponding W-filters. Five tried-out examples explain the application of the tables and the calculation of the actual circuit arrangement in the following cases: low-pass, high-pass, band-pass, band-stop and low-high separating filter of constant-resistance crossovers. A supplement to the catalogue covering filters of a higher order as well as an extension to other simple filter types and to filters with G_{max} -parameters are being prepared.

Measuring Gear of Special Design for Wire Communication Technique

By E. Handrick

p. 23

The construction and operation of apparatus and installations for long-distance traffic requires a measuring technique of very high precision, which imposes rigorous requirements on the equipment used for this purpose. Since it is necessary that such measurements be made quickly and reliably by semi-skilled operators too, use is preferably made of comparison, substitution and compensation methods, semi-automatic and fully automatic limit-value methods as well as cathode-ray display units.

For preliminary measurement and tuning of component parts and sub-assembled units an A. C. tolerance measuring instrument is used (Fig. 1), which indicates, with the use of a phase-controlled rectifier, positive or negative impedance deviations relative to an operating standard directly in per mille or per cent on an instrument. — The measurement and adjustment of the number of turns of coils for transformers, filters, etc. prior to the insertion of the ferromagnetic core are of utmost importance to rational production. By comparison with a decade variable standard coil, which has a few per mille (Fig. 3). — For the design of filter circuits it is also important to know and observe the quality of the coils used. An equipment for determining these qualities under operating conditions prevailing in each particular case is described. Another method of determining the losses in coils is illustrated in Fig. 4. The reactive component of the unknown impedance is first compensated in this case. The effective resistance to be ascertained will then result from the position of a decade resistance free from phase shift, which is connected in series with the impedance under test. The proper tuning required for this purpose is attained as soon as the opposing active components are of equal magnitude.

Ten and more individual measurements are often required for testing relays. An automatic apparatus performing this test in one operation is shown in Figs. 5—7. The different test conditions for the various types of relays are met by the use of prepared interchangeable jacks (control keys).

Measuring equipments for mass production require signal generators which are designed to insure reliable reproducibility of frequency values adjusted once. Decade frequency selection is a suitable method for this purpose. In other cases, central distribution of fixed measuring frequencies may also be serviceable, because errors due to frequency deviations of separate variable frequency generators will thus be avoided especially in the event of tests having to be made in several sections at different test positions. Fig. 8 shows such an equipment for central supply of fixed frequencies. — Since the accuracy

of directly calibrated, sensitive vacuum-tube voltmeters is insufficient in most cases, recourse is nearly always had to a comparison measurement with passive four-terminal networks. Measuring amplifiers of high stability and very little frequency response are used for indicating the comparison values. The accuracy of readings in case of small values can be improved by zero suppression or logarithmic sensitivity response (Fig. 9). — For precise measurement of frequencies, there is produced a difference as small as possible between the frequency to be measured and an adjacent harmonic or sub-harmonic derived from crystal oscillators. Measurement of the difference frequency is made in a very evident and quick manner with direct reading frequency meters.

Fig. 10 shows an attenuation measuring equipment for quadrupole measurement of any kind. At the left is the signal generator with two low-pass filters for additional suppression of harmonics, at the centre, below, the filter under test, above it the comparison switch, the reference circuit (passive calibration quadrupole) and a measuring amplifier and, at the right, the frequency measuring equipment with measuring heterodyne oscillator and difference-frequency indicator. The standard frequencies required for this purpose are produced in an equipment not shown in the picture. — In the case of measurements of four-terminal networks with many variable magnitudes for adjustment, the continuous tracing of the attenuation curve on the screen of a cathode-ray tube will greatly facilitate measuring work by rendering the results clearly perceptible and it will also considerably reduce the time required for the measurement. The principle of such an arrangement is shown in Fig. 11. The measuring frequency is cyclically varied by a motor and is fed via the test-object to the receiving section of the cathode-ray tube. Vertical deflection of the electron beam is effected in accordance with the frequency with dependent attenuation of the four-terminal network. The horizontal deflection of the beam is achieved in synchronism with the variation of the frequency. To determine the absolute values of the test results, the reference level and calibration frequencies can be traced in the persistent screen pattern. Fig. 12 shows the transmitter chassis on the left and the receiver section on the right.

Some Details of Crystal Manufacture by Telefunken

p. 32

Fig. 1: Various Telefunken crystal units. Left: crystal units with two-point suspension in a metal container. Rear and center: crystal units of the longitudinal and flexural vibration types for low frequencies. Right: "solder-in" crystal units. — Fig. 2: Diamond saw for raw quartz. The raw quartz is first placed in a liquid having the same index of refraction as the crystal material in order to avoid surface reflections. In this liquid the raw quartz is examined for twinning with polarized light and for defects with a parallel light beam. By means of a diamond saw the raw quartz is then cut, in a definite direction, relative to the crystal axes, into plates 1–1.2 mm thick. To secure the "stone" in position, it is cemented on a glass plate. — Fig. 3: X-ray equipment. To obtain favourable temperature coefficients the orientation of the saw cut must be supervised to maintain an accuracy of better than ± 3 angular minutes; for this purpose, use is made of the X-ray diffraction. The equipment originates from Seifert & Co., Hamburg. The goniometer and the X-ray indicator were made to specifications from Telefunken. — Fig. 4: (Left): Lapping machines. The crystal plates are cut into thin square plates which then pass through several lapping machines to be ground down successively to the desired thickness by means of emery abrasive of gradually finer grain. During the lapping process the natural oscillation of the plates is measured by electrically determining the frequency of the mechanical vibrations occurring as a consequence of the lapping process, this measurement being made with the aid of the electric charges arising. — Fig. 5: Soldering machine. After the crystal has been provided with its electrodes either by evaporation or by another method, the leads are soldered on while being closely observed through a binocular magnifying glass. — Fig. 6: Measuring equipment for determining the temperature coefficient. For a temperature range from -35°C to $+80^{\circ}\text{C}$, an accuracy of the crystal frequency of $\pm 5 \cdot 10^{-3}$ is often specified. To be able to examine whether this condition is fulfilled, measuring equipments must be available which permit this examination to be made within a short time despite of the high accuracy required.

A Vacuum-Plating Equipment for Crystal Manufacturing

By H. Awender, E. Becker and K. Sann

p. 34

Present-day communication technique imposes more and more rigorous requirements on the oscillating crystals*) in regard to accuracy and stability of frequency, temperature and frequency ranges, dimensions and price. These requirements can be met to a large extent by passing from air gap crystal units in holders of plastic material to hermetically sealed metal holders in which the crystal is supported at two points according to the method proposed by R. A. Sykes. The electrodes are firmly fastened to the surface of the crystal element as a deposit of precious metals evaporated in a vacuum. Crystal units with such tightly fastened electrodes present a number of advantages over crystal units with air gaps, namely, no glow discharge at high levels of drive, simple changing of the equivalent crystal characteristics by changing the shape of the electrodes, insensitivity to shocks, slight tolerances of the equivalent crystal characteristics of any particular type of crystal, easier control of spurious response, etc. To prevent corrosion and avoid condensation phenomena, the holder is filled with an inert dry gas, e.g., nitrogen.

There are different methods of applying tightly adhering electrodes, viz., chemical deposition of metals, "firing-on" process, cathode sputtering, and deposition by evaporation. This last-mentioned method is particularly suitable for mass production. The manufacture of crystal units is thus in principle as follows: The thin crystal plates cut with a diamond saw pass through several lapping machines wherein they are successively ground down to their thickness with emery abrasive of gradually finer grain. To ensure that the layer of precious metal adheres tightly to the surface of the crystal plate, upon which it has to be vaporized, the surface must be carefully cleaned of any traces of grease and loose material. Subsequent etching in hydrofluoric acid serves to stabilize the surface of the crystal plate. A greater number of plates are simultaneously provided, in a template, with a metal coating by evaporation in a vacuum. After this first plating by evaporation the crystal plate is mounted in its holder. Electrical connection between the holder and the electrode deposited by evaporation is established by the use of an electrically conductive bonding cement. During

*) These considerations apply chiefly to the frequency range of 0.5–100 Mc/s for crystals of the thickness vibrator type.

the subsequent second phase of manufacture in the evaporation-plating equipment, the crystal plates are caused to oscillate and each one is brought individually to its nominal frequency by an exactly dosed quantity of vaporized metal.

The Telefunken evaporation-plating equipment consists of an enclosed rack in the form of a table which contains in its lower part 2 two-stage rotary slide-valve pumps. The smaller pump operates in series with two parallel-connected diffusion pumps. In the middle of the table is a turntable with three small receptacles. When a receptacle is in the first working position, towards the front edge of the table, its lid is turned up pneumatically to permit the receptacle to be charged with crystal plates and evaporation metal. As soon as the receptacle arrives at the second working position, it is connected to the rotary backing pump producing the rough vacuum, and in the third working position, slightly as to be perfectly vacuum-tight, the cone being fastened to the equipment. Beneath each receptacle is an oscillator which, in the position "Fine Vacuum", causes the crystal in the receptacle to oscillate.

On the work-table are arranged, at the right, an enclosed rack containing the test and measuring devices of the equipment and, at the left, a precision frequency meter (Type FM 312/1) which serves to measure the crystal frequency during the evaporation process.

A thermoelectric vacuum gauge is used for supervising the rough-vacuum position of the receptacle. If the pressure is too high, this vacuum gauge blocks the turntable with the aid of the voltage obtained from a thermocouple. In a similar manner a "Penning" vacuum gauge in connection with a thyatron circuit serves for supervising the highvacuum position. The heater current is switched on automatically when at a pressure of $1-5 \cdot 10^{-5}$ Torr and is interrupted by repetition time-switches or evaporation regulators according to the method of operation. As soon as the nominal frequency is attained, the evaporation process is interrupted by a magnetically actuated shutter.

Frequency Stability and Setting Accuracy of the Short-Wave Communication Receiver E 104

By W. Hasselbeck

p. 39

The stability of frequency and the accuracy of frequency setting of the Telefunken short-wave communication receiver E 104 (Fig. 1) are investigated. This receiver covers the frequency range of 1.1 to 30 Mc/s in 17 bands. Contrary to the conventional technique, it is the first oscillator O1 of this receiver which is crystal-controlled (Fig. 2). A variable first IF is produced in the mixer stage V2. It is amplified in V3 and only then converted into the fixed second IF of 525 kc/s in the mixing tube V4 with the aid of the oscillator O2. At the end of the following IF amplifier a heterodyne local oscillator O3 provides for the conversion of C. W. telegraph signals into audio-frequency.

The stability of the beat note of a frequency to which the receiver has been tuned is dependent on the oscillators O1 to O3 exclusively. They may be unfavourably affected by mechanical influences and by variations of the supply voltages, temperature and humidity of the air. The receiver E 104 therefore uses, for mechanical isolation between drive and variable capacitor, special type elastic couplings which preserve angles unaltered (Fig. 3). With torques up to 1300 cmgr they transmit the motion accurately to one-sixtieth of one angular degree. Variations of the supply voltages likely to affect the heterodyne local oscillator O3, the continuously variable frequency oscillator O2 and the crystal-controlled oscillator O1 are kept small by the circuit arrangement provided for this purpose (Figs. 4–6). Influence of temperature is reduced by careful, and partly even individual, thermal compensation of the oscillators. Varnishing of the oscillator coils prevents the ingress of the humidity of the air into these frequency-determining circuit elements. A compilation of the errors still remaining despite the above-mentioned preventive measures is given under 2.5. In case of temperature variations the frequency drift remains below 80 c/s per degree centigrade even for the highest frequency received. Mains voltage variations of $\pm 10\%$ will not change the beat note by more than 50 c/s.

The accuracy with which a frequency adjusted on the scale agrees with the frequency actually received is referred to as setting accuracy. Since the receiver E 104 has a high stability of frequency and as the calibration once made is very stable, the setting accuracy could also be driven correspondingly high. The causes affecting the frequency calibration are thus the following: The adjusting error of the operator, the angular error of the mechanical coupling between drive and variable condenser, the unavoidable play of the scale pointer, which may lead to canting, the elongation of the driving rope in case of temperature variations, the grinding error of the oscillating crystals in the first oscillator, the error in printing of frequency scales, the error in reading while calibrating the receiver, and the afore-mentioned errors in case of variation of temperature and of the supply voltages. The possible maximum influence of all of these causes of error is ascertained by the author. They are listed in the table shown under 3.5. It results from this table that the possible maximum error is 2240 c/s. The error which is not exceeded, with 99.7% probability, in a series of receivers is less than 1500 c/s.

A Curve Tracer for Crystal Impedances

By W. Siewert and G. Just

p. 45

The use of quartz crystals in communications equipment has increased from year to year to such an extent that series production of crystal units became necessary. Economical manufacture calls for measuring methods permitting to determine the properties and behaviour of crystals very quickly. For unobjectionable judgement of oscillating and filter crystals it is necessary above all to know the frequency separation between main resonance and spurious responses. The present paper therefore examines the possibilities of representing impedance curves of quartz crystals directly on the screen of a cathode-ray tube or by means of a continuous-line recording instrument. Because the graphical representation of impedance curves reveals in the most obvious and rapid manner the behaviour of crystals as far as parasitic waves are concerned. It is known that the quality of a resonant combination quite generally determines the highest admissible velocity of frequency variation and the highest admissible velocity of scanning for an undistorted tracing of curves. The optimum rate of frequency variation can be indicated as a function of the bandwidth of a resonant

circuit. Characteristic curves (Figs. 3, 4, 5) calculated for several rates of frequency variation on the assumption of a linear frequency scanning with constant amplitude are given to show the characteristic changes in the shape of the curve, which appear if the rate of frequency variation exceeds the highest admissible value. For a fundamental-wave crystal of 100 kc/s, one of 1 Mc/s, and another one of 20 Mc/s, there are calculated in relation to a definite frequency deviation the time-base frequencies which would have to be maintained for undistorted reproduction of the curve. These three examples make it obvious that for the frequency range of practical interest (100 kc/s — 20 Mc/s) an undistorted flicker-free representation on the picture screen is no more possible at low crystal frequencies. But the distorted impedance curve will nevertheless give sufficient indication of the behaviour of the crystal, which is of considerable advantage for mass production. With the use of a continuous-line recorder, there will also be obtained an undistorted representation of the impedance curve, though in a somewhat longer space of time (Fig. 13). Different types of circuit arrangements for measurements and their influence on the reproduction of the impedance curve of a quartz crystal are discussed (Figs. 6, 7, 8). The measuring gear used by Telefunken offers considerable advantages for the solution of the problem in question. The optimum rating of the circuit arrangement is discussed and the limits are explained which are set to its application as far as the exact determination of the equivalent crystal characteristics are concerned. A practical impedance curve tracer is briefly described (Figs. 1 and 10). The results of the measurements (Figs. 11—14) confirm the correctness of the calculation.

A Signal Generator for Final Testing of Television Receivers in the Test Shop

By G. Schaffstein

p. 52

For final testing of TV receivers at the factory it is preferable to use one central signal generator for all test positions instead of a separate one for each position. Fig. 3 shows the block diagram of an equipment designated for the TV receiver test shop of the Telefunken factory in Hanover, whereas an outside view and construction units of this generator are shown in Figs. 1 and 2. The video carrier frequencies (10 channels in Germany) are generated in crystal-controlled oscillator units and fed to one modulator each, in which they are modulated with the audio and video frequencies inclusive of the synchronizing signals. The 10 modulated channel frequencies then pass via distributors and RF cables to the individual test positions. Decoupling networks are fitted in the distributor boxes to isolate the individual test positions from each other. At each operator's position is a coaxial switch by means of which the desired channel frequency can be applied to the input of the receiver. Between the coaxial switch and the receiver input there are arranged a variable attenuator and a transformation network for passing from the unbalanced 60-ohm cable to the balanced 240-ohm input of the receiver.

Contrary to the public TV transmitters with single-sideband modulation, both sidebands produced in the signal generator are transmitted. For tone modulation an auxiliary carrier of 5.5 Mc/s is frequency-modulated with an audio signal and this frequency-modulated oscillation is used for amplitude modulation of the video carrier. There are thus lying symmetrically in relation to the video carrier the video sidebands and furthermore, 5.5 Mc/s off, one frequency-modulated audio carrier each (Fig. 4). The picture quality may be checked either by producing a picture raster in which case the video frequencies and the synchronizing signals are taken from a pulse generator, or by connecting any other source of TV signals such as a monoscope pick-up equipment.

When constructing the signal generator, particular importance was attached to high cross-talk attenuation from one channel to the other. It is of the order of 60 to 80 db. To keep any coupling between RF cables as low as possible, a special cable was used with 2 outer conductors that are connected to each other at the beginning and end of the cable. Measurements made on such a cable with double external conductor showed that the coupling at 200 Mc/s was 35 db lower than in the case of a cable with a single external conductor. The above-mentioned coaxial switch of each testing equipment has 6 positions whereas 10 channel frequencies are supplied by the central generator. At 4 positions of the coaxial switch, 2 frequencies are combined with each other. Selection of one of the combined channels is effected in such a way that there does not occur any mutual interference by reception of harmonics or image frequencies. Fig. 5 shows the construction of the coaxial switch, while Fig. 6 illustrates the cross-talk attenuation and the voltage standing-wave ratio. The video carrier frequencies for the channels 5 to 11 (175.25 — 217.25 Mc/s) are obtained from the crystal frequency in a frequency-tripler stage, whereas for the lower channels 2 to 4 (48.25 — 62.25 Mc/s) the oscillator frequencies are passed without multiplying to the modulator via isolating stages. A type EF 80 tube serves as modulating tube. The unmodulated video carrier frequencies are applied to the first grid and the video and audio frequencies to the cathode. The modulated frequencies are derived from the anode circuit. A two-stage broad-band amplifier with cathode output circuit serves for amplifying the modulating frequencies. A low-pass filter is connected between the amplifier output and the modulating tube in order to avoid RF cross-talk from one channel to the other via the modulator input. Fig. 7 shows the frequency response characteristic of the low-pass filter and of the entire video section of the equipment.

The New Auto-Super "Selektor"

p. 57

When using a broadcast receiver in a moving motorcar, the driver's attention must not be distracted by the handling of the receiver. The latter should therefore not only be provided with simple pushbutton keys for "On-Off" switching and waveband selection, but should also permit easy tuning to the different transmitting stations of a waveband.

The new Telefunken Auto-Super "Selektor" is therefore fitted with an automatic mechanism which tunes the receiver successively to all frequencies of the receiving waveband. As soon as a station with sufficient intensity is found, this automatic process of searching is stopped by a relay controlled by two tubes. If the driver wants to receive another station, searching can be started anew by lightly touching the pushbutton key for a moment. The intensity to which the receiver shall respond can be adjusted to two different values so that either a smaller number of transmitting stations with very good conditions for reception or a greater number with good conditions are chosen. The receiver is tuned to the desired waveband (medium waves or ultra-short waves) by shifting the pushbutton key to the left or right. Handling of the receiver is also possible from the back seat of the car by means of an additional "Remote Control Key".

62

TELEFUNKEN-ZEITUNG · Jg. 28, Heft 107 (März 1955)

Abregés

Backnang, centre de production de matériel pour les télécommunications à grande distance.

Par G. Wuckel

p. 3

A l'occasion de la reprise par Telefunken de l'usine AEG — Backnang — pour la technique des télécommunications.

La transaction Telefunken qui a été accomplie en 1941 et par laquelle la Telefunken est devenue à 100% une société filiale de l'AEG était relié de prime abord le projet de concentrer les intérêts généraux de la firme dans le domaine des télécommunications. La réalisation de ce projet a subi un grand retard d'abord par les événements de guerre et l'autre consiste dans la technique des communications sur fil, qui est issue des travaux de la fabrique de câbles Oberspreewald de l'AEG et concerne les communications de tout genre sur câble ou fil. Les deux branches ont derrière elles une période de développement à peu près égale, à savoir de plus de cinquante ans.

Tandis qu'on faisait autrefois une distinction fondamentale entre la transmission de communications sans fil et sur fil, les deux s'entrelacent aujourd'hui toujours de plus en plus, et il en résulte un nombre toujours plus grand de réseaux mixtes, tant pour les communications à courte distance que pour celles à longue distance. Il est donc facile à concevoir et logique que la Telefunken G. m. b. H. ait séparé de ses sections, qui continuent à s'occuper des radiocommunications à courte et à longue distance, la technique des installations directives et l'ait réuni au domaine d'activité que l'usine AEG pour la technique des télécommunications avait jusqu'à présent. Cette réunion s'est faite en une nouvelle unité «Technique des communications à grande distance», dans laquelle la technique des communications à grande distance sur fil traite jusqu'à présent à Backnang pourra être travaillée indépendamment du moyen de transmission.

Le nouveau secteur «Technique des communications à grande distance» de l'usine de Backnang est basé sur une bonne tradition de longue date: du côté sans fil, sur toute l'expérience acquise par la société Telefunken, au nom de laquelle est directement relié un demi-siècle de technique des communications radioélectriques; du côté sur fil, sur la tradition de l'usine elle-même, où nous avons, dans les dizaines d'années passées, travaillé avec succès dans tous les domaines partiels de la technique de la transmission sous le signe AEG. Il s'agit en premier lieu de tout le domaine des câbles de télécommunication avec ses nombreuses divisions jusqu'aux câbles à grande distance de l'apex haute qualité, les câbles modernes à grande distance pour systèmes à courants porteurs, ainsi que les câbles à large bande. A la fabrication d'installations complètes de câbles appartenant aussi les bobines de charge, la technique des noyaux de fer et ferrit, la fabrication d'accessoires, le montage et la technique de l'équilibrage. Le but principal de la seconde grande section de notre usine, c'est-à-dire de la section qui concerne la technique des appareils, consiste aujourd'hui dans l'utilisation multiple des lignes au moyen de systèmes à courants porteurs. Cette tâche embrasse tous les appareils terminaux et amplificateurs intermédiaires ainsi que la construction des bureaux requis pour ce but.

La subdivision de la technique des systèmes à courants porteurs est constituée par la téléphonie des usines d'électricité sur lignes à haute tension. Cette activité est issue, il y a longtemps, de Telefunken et fait partie depuis déjà des années de notre programme de fabrication. Le troisième grand domaine d'activité de notre usine est celui des installations de lignes partagées, que nous avons ouvert par la création d'un relais spécial et de montages à relais de conception nouvelle. Tel est dans ses grandes lignes, sans entrer dans les détails concernant d'autres domaines partiels ou accessoires, le cadre du secteur de la technique des communications sur fil.

L'introduction de la technique des télécommunications dirigées dans notre domaine d'activité nous permet maintenant de traiter à Backnang toute la technique de la transmission sur fil, y compris les «câbles hertziens». Le présent fascicule du Telefunken Zeitung inaugure la publication d'une série d'exposés concernant tous les domaines partiels s'y rapportant.

Calcul de transformateurs d'après des paramètres de service

Par H. Schilling

p. 5

Les principales caractéristiques de transformateurs à large bande, à savoir inductance principale L , inductance de fuite σ et capacité de renroulement c , sont généralement calculées d'après les formules (6) à (8) à partir de la distorsion d'affaiblissement composite admissible aux limites inférieure et supérieure de la bande de fréquences à transmettre $\omega_1 - \omega_2$, en tenant compte de la résistance terminale r_e prévue. Etant donné que dans la technique des télécommunications les conditions relatives à la distorsion d'affaiblissement composite sont souvent moins sévères que celles relatives au facteur de réflexion p , il vaut souvent mieux faire le calcul des propriétés caractéristiques d'après ce paramètre de service.

Etant donné que le transformateur à large bande peut, selon les schémas équivalents valables dans les cas existants (fig 2a-d), être considéré comme filtre passe-haut à la limite inférieure de la bande de fréquences (ω_1) et comme filtre passe-bas à la limite supérieure de la bande de fréquences (ω_2) et étant donné que les pertes sont généralement suffisamment petites, on peut, à l'aide de la formule de Feldkeller pour le quadrupôle de réactance (3), dériver de (6) à (8) les équations (9) à (11), au moyen desquelles on peut calculer les propriétés caractéristiques à partir de p . Des valeurs correspondant entre elles des paramètres de service J_{dB} et p sont réunies dans le tableau 1. Les principales caractéristiques des transformateurs peuvent aussi être calculées comme éléments de filtres d'après la règle de la théorie des paramètres de service des quadrupôles de réactance. Le calcul des propriétés caractéristiques d'après cette méthode est particulièrement simple parce que l'on dispose déjà de tableaux des valeurs normalisées de filtres à paramètres de service jusqu'à l'ordre $n = 5$ ainsi bien pour des filtres adaptés que pour des filtres fonctionnant unilatéralement à vide ou court-circuités [6].

TELEFUNKEN-ZEITUNG · Jg. 28, Heft 107 (März 1955)

63

La conception du transformateur comme filtre passe-haut ou filtre passe-bas offre quelques possibilités pour l'amélioration des qualités de transmission. Une comparaison des valeurs normalisées correspondantes de montages de filtres passe-bas montre que lorsque le filtre passe à un ordre plus élevé les valeurs pour les réactances en série et les admittances en dérivation sont plus grandes. Lorsqu'on utilise L, a' et comme parties intégrantes de filtres d'ordre plus élevé, on peut obtenir un élargissement important ou une réduction de la bande de fréquences transmises et/ou une réduction du facteur de réflexion et/ou un plus grand rapport de transformation.

On peut dériver des formules (11), (14) et (15) le rapport (18), qui peut être divisé en (20) et (21). La valeur V d'après (20) peut être calculée à partir des caractéristiques de construction du transformateur et est une mesure pour les qualités des transformateurs à large bande ou la «capacité de transmissions» du type de transformateur utilisé et de la forme d'enroulement.

La grandeur A d'après (21) doit être calculée à partir du problème de transmission à résoudre et est une mesure pour les conditions que l'on doit poser au transformateur pour un ordre donné de filtre. La question de la transmission peut être résolue lorsque $V = A$. Pour les autres types de transformateurs et formes d'enroulement on peut déterminer et mettre en tableau les valeurs V d'après (22). On facilite ainsi en cas de question de transmission le choix du type de transformateur et de la forme d'enroulement qui conviennent.

Par suite de la réciprocité entre la capacité de «enroulement et l'inductance de fuite, on peut conclure de (22) que par introduction de couches d'enroulement intermédiaires ayant une constante diélectrique particulièrement petite on peut obtenir encore une autre amélioration de la qualité de transmission. On peut faire de telles couches d'enroulement intermédiaires au moyen de feuilles de matières plastiques appropriées dans lesquelles on a fait de petites ouvertures sur relief (trépons). Quelques exemples montrent la concordance entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées obtenues sur des transformateurs utilisés en pratique.

Étant donné que le schéma équivalent complet du transformateur (fig. 10) est un montage de filtre passe-bande, les caractéristiques des transformateurs peuvent être déterminées aussi dans une seule opération de calcul strictement comme éléments de filtre passe-bande. L'application de cette méthode est recommandable pour le calcul de transformateurs à bande étroite. Pour les transformateurs à large bande, l'approximation avec calcul séparé des filtres passe-bas et passe-haut est généralement plus simple.

Catologue des filtres à fonction de puissance (filtres à caractéristique extrêmement plate) et des filtres Tchebycheff jusqu'à l'ordre $n = 5$

Par E. Glowatzki p. 15

Les filtres à fonction de puissance (P) et les filtres Tchebycheff sont des filtres de réactance. Ils ont comme caractéristique commune que par exemple pour les filtres passe-bas tous les pôles de la bande d'affaiblissement se trouvent à la fréquence infinie. La multiplicité de ce pôle est égale à l'ordre n de la fonction caractéristique K . Les deux types diffèrent en ce que dans le filtre P tous les points zéro de la bande passante sont réunis à la fréquence zéro, tandis que pour les filtres T les points zéro sont répartis sur la bande passante d'après les conditions de l'approximation de Tchebycheff pour l'affaiblissement complexe g_p .

Les fonctions caractéristiques de ces types de filtres sont indiquées dans les équations (1), (4), (5) et (6). Les paramètres (positions zéro) s'y présentent pour les filtres T ainsi que la position des extrêmes de K sont indiqués dans les équations (7) et (11). Il est utile de prescrire pour la bande passante le facteur de réflexion maximum p , qui est supposé toujours aussi à la fréquence de coupure normalisée de passage $\Omega_D = f_D/f_0 = 1$ et de calculer pour ce but à partir de l'équation (2) et des équations pour K , la valeur des constantes C . La relation existant entre K et g_p est donnée par l'équation (3).

Dans 4 tableaux publiés dans l'article sont mis à la disposition de l'ingénieur praticien les schémas et les valeurs normalisées de leurs éléments pour de tels filtres jusqu'à l'ordre $n = 5$. Comme échelons pour le facteur de réflexion de passage ont été choisis ici, en plus des cas $p = 10\%, 20\%$ et 50% , les échelons $p = 1\%, 2\%$ et 5% , ainsi que l'échelon intermédiaire $p = 15\%$. Les courbes d'affaiblissement s'y rapportant sont représentées sur les figures 1 à 15.

Chaque filtre est caractérisé par un signe abrégé, qui indique le type, l'ordre n et le facteur de réflexion maximum p en pour cent pour le bande passante. Il vient s'y joindre pour les filtres T asymétriques la distinction s'il s'agit du cas b ($W \neq 1$) ou c ($W = 1$). La lettre W ajoutée signifie que le filtre doit être utilisé avec terminaison unilatérale en court-circuit ou circuit ouvert.

Le tableau 1 concerne les filtres à fonction de puissance P 01 à P 05 terminés des deux côtés par les résistances normalisées 1. Le tableau 2 groupe les filtres W correspondants avec terminaison unilatérale en court-circuit ou circuit ouvert. Le tableau 3 concerne les filtres Tchebycheff T 02 b, T 03, T 04 b et c et T 05; le tableau 4 se rapporte aux filtres W correspondants. Cinq exemples éprouvés expliquent comment on se sert des tableaux et le calcul du montage réel dans les cas suivants: passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande et filtres d'aiguillage bas-haut à résistance constante.

Un supplément au catalogue concernant les ordres supérieurs et une extension à d'autres types de filtres simples et à des filtres avec paramètres Couer sont en voie de préparation.

Appareils de mesure spéciaux pour la technique des communications électriques sur fil

Par E. Handrick p. 23

La technique des communications électriques à grande distance exige pour la construction et l'exploitation de ses appareils et installations une technique de mesure très précise, qui pose des conditions très sévères aux appareils requis pour ce but. Étant donné que de telles mesures doivent être exécutées de manière sûre et rapide aussi par de la main-d'œuvre simplement mise au courant, on emploie de préférence des dispositifs de mesure de comparaison, des méthodes de substitution et de compensation, des procédés à valeurs limites semi et entièrement automatiques ainsi que des appareils à rayons électroniques faisant apparaître des images.

Pour la mesure préalable et le réglage de pièces détachées et de groupes de construction, on utilise un appareil de mesure de tolérance à courant alternatif (fig. 1) qui indique directement en pour cent ou pour mille sur un instrument des déviations positives ou négatives de l'impédance par rapport à un étalon de service. Cet appareil utilise un redresseur à phase commandée. La mesure et la mise au point du nombre de spires de bobines pour transformateurs, filtres etc., avant d'y insérer

le noyau ferrromagnétique est de grande importance pour la fabrication rationnelle. Par comparaison avec une bobine étalon commutable en décades qui se trouve dans un circuit magnétique avec l'enroulement à mesurer, on peut déterminer le nombre de spires à quelques % près (fig. 2). Pour les montages de filtres il est, entre autres, important de connaître et de maintenir les valeurs de qualité des bobines employées. Un appareil pour déterminer les valeurs de qualité sous les conditions de service existantes est décrit dans l'article. Une autre méthode pour déterminer les pertes des bobines est montrée sur la figure 4. On compense d'abord la composante réactive de l'objet à mesurer. La résistance effective résulte alors de la position d'une résistance en décades sans déphasage qui est en série avec l'objet à mesurer. La mise au point nécessaire est atteinte lorsque les composantes réelles opposées ont la même valeur.

Pour le contrôle en masse de relais on doit souvent effectuer 10 mesures individuelles ou davantage. Un appareil automatique qui permet de faire ce contrôle en une seule opération est montré sur les figures 5 à 7. Les conditions de contrôle différentes pour les différents types de relais sont réglées au moyen de fiches de types interchangeables séparées. Aux positions de mesure pour travaux de contrôles en série on a besoin de générateurs dont les valeurs de fréquence une fois choisies peuvent être reproduites de manière absolument sûre. Pour l'indication des valeurs de fréquence on emploie des amplificateurs de mesure à haute constance et très petite dépendance de la fréquence. Une augmentation de la précision de lecture pour les petites valeurs peut être obtenue par suppression du point zéro ou par une caractéristique de sensibilité logarithmique (fig. 9). Pour la mesure exacte de la fréquence on forme une différence aussi petite que possible entre la fréquence à mesurer et un harmonique ou sousharmonique qui a proximité et dérivé de générateurs à quartz. La mesure de la fréquence différentielle est très intuitive et s'effectue rapidement avec des fréquences voisines à indication directe.

La figure 10 montre une position de mesure d'atténuation pour toutes mesures de quadripôles. A gauche se trouve le générateur de mesure avec deux filtres passe-bas pour la suppression additionnelle d'harmoniques. Au milieu, en bas à droite, se trouve l'objet à mesurer (filtre); au-dessus le commutateur de comparaison, le circuit de référence (quadripôle étalon passif) avec l'amplificateur de mesure et, à droite, l'appareil de mesure de la fréquence avec hétérodynage de mesure et indicateur de fréquence différentielle. Les fréquences étalons nécessaires sont produites dans une installation qui n'est pas visible sur la figure.

Dans les mesures de quadripôles avec un grand nombre de valeurs de compensation variables, l'enregistrement continu du cours de l'atténuation sur l'écran d'un tube à rayons électroniques permet un travail très intuitif et raccourcit beaucoup la durée de la mesure. La figure 11 montre le principe d'une telle disposition. La fréquence d'émission est changée cycliquement par un moteur et appliquée à l'objet à mesurer du côté récepteur du tube à rayons électroniques. La déviation verticale du rayon électronique s'effectue d'après l'atténuation du quadripôle en fonction de la fréquence. La déviation horizontale du rayon se fait en synchronisme avec la variation de fréquence. Pour déterminer les valeurs mesurées absolues, on peut insérer des niveaux étalons et des fréquences étalons dans le traçage lumineux de l'écran. La figure 12 montre, à gauche, le bâti émetteur et, à droite, la partie réceptrice.

Détails de la fabrication de quartz Telefunken

p. 32

Fig. 1: Différents quartz Telefunken. A gauche: Quartz avec support à deux points en boîtier métallique; à l'arrière-plan et au milieu: Quartz à oscillations longitudinales ou de flexion pour basses fréquences; à droite: Quartz à souder. — Fig. 2: Scie à quartz brut. Après que le quartz brut, placé dans un liquide ayant, pour éviter des réflexions à la surface, le même coefficient de réflexion que le quartz, a été examiné à la lumière polarisée pour déceler des hémisphères et avec faisceau lumineux parallèle pour déceler des pièces défectueuses, on le coupe, au moyen d'une scie diamantée, en plaques de 1 à 1,2 mm d'épaisseur, dans une certaine direction par rapport aux axes des cristaux. Comme support, on cimenté la pierre sur un socle de verre. — Fig. 3: Installation Roentgen. Afin d'obtenir des coefficients de température favorables des quartz découpés, l'orientation de la coupe de scie doit être surveillée de façon à ce qu'elle soit meilleure que ± 3 minutes d'angle. On utilise pour ce but la diffraction de rayons X. L'appareil provient de la firme Seiffert & Co., Hambourg. Le goniomètre et l'indicateur Roentgen ont été réalisés sur indications de la firme Telefunken. — Fig. 4: (à gauche). Machines à roder le quartz. Les plaques de quartz sont découpées à la scie en lames quadratiques qui sont rodées à l'épaisseur voulue successivement sur plusieurs machines à roder avec de la poudre de rodoge à qui sont rodées à l'épaisseur voulue successivement sur plusieurs machines à roder avec de la poudre de rodoge à qui sont rodées à l'épaisseur voulue. Pendant le rodage on mesure l'oscillation propre des plaques en déterminant électriquement d'après leur fréquence, à l'aide des décharges existantes, les oscillations mécaniques de la plaque produites par l'opération de rodage. — Fig. 5: Machine à souder. Après que le quartz a reçu, comme décrit dans l'article ci-dessus, ses électrodes par évaporation ou d'une autre manière, les fils d'or sont soudés. On observe l'opération au moyen d'une loupe binoculaire. — Fig. 6: Installation de mesure pour déterminer les coefficients de température. On exige d'un tel appareil de mesure pour chaque quartz individuellement si cette condition est remplie, on doit disposer de positions de mesure qui permettent d'effectuer ce contrôle en peu de temps malgré la grande précision exigée.

Une installation de placage sous vide pour la fabrication de quartz oscillants

Par H. Awender, E. Becker et K. Sann

p. 34

La technique moderne des télécommunications pose des conditions toujours plus sévères aux quartz oscillants employés, notamment au point de vue de la précision de fréquence, de la stabilité, des limites de température et de fréquence, des petites dimensions et du bon marché. Ces conditions peuvent être remplies dans une large mesure lorsqu'on emploie, au lieu de quartz placés dans des supports en matière comprimée, des supports soudés étanches à l'air.

* Ces conditions s'entendent principalement pour la gamme d'oscillations d'épaisseur de 0,5 à 100 Mc/s.

étages avec sortie cathodique. Entre la sortie de l'amplificateur et le tube modulateur est inséré un filtre passe-bas, afin d'éviter une diaphonie HF d'un canal à l'autre par l'entrée du modulateur. La figure 7 montre la caractéristique de fréquence du filtre passe-bas et de toute la partie vidéo.

Le nouvel auto-super «Selektor»

p. 57

Afin qu'en cas d'emploi d'un récepteur de radiodiffusion dans une automobile en marche l'attention du conducteur ne soit pas détournée de la conduite de la voiture par le service du récepteur, celui-ci doit non seulement être équipé d'une commande par touches de construction simple pour la mise en marche et l'arrêt du récepteur ainsi que pour la sélection des gammes d'ondes, mais aussi permettre de régler facilement une gamme d'ondes sur les différents émetteurs.

Pour ce but, le nouvel auto-super «Selektor» est équipé d'un dispositif qui déplace automatiquement l'accord du récepteur sur toute la gamme de réception. Dès qu'un émetteur audible avec une intensité suffisante est trouvé, la recherche est arrêtée par un relais commandé par deux tubes. Si le conducteur désire entendre un autre poste émetteur, il peut déclencher de nouveau la recherche en appuyant légèrement sur la touche pendant un court temps. L'intensité à laquelle le récepteur doit répondre peut être réglée sur deux valeurs, de sorte que l'on peut choisir soit un petit nombre d'émetteurs avec de très bonnes conditions de réception, soit un grand nombre d'émetteurs avec de bonnes conditions de réception. On règle la gamme d'ondes (ondes moyennes ou ondes ultra-courtes) en déplaçant la touche vers la gauche ou la droite. A l'aide d'une touche «Commande à distance» on peut aussi commander le récepteur à partir du siège arrière de la voiture.

Berichtigung zum Aufsatz von L. Oertel, Zur Theorie der Ersatzschaltbilder von Flächentransistoren: Telefunken-Zeitung Jg. 27, H. 106 (Dezember 1954).

Auf S. 231 Gl. (3) ist in dem Ausdruck für i^* im Nenner x zu streichen. Auf S. 233 ist in Gl. (23) τ durch die Bezeichnung s zu ersetzen.

Berichtigung zum Aufsatz Hans Müller, Fortschritte im Bau von Modulationsverstärkern für anodenmodulierte Rundfunksender: Telefunken-Zeitung Jg. 27, H. 106 (Dezember 1954).

Auf Seite 204 Zeile 9 von unten ist in dem Ausdruck für η statt 5 richtig 5 zu setzen.

TELEFUNKEN ZEITUNG

HERAUSGEBER
PROF. DR. H. RUKOP

JAHRGANG 28

JUNI 1955

NUMMER 108

TELEFUNKEN G M B H B E R L I N

Veröffentlicht von der Telefunken G. m. b. H., Schriftleitung: Dr.-Ing. E. Roester.

Telefunken G. m. b. H., Berlin SW 61, Mehringdamm 32-34.

Hersteller: Buch- und Verlagsdruckerei H. Heenemann KG, Berlin-Wilmersdorf, Uhlandstraße 102.

TELEFUNKEN ZEITUNG



JAHRGANG 28

JUNI 1955

NUMMER 108

TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE MITTEILUNGEN
DER TELEFUNKEN G.M.B.H

I N H A L T S A N G A B E

W. Düsing Vakuumpumpen	71
* * *	
Eine neue Kathodenstrahlröhre für höchste Schreibgeschwindigkeit.....	84
H. J. Fründl Ein neues Vollcode-Selektivrufsystem mit Resonanzrelais für Funksprechnetze mit großer Teilnehmerzahl	85
Werner Benz Grundlagen für die rechnerische Behandlung von Transistorverstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung	95
L. Krügel Breitbandkabel extrem hoher Gleichmäßigkeit!	107
R. Guertler Hochfrequenzlebketten und Abstimmung von Sendern mit Amplitudenmodulation	116
K. Baur Koaxiale HF-Widerstände extremer Anpassung	123
* * *	
Lautsprecher in Kraftwerken	130
H. Rukap Professor Dr. phil. Dr. med. h. c. A. Esau †	131
* * *	
Diesel-Medaille für Wegbereiter der Funktechnik	131
* * *	
Abridgments (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in englischer Sprache) 132	
* * *	
Abrégés (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in französischer Sprache) 136	

Die Telefunken-Zeitung erscheint in zwangloser Folge mit etwa drei bis vier Hefen im Jahr und kann gegen eine Schutzgebühr von 3,- DM (je Heft (Doppelheft 6,- DM) zuzüglich Porto von der Schriftleitung der Telefunken-Zeitung, TELEFUNKEN G. m. b. H., Berlin SW 61, Mehringdamm 32-34, bezogen werden. Postscheckkonto: Berlin West 355 15. Bankkonten: Berliner Bank, Depositenkasse 5, Berlin SW 61, Mehringdamm 20-22, Konto-Nr. 83 455; Berliner Disconto-Bank, Depositenkasse J, Berlin SW 61, Mehringdamm 46.

Nachdruck von Aufsätzen und Bildern nur mit unserer Genehmigung.



Prof. Dr. phil. Wolfgang Gaede † 1945*)

Vakuumpumpen

Von W. Düsing

Anlässlich der 10jährigen Wiederkehr des Todestages von Professor Wolfgang Gaede, dem Begründer der Hochvakuumtechnik, geboren am 25. Mai 1878 in Bremerlehe bei Bremerhaven, gestorben am 24. Juni 1945 in München.

Die Fortschritte der Nachrichtentechnik der letzten vier Jahrzehnte wären undenkbar, wenn nicht zu dem Grundgedanken der Elektronensteuerung, wie er von *Liebn* und *Lee de Forest* ausging, das Handwerkszeug geschaffen worden wäre, um das für die Elektronenröhren notwendige Hochvakuum mit einer für die Fertigung ausreichenden Wirtschaftlichkeit und Sicherheit erzeugen zu können. Als *Wolfgang Gaede*, der sich vor allem um die Entwicklung der Vakuumtechnik verdient gemacht hatte, im Jahre 1945 von uns genommen wurde, bestand keine Möglichkeit, seine Verdienste in dieser Zeitschrift zu würdigen. Wir holen das Versäumte nach, indem wir einen Überblick über dieses Gebiet geben, das in der Hauptsache die mechanischen Pumpen, die Molekular- sowie die Diffusions- und Dampfstrahlpumpen umfaßt. Entwicklung und Vervollkommnung dieser Technik war *Gaedes* Lebenswerk. Von ihm angeregte grundlegende Untersuchungen über die gasaufzehrende Wirkung des Ionisationsmonometers gestatteten in den Jahren 1947 bis 1950 den Vorstoß ins Ultrahochvakuum. So wirkt nach *Gaedes* Tode sein die Wissenschaft wie die Technik in gleicher Weise fördernder Geist nicht nur im Vollendeten, sondern auch im Werdenen weiter.

Mechanische Pumpen

Allen mechanischen Pumpen liegt folgendes Arbeitsprinzip zugrunde: Ein sich abwechselnd vergrößernder oder verkleinernder Schöpfraum wird, wenn er am kleinsten ist, mit der Saugseite in Verbindung gebracht. Das Gas strömt in den Schöpfraum ein, bis dieser, wenn er am größten ist, wieder von der Saugseite getrennt wird. Beim anschließenden Verkleinern des Schöpfraumes wird in ihm das Gas auf einen Wert von 1 Atmosphäre komprimiert, bis es dann das Überdruckventil an der Austrittsseite öffnet.

*) Mit Genehmigung des Verlages G. Braun aus dem Buche *Hannah Gaede: Wolfgang Gaede, der Schöpfer des Hochvakuaums*.

Kolbenpumpen

Die ersten Vakuumpumpen, deren Erfindung auf *Otto von Guericke*, etwa 1652, zurückgeführt wird, hatten auf- und ab- bzw. hin- und hergehende Kolben. Durch einen Dreiwegehahn wurde der Schöpfraum abwechselnd mit dem Saugrohr oder mit dem Austrittsrohr verbunden. Der Hahn wurde später durch Ventile ersetzt. Das mit diesen Pumpen herstellbare Vakuum ist durch den „toten“ oder „schädlichen“ Raum begrenzt. Nicht alles angesaugte Gas kann ausgestoßen werden; ein Teil, nämlich der Inhalt der Hahnbohrung bzw. der Ventilkante, tritt bei der folgenden Ansaugperiode in den Schöpfraum zurück.

Zu den besten der alten Modelle gehörte die *Geryk-Ölpumpe* [1] und die dreistufige Kolbenpumpe von *Gaede* [2], weil bei diesen Modellen der „schädliche“ Raum soweit wie möglich verkleinert worden war. Mechanisch sehr gut durchgebildete Konstruktionen von Kolbenpumpen werden heute noch angewandt, wenn an das Vakuum keine allzu hohen Anforderungen gestellt werden und hohe Förderleistungen erzielt werden sollen. Für Drücke unter 1 Torr müssen zweistufige Typen benutzt werden, bei denen die erste Stufe als Vorvakuumpumpe für die zweite Stufe dient.

Die mit Kolbenpumpen erzielten Förderleistungen betragen 45 bis 3500 m³/h, die dabei erreichten Werte für das Endvakuum 0,2 bis 0,05 Torr Totaldruck (Gas + Dampf).

Rotierende Pumpen

Als *Gaede* seine im Jahre 1904 veröffentlichten Untersuchungen über elektrische Erscheinungen an Metalloberflächen im Vakuum fortsetzen wollte, bei denen viel Gas aus den Metallen freigesetzt wurde, war die *Geißler-Töpler-Pumpe* bereits viele Jahre bekannt. Sie war jedoch recht umständlich zu bedienen und arbeitete zu langsam. *Gaede* stand nur eine völlig ungenügend wirkende *Sprengel-Kahlbaum-Luftpumpe* zur Verfügung, die durch in einer Kapillare herabfallende Quecksilbertropfen Unterdruck erzeugte. Er entschloß sich deshalb, selbst eine wesentlich wirksamere Pumpe zu konstruieren. Als im Jahre 1905 *Gaede* seine erste Erfindung, die rotierende Quecksilberpumpe auf der Naturforscher-Versammlung in Meran [3] bekanntgab, war das Hochvakuum auch für die Technik erschlossen.

Die Pumpe arbeitete nach dem umgekehrten Prinzip einer Gasuhr (Bild 1). Sie bestand aus einem bis über die Hälfte mit Quecksilber gefüllten Eisenbehälter G, in dem eine in drei Schöpfkammern W₁, W₂, W₃ unterteilte Porzellantrömel T rotierte. Die Kammern kommunizierten in Höhe der Achse miteinander unter Quecksilber. Bei der Rotation der Trömel füllten sich die drei Kammern W₁, W₂, W₃ abwechselnd mit Luft und Quecksilber und verdrängten bei fortgesetzter Rotation den aufgenommenen Luftinhalt durch je eine auf dem Umfang um 120° versetzt befindliche Öffnung f nach außen. Die rotierende Quecksilberpumpe arbeitete also stetig, lieferte ein ebenso gutes Vakuum wie die alten Quecksilberluftpumpen von *Töpler* und *Sprengel*, d. h. einen Partialdruck der permanenten Gase von etwa 10⁻³ Torr bei einer vielfach größeren Sauggeschwindigkeit.

Es ist schwierig, diese wichtige *Gaedesche* Konstruktion, die viele Jahre zum Evakuieren von Glühlampen und Röntgenröhren benutzt wurde, in eine der heute üblichen Einteilungen für Pumpen einzuordnen. Sie gehört zur großen Gruppe der mechanischen Pumpen, und zwar zu den rotierenden Pumpen, jedoch weder zu den Vielschieberpumpen noch zu den Ölluftpumpen. Es ist vielmehr eine mechanische Pumpe mit rotierenden Flüssigkeitskolben.

Vielschieberpumpen

Etwa denselben Anwendungszwecken wie die Kolbenpumpen dienen die Vielschieberpumpen. Bei ihnen ist das Prinzip der hin- und hergehenden Kolben ersetzt durch einen in einem zylindrischen Gehäuse sich drehenden, exzentrisch gelagerten Rotor R, in dessen zahlreichen Schlitten Schieber S gleitend untergebracht sind (Bild 2). Bei drehendem Rotor tritt jeder Schieber aus seinem Schlitz bis zur Berührung mit der Gehäusewand G heraus und gleitet an dieser entlang. Jede einzelne der so entstehenden Kammern vergrößert oder ver-

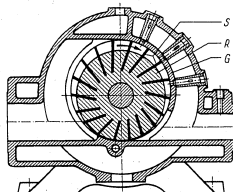


Bild 2: Schnitt durch eine Vielschieberpumpe

kleinert während jeder Umdrehung einmal ihren Rauminhalt. Solange er größer wird, steht die Kammer mit dem Saugstutzen in Verbindung; während ihr Volumen kleiner wird, tritt sie mit den Auspuffstutzen in Berührung, die ein Ausstoßen des Gases ermöglichen, sobald Atmosphärendruck erreicht ist.

Ähnlich wie bei den Kolbenpumpen erreicht man mit den Vielschieberpumpen zwar gute Förderleistungen, aber keine guten Vakuumwerte, da die Vielschieberpumpen im Gegensatz zu den später beschriebenen Ölluftpumpen

1. ohne überlagertes Rückschlagventil am Auspuffstutzen und
2. ohne dauernd sich erneuernde Ölabdichtung zwischen Schieber, innerer Gehäusewand und Rotor arbeiten.

Vielschieberpumpen wurden für Förderleistungen von 260 bis 5350 m³/h gebaut. Für das Endvakuum werden Werte von 0,3 bis 0,1 Torr Totaldruck (Gas + Dampf) erreicht.

Ölluftpumpen

Die Notwendigkeit, seine rotierende Quecksilberpumpe mit einer Vorpumpe zu versehen, brachte *Gaede* dazu, als Ersatz für die zunächst von ihm benutzte *Bunsensche* Wasserstrahlpumpe eine wirksamere Konstruktion zu suchen. So entstand im Jahre 1908 unter Benutzung des in der Mitte des 17. Jahrhunderts vom Prinzen *Rupprecht von der Pfalz* [4] erfundenen sogenannten „*Wasserriegels*“ die Kapsel- oder Drehschieberpumpe, durch die die Stiefelpumpen aus dem Laboratorium verdrängt wurden. Die neue Pumpe arbeitete nach folgendem Prinzip: Ein Metallkolben A (Bild 3) rotiert exzentrisch in einem Metallgehäuse G, zwei Schieber S werden durch Federn auf die Innenwand gedrückt, so daß beim Rotieren des Zylinders die Luft bei C angesaugt und durch das Ventil D über eine Ölkommer durch den Stutzen J ins Freie gedrückt wird.

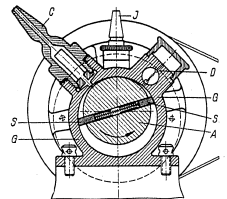


Bild 3: *Gaedes* rotierende Kapselpumpe

Die ursprüngliche *Gaedesche* Kapselpumpe bestand aus Bronze und hatte noch kein mit Öl überlagertes Ventil. Sie wurde später von *Gaede* und der Firma *Leybold* in Köln-Bayental so vervollkommen, daß sie in ihrer Grundkonstruktion auch heute noch viele Gebiete der Vakuumtechnik im Laboratorium und in der Industrie beherrscht.

1. Drehschieberpumpen: Besondere Sorgfalt wird heute bei dieser Konstruktion auf die günstigste Nutzung des Öls verwandt. Durch Überschiebung des Auspuffventils 1 (Bild 4) mit Öl wird jeglicher schädlicher Raum und ein Zurücktreten von Luft durch die Dichtung des Ventils in den Schöpfraum der Pumpe verhindert. Durch den Kanal 2 tritt etwas Öl in den Schöpfraum der Pumpe, so daß der Ventilkanal ganz mit Öl gefüllt ist und eine sorgfältige Dichtung der Flächen 3, 4 und 5, welche die Räume mit verschiedenen Drucken voneinander trennen, erfolgt.

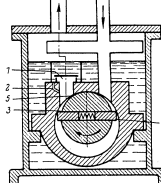


Bild 4: Einstufige rotierende Ölluftpumpe

Rotierende Ölluftpumpen dieser Art waren viele Jahre hindurch die wirtschaftlichste Konstruktion, um Drücke von etwa 2 · 10⁻³ Torr (Partialdruck der permanenten Gase) oder 5 · 10⁻² Torr Totaldruck (Gas + Dampf) zu erreichen. Wurden zwei Stufen in Serie geschaltet (Zweifach- oder Duplexpumpen), konnte ein Endvakuum von etwa 1 · 10⁻⁵ (Partialdruck) oder 1 · 10⁻² bis 5 · 10⁻³ Torr (Totaldruck) erzielt werden. Ein Nachteil jedoch war unverkennbar. Bei diesen Pumpen traten bei der Kompression der abzugsaugenden Gase Kompressionsverhältnisse von 760:1 und mehr auf, bevor das überlagerte Auspuffventil durch den Druck des komprimierten Gases geöffnet wurde. Sollten nun außer den permanenten Gasen leichter kondensierbare Dämpfe abgesaugt werden, so kondensierten diese in der Pumpe. Das Kondensat vermischte sich mit dem Pumpenöl, bei Anwesenheit von Wasserdampf bildete sich eine Emulsion, bei der Gegenwart von im Pumpenöl löslichen organischen Dämpfen eine Lösung. Beim weiteren Rotieren der Pumpen gelangte das verunreinigte Öl auf die Saugseite der Pumpe und verschlechterte schnell die erreichbaren Enddrücke.

Wieder war es *Gaede*, der in den Jahren 1935 bis 1937 durch eine neue Idee die genannte Schwierigkeit beseitigte. Er erfand die Gasballastpumpe [5], [6], die heute im In- und Ausland allgemein benutzt wird. Über ein besonders einstellbares Ventil wird schon kurz vor Beginn der Schöpfraumverkleinerung dauernd Luft (Gasballast) in den Schöpfraum der Drehschieberpumpe eingelassen. Das Einlassen von Außenluft wird während der Kompression fortgesetzt. So wird im Schöpfraum ein Druck von 760 Torr erreicht und das Auspuffventil geöffnet, bevor der Dampf auf seinen Sättigungsdruck komprimiert wird. Der Dampf wird aus der

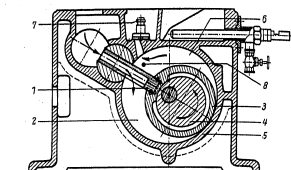
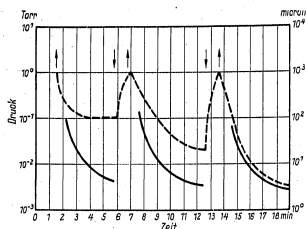


Bild 5 (links): Evakuierung eines Stahlbehälters bei Betrieb einer Pumpe mit und ohne Gasballast [7]
 ↑ Gasballast-Ventil zu, ↓ Gasballast-Ventil auf.

— — — Thermoelektrisches Vakuummeter (Totaldruck),
 — — — Vakuummeter nach MacLeod (Partielldruck der Permanentgase)

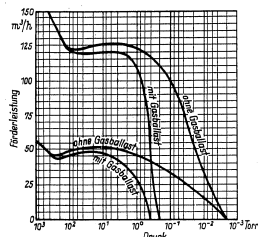


Bild 7: Förderleistungen von einstufigen Drehkolbenpumpen mit und ohne Gasballast in Abhängigkeit vom Ansaugdruck [9]

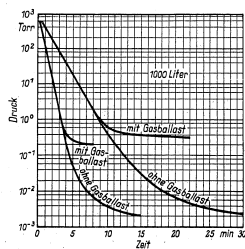


Bild 8: Auspumpzeiten eines 1000-Liter-Behälters mit einstufigen Drehkolbenpumpen bei Betrieb mit und ohne Gasballast [9]

	Förderleistung gegen Atmosphäre m ³ /h	Motorleistung [7] kW
Drehkolbenpumpe, einstufig	5 10	0,35 0,5
Drehkolbenpumpe, einstufig	50 600	2,2 16

Pumpe gespült, bevor er kondensiert. Die Erfahrung hat gezeigt, daß auch Dämpfe, die im Pumpenöl löslich sind, abgepumpt werden können, sofern nach einer gewissen Pumpzeit die Zufuhr neuer Dämpfe an der Saugseite aufhört. Die ständige Wiederauffüllung des Schöpfraumes mit Gasballastfrischluft ermöglicht laufend eine Rückverdampfung der im Öl gelösten Dämpfe in den Schöpfraum, aus dem sie in meßbarer Zeit entfernt werden. Nur wenn sich Substanzen mit sehr niedrigem Dampfdruck im Pumpenöl gelöst haben, ist eine Ölerneuerung notwendig.

Wie wichtig die Erfindung der Gasballastpumpe ist, geht daraus hervor, daß es praktisch keinen zu evakuierenden Behälter, sei er aus Glas, sei er aus Metall, gibt, der nicht zu Beginn des Pumpprozesses auf seinen Wänden eine Wasserhaut aufweist. Da das Endvakuum bei Gasballastpumpen merklich schlechter ist (bei einstufigen Drehkolbenpumpen < 1 Torr, bei zweistufigen < 5 · 10⁻² Torr) als bei Drehkolbenpumpen ohne Gasballast, ist es wichtig, daß diese Pumpen während des Betriebes umschaltbar sind und mit offenem oder geschlossenem Gasballastventil laufen können. Bild 5 [7] läßt erkennen, nach welcher Zeit die Wasserhaut von den Wänden eines Metallbehälters bei anfänglicher Benutzung der Gasballasteinrichtung so weit entfernt ist, daß nach dem Schließen des Gasballastventils der Totaldruck und der Partielldruck der Permanentgase gleiche Werte zeigen.

Gebräuchliche einstufige Drehkolbenpumpen haben bei Atmosphärendruck Förderleistungen von etwa 2 bis 10 m³/h, zweistufige bis 25 m³/h.

2. Drehkolbenpumpen: Für große Förderleistungen benutzt man statt der Drehkolbenpumpen Drehkolbenpumpen (Bild 6). Das abzupumpende Gas tritt durch den Saugkanal und eine Bohrung des Flachschiebers (1) in den Raum (2) ein. Ein zylindrischer Kolben (3) wird durch einen Exzenter (4) mitgenommen, gleitet längs der inneren Gehäusewand (5) und schiebt dabei das in dem Raum (6) befindliche Gas vor sich her, bis es durch das überlagerte Ventil (7) ausgestoßen wird. Ein Pumpvorgang erfordert also zwei Umdrehungen. Die Öffnung (8) führt zum Gasballastventil, das bei Bedarf eingeschaltet werden kann. Für die Ölführung gilt das für Drehkolbenpumpen Gesagte. Die Endvakuumwerte

sind dieselben wie bei Drehkolbenpumpen. Die einstufigen Modelle erreichen bei Atmosphärendruck Förderleistungen von 50 bis 600 m³/h. Ihr Energiebedarf ist merklich geringer als der der Drehkolbenpumpen (Tabelle 1). Die Bilder 7 und 8 [9] zeigen die Förderleistungen und Auspumpzeiten von einstufigen Drehkolbenpumpen mit und ohne Gasballast.

In zweistufigen Pumpenkombinationen arbeitet eine Drehkolbenpumpe mit großer Förderleistung gegen eine kleinere Gasballast-Drehkolben- oder Gasballast-Drehkolbenpumpe. Ein Überdruckventil auf der Vorvakuumsseite der großen Pumpe sorgt dafür, daß bei hohen Ansaugdrücken dort Atmosphärendruck nicht überschritten werden kann. Mit diesen zweistufigen Aggregaten erreicht man mit Gasballast merklich höhere Endvakuumwerte, nämlich 1 · 10⁻³ Torr und große Förderleistungen im Druckbereich zwischen 10⁻¹ und 10⁻² Torr, wie Bild 9 [7] zeigt.

Die rotierenden Ölluftpumpen, an deren Erfindung und Vervollkommnung Gaede so hervorragenden Anteil hat, werden benutzt in Laboratorien und Betrieben teils als Vorpumpen, teils als Feinvakuumpumpen, zum Pumpen von Glühlampen und Entladungsröhren aller Art sowie in vielen anderen Zweigen der Technik, z. B. für Vakuumdestillationen und Vakuumtrocknungen.

Molekularluftpumpen

In den Jahren 1910 bis 1913 erfand Gaede eine Pumpe, deren Wirkung auf rein molekular-kinetischen Vorgängen beruht [10]. Konnte bereits durch den Übergang von ein- zu zweistufigen rotierenden Ölluftpumpen die Brücke vom Feinvakuum (1 bis 10⁻³ Torr) zum Hochvakuum (10⁻³ bis 10⁻⁶ Torr) geschlagen werden, so stellt die Molekularluftpumpe eine ausgesprochene Hochvakuumpumpe dar. Ihr Prinzip ist der Theorie der äußeren Reibung entnommen. Unterhalb eines Druckes von 10⁻³ Torr gilt der Satz, daß die innere Reibung für die Bemessung der Strömungsgeschwindigkeit allein maßgeblich ist, nicht mehr, es sei denn, man setzt unendlich weite Gefäße voraus. Kommt die „mittlere freie Weglänge“ der Gasmoleküle in die Größenordnung des Leitungsquerschnitts, ist also ein Zusammenstoß zweier Moleküle sehr unwahrscheinlich, so gewinnt die äußere Reibung an Einfluß.

Rotiert im Hohlzylinder B (Bild 10), dessen Wandung zwischen n und m (in Pfeilrichtung) eine Nut hat, ein Zylinder A in Pfeilrichtung, so stoßen die in dem Hohlraum C zwischen n und m befindlichen Gasmoleküle gemäß der kinetischen Gastheorie gegen die Wand des sich bewegenden Zylinders. Sie erhalten beim Abstoß eine Geschwindigkeitskomponente in der Drehrichtung des Zylinders A und werden von n nach m mitgenommen. Der zuerst vorhandenen idealen Unordnung, also beliebigen Bewegungsrichtung der Gasmoleküle, wird eine von n nach m gerichtete Komponente überlagert. Da in Richtung von m nach n der Raum zwischen Gehäuse und Trommel so weit verengt ist, wie es sich konstruktiv durchführen läßt, staut sich das Gas bei m; bei n entsteht dagegen ein Unterdruck.

Wäre es möglich, die Geschwindigkeitskomponente der Moleküle in Drehrichtung des Zylinders so groß wie die mittlere Molekulargeschwindigkeit zu machen, so würde kein Molekül nach n zurückkehren, und ein absolutes Vakuum wäre erreicht. Im Gegensatz zu den Diffusionspumpen ist bei Molekularluftpumpen die Sauggeschwindigkeit für Gase mit hohem Molekulargewicht größer als für solche mit niedrigem Molekulargewicht. Der bei diesen Pumpen durch die künstliche Beeinflussung der Molekulargeschwindigkeit entstehende thermische Effekt wurde durch Gaede experimentell nachgewiesen. 4.000 0,1 1 · 10⁻⁵
 6.200 1,0 5 · 10⁻⁵
 4.000 0,1 3 · 10⁻⁵
 4.000 1 3 · 10⁻⁴

Da der Arbeitsbereich der Molekularluftpumpe bei niedrigen Drucken liegt, bei denen die freie Weglänge der Gasmoleküle größer ist als die Nutenbreite, braucht die Molekularluftpumpe eine Vorpumpe. Tabelle 2 [11] zeigt den Einfluß des Vorvakuums auf das Endvakuum bei verschiedenen Tourenzahlen gemessen an der Gaedeschen Molekularpumpe. Die Molekularluftpumpen brauchen ein Vorvakuum von 0,1 bis 0,05 Torr und erreichen ein Endvakuum

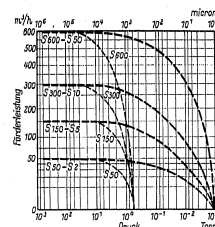


Bild 9: Förderleistungen der Pumpen-Kombinationen im Vergleich zu den Einzel-pumpen bei Betrieb mit Gasballast [7]

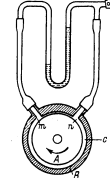


Bild 10: Molekularluftpumpe [15]

Tabelle 2
 Erreichbares Vakuum in Abhängigkeit von der Umlaufgeschwindigkeit der Molekularpumpe von Gaede

U/min	Vorvakuum Torr	Hochvakuum Torr
12.000	1	3 · 10 ⁻⁷
12.000	1	5 · 10 ⁻⁶
12.000	10	3 · 10 ⁻⁵
12.000	20	3 · 10 ⁻⁴
6.000	0,05	2 · 10 ⁻⁵
2.500	0,05	3 · 10 ⁻⁴
8.200	1	2 · 10 ⁻⁵
8.200	10	5 · 10 ⁻⁴
6.200	0,1	1 · 10 ⁻⁵
6.200	1,0	5 · 10 ⁻⁵
4.000	0,1	3 · 10 ⁻⁵
4.000	1	3 · 10 ⁻⁴

von $2 \cdot 10^{-7}$ Torr. Die Förderleistung beträgt 1 bis 75 l/h. Den durch die hohe Tourenzahl bedingten konstruktiven Schwierigkeiten stehen als Vorteile gegenüber: 1. die Fähigkeit, ohne Zuhilfenahme besonderer Flüssigkeiten im eigentlichen Arbeitsraum wirksam zu sein. 2. das gute, ohne Hilfsmittel wie Tiefkühlung usw., erzielbare Endvakuum. 3. ihre gegenüber Öldiffusionspumpen große Unempfindlichkeit gegen Lufteinbrüche auf der Vakuumseite. Dieses vom physikalischen Standpunkt aus gesehen recht elegante Prinzip einer Hochvakuumpumpe ist nur in Laboratorien benutzt worden und nie zu industrieller Anwendung gekommen. Vielleicht wäre die Molekularluftpumpe heute die führende Pumpenart, hätte nicht Goede selbst einige Jahre später die Diffusionspumpe geschaffen. Die Molekularluftpumpe wurde später nicht mehr in Deutschland, sondern in der Schweiz und in Schweden hergestellt [12], [13].

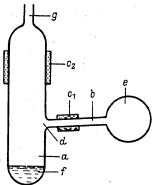


Bild 11: Wirkungsweise der Diffusionsluftpumpe [15]
a. Dampfgefäß, b. Verbindungsrohr zwischen Geräte u. Dampfgefäß, c. 1 und c. 2. Wasserkühlmantel, d. Einmündung des Verbindungsrohres b. e. auszupumpendes Gerät, f. Quecksilber, g. Anschluß der Vorpumpe

Diffusions- und Dampfstrahlpumpen

Während alle mechanischen Pumpen durch periodisches Vergrößern und Verkleinern des Schöpfraumes wirken und die Molekularpumpen die Gasmoleküle durch bewegte feste Körper mitreißen, werden in den Diffusions- und Dampfstrahlpumpen die Moleküle durch kontinuierliche Dampfströme in einen Raum mit höherem Druck befördert (Bild 11).

Schon im Jahre 1909 wendet sich Goede in seiner Habilitationsschrift auf Grund seiner Experimente über Druckgleichgewichte von Gasen im Hochvakuum gegen die Anschauung, daß ein Gas sich immer in Richtung vom größeren zum kleineren Totaldruck bewegt. Er weist nach, daß bei Diffusionserscheinungen im Hochvakuum nicht das Total-, sondern das Partialdruckgefälle maßgebend ist. So kommt Goede nach theoretischer und praktischer Klärung der Diffusionsvorgänge 1913 zur Konstruktion der Diffusionspumpe, mit der (wenn man von der Molekularpumpe absieht) höhere Vakua erzielt werden können als mit allen vorher bekannten Pumpen.

Goede weist nach, daß aus einem Gefäß mit einem Luftdruck von 10^{-5} Torr Luft in ein Gefäß mit 10^{-3} Torr Hg-Dampf (beide Gefäße durch ein mit flüssiger Luft gekühltes Rohr verbunden) diffundieren kann („Diffusionsvorgang A“). In Gegensatz dazu stellt Goede die Tatsache, daß bei Atmosphärendruck Wasserdampf, der aus der Öffnung eines Siedegefäßes in freie Luft entweicht, alle Luft aus dem Gefäß herausspült („Diffusionsvorgang Z“). Die außen befindliche Luft diffundiert nicht dem Wasserdampfstrom entgegen in das Gefäß hinein. Beide Diffusionsvorgänge hat Goede in seiner Diffusionspumpe kombiniert. Er findet durch Rechnung, daß die Luft vom Dampfstrom zurückgedrängt wird (Diffusionsvorgang Z), wenn das Verhältnis molekulare Weglänge/Rohrdurchmesser $\ll 1$ ist. Die Luft wird vom Dampfstrom nicht zurückgedrängt, sondern dringt gegen ihn vor (Diffusionsvorgang A), wenn das Verhältnis molekulare Weglänge/Rohrdurchmesser ≈ 1 ist.

Prinzip der Diffusionspumpe

Im Dampfgefäß (Bild 1) [14], [15] wird Quecksilber (f) erhitzt. Der Hauptteil des Quecksilberdampfes strömt zum Kühler c₂, ein kleinerer Teil zweigt bei d zum Kühler c₁ ab. Das bei c₁ und c₂ kondensierte Quecksilber fließt nach f zurück. Bei g ist eine Vorpumpenpumpe angeschlossen, die in einen Druck von 0,1 Torr erzeugen soll. Der von f nach c₂ strömende Quecksilberdampf drängt alle Luft nach c₂ zurück, so daß bei d das Quecksilber luftfrei ist; das heißt von d nach c₂ findet ein Diffusionsvorgang Z statt. Dem schwächeren, bei d abweigenden, nach c₁ gelangenden Dampfstrom diffundiert Luft von e nach d entgegen. Von c₁ nach d tritt ein Diffusionsvorgang A auf, d. h. die Partialdrücke für Luft in e und bei d streben gleichen Werten zu. Da der Dampfstrom bei d luftfrei ist, so ist der Ausgleich erst beendet, wenn auch e luftfrei ist (erreicht wird in der Praxis 10^{-6} Torr). Die Diffusionspumpe arbeitet also hinsichtlich des Saugvorganges durch ein Partialdruckgefälle.

Prinzip der Dampfstrahlpumpe

Wird der Vorvakuumdruck über den Anschluß g auf etwa 1 Torr erhöht, so wird die Luft vom Quecksilberdampfstrom sowohl von d nach c₁ wie auch von d nach c₂ gemäß Diffusionsvorgang Z zurückgedrängt. Zwischen e und d findet nur noch ein Ausgleich der Totaldrücke statt. Der Luftdruck in e wird gleich dem Dampfdruck bei d; das Gerät wirkt nicht mehr als Diffusionspumpe. Trotzdem ist noch ein

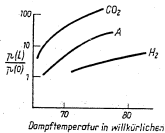


Bild 12: Abhängigkeit des Verhältnisses $p(L)/p(0)$ (Vorvakuumdruck zu Endvakuumdruck) von der Temperatur im Siedegefäß bei verschiedenen Gasen [18]

geringer Saugeffekt vorhanden, weil im schnell strömenden Dampf bei d der Druck niedriger ist (Druckerniedrigung proportional der Energie des Dampfes) als im ruhenden Gas bei c₂ oder g. Sorgt man durch den Einbau einer konischen Düse (Dampfstrahldüse) zwischen f und d dafür, daß Dampfgeschwindigkeit und Druckerniedrigung Höchstwerte erreichen, so erhält man eine Dampfstrahlpumpe (Injektor). Im Gegensatz zu den Diffusionspumpen wirken die Dampfstrahlpumpen allein durch ein Totaldruckgefälle.

Allgemeines zu den Diffusionspumpen

Die erste Gaesche Diffusionspumpe hatte eine Sauggeschwindigkeit von 0,1 l/s und gab ein Vakuum von 10^{-6} Torr. Auch neue Modelle geben kein wesentlich besseres Vakuum. Nur die Vorvakuumbeständigkeit und die Sauggeschwindigkeit konnten erhöht werden. Die Vorvakuumbeständigkeit, das Verhältnis von Vorvakuumdruck $p(L)$ zum Endvakuumdruck $p(0)$ ist gegeben nach der Formel:

$$\frac{p(L)}{p(0)} = e^{-\frac{n_d w}{D_0} \cdot L} \quad [9] \quad (1)$$

n_d = Anzahl der Dampfmoeküle/cm², w = Geschwindigkeit der Dampfmoeküle, D_0 = Diffusionskonstante der Gasmoleküle, L = Länge des Diffusionsweges der Gasmoleküle im Dampfstrom. L ist bei niedrigen Vorvakuumdrücken annähernd konstant und nimmt etwa von 1/10 des maximal zulässigen Vorvakuumdruckes an, mit steigendem Vorvakuumdruck ab. Dies hängt mit der Länge des aus der Düse tretenden Dampfkegels zusammen. $p(L) : p(0)$ wächst also mit zunehmender Dichte n_d und Geschwindigkeit w der Dampfmoeküle im Dampfstrom. Beide Werte sind um so größer, je größer der Dampfdruck beim Eintritt in die Düse der Diffusionspumpe, d. h. je höher die Temperatur im Siedegefäß, je größer also die in die Pumpe hineingeschickte Heizleistung ist [16].

Der Wert $p(L) : p(0)$ ist weiter abhängig von der Diffusionskonstanten D_0 des abgepumpten Gases und wird mit wachsendem D_0 kleiner. Da Wasserstoff eine größere Diffusionskonstante hat als Luft, ist die Vorvakuumbeständigkeit einer Pumpe für Wasserstoff kleiner als für Luft.

Nach Enskog [17] gilt für D_0 die Gleichung:

$$D_0 = \frac{3}{8} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left(R T \frac{M_1 + M_2}{M_1 \cdot M_2} \right)^{1/2} \frac{1}{\sigma_1 + \sigma_2} \quad (2)$$

R = Allgemeine Gaskonstante; M_1 = Molekulargewicht des geförderten Gases; M_2 = Molekulargewicht des Treibdampfes, σ = Molekulardurchmesser.

Daraus errechnet sich $D_0(\text{Luft})/D_0(\text{H}_2) = 0,23$. Für eine bestimmte Hg-Diffusionspumpe, bei der für Luft $p(0) = 10^{-7}$ und $p(L) = 10^{-1}$ sein soll, also $p(L)/p(0) = 10^6$ ist, ergibt sich unter Benutzung von Gleichung (1) für Wasserstoff $p(L)/p(0) = 2,4 \cdot 10^4$.

Die Vorvakuumbeständigkeit dieser Pumpe ist für Wasserstoff um mehrere Größenordnungen kleiner als für Luft. Bild 12 zeigt die Abhängigkeit von $p(L) : p(0)$ von der Natur des Gases und der Temperatur des Siedegefäßes nach Wertenstein [18].

Die spezifische Sauggeschwindigkeit s , das ist die Sauggeschwindigkeit/cm² der Diffusionsfläche F (Bild 13) [9], einer Pumpe ist um so größer, je größer die Dampfgeschwindigkeit im Vergleich zur Molekulargeschwindigkeit des Gases ist. Für den Maximalwert der spezifischen Sauggeschwindigkeit gilt die Gleichung:

$$s = \frac{c}{4} \frac{1}{1 + \frac{1}{4} \frac{c}{w}} \quad [9] \quad (3)$$

(c = Molekulargeschwindigkeit des Gases, w = Dampfgeschwindigkeit). Langmuir gab der Diffusionspumpe eine Form, bei der die Dampfgeschwindigkeit besonders hoch lag und vergrößerte so die Sauggeschwindigkeit.

Für zwei verschiedene Gase verhalten sich die maximalen Sauggeschwindigkeiten umgekehrt wie die Wurzeln aus den Molekulargewichten, d. h. $s_{H_2}/s_{Luft} = \sqrt{28,8/2,016} = 3,78$. Außerdem hängt die spezifische Sauggeschwindigkeit vom Verhältnis der Molekulargeschwindigkeit zur Dampfgeschwindigkeit ab (Gl. (3)). Dieses Verhältnis ist wegen der hohen Molekulargeschwindigkeit von Wasserstoff für dieses Gas größer als bei Luft, so daß gilt $s_{H_2}/s_{Luft} \approx 3,78$. Dieser Wert wird begrenzt durch die praktisch mögliche Dampfgeschwindigkeit. Nimmt man für sie etwa 18300 cm/s an, so ergibt sich schließlich nach Benutzung von Gl. (3): $s_{H_2}/s_{Luft} = 1,8$ [19].

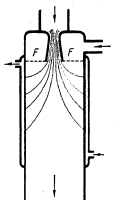


Bild 13: Aufbau einer Diffusionspumpe [9]

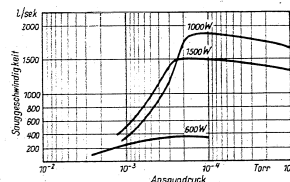


Bild 14: Abhängigkeit der Sauggeschwindigkeit einer Öldiffusionspumpe von der Heizleistung [16]

Verfeinerte Betrachtungen über die Vorgänge im Hg-Dampfstrom, der im Vakuum aus einer Düse tritt, führten zu der mit der praktischen Erfahrung im Einklang stehenden Erkenntnis, daß bei steigender Heizleistung einer Diffusionspumpe zunächst die Sauggeschwindigkeit wächst (Einfluß der Geschwindigkeit der Dampfstrahlpumpe), bei weiterer Steigerung der Heizleistung aber wieder fällt (Bild 14) [9], wenn nämlich die freie Weglänge der Gasmoleküle im „Dampfraum“ kleiner ist als die Breite desselben. Der Dampfstrom rührt von den Dampfstrahlpumpen her, die eine größere Geschwindigkeit der thermischen Molekularbewegung haben als der Fortschritts- oder Diffusionsgeschwindigkeit des Dampfes in der Düsenmündung entspricht. Die Sauggeschwindigkeit $S = F \cdot s$ wird dann am größten sein, wenn sowohl die spezifische Sauggeschwindigkeit s wie auch die Diffusionsfläche F möglichst große Werte erreichen.

Allgemeines zu den Dampfstrahlpumpen

Dampfstrahlpumpen bestehen (Bild 15) [9]

1. aus einer Treibdüse 1, in der der Treibdampf G_1 adiabatisch von p_1 auf p_0 expandiert. Nach dem Energiegesetz erhöht sich gleichzeitig seine Geschwindigkeit vom Wert w_1 auf w_0 .
2. aus einer Ansaugkammer 2. Aus ihr wird das abzupumpende Gas oder der abzupumpende Dampf G_2 unter einem Druck, der gleich oder größer als p_0 ist, angesaugt.
3. aus einem Mischraum 3 von der Länge L_M , in dem der Treibdampf G_1 und das angesaugte Gas bzw. der angesaugte Dampf G_2 bei konstantem Druck p_0 gemischt werden. Dabei stellt sich für das Gemisch eine Geschwindigkeit w_m ein, die kleiner als w_0 ist.
4. aus dem sich erweiternden Diffusor von der Länge L_D , in dem der Vorgang umgekehrt wie in der Treibdüse verläuft. Das Treibdampf-Gas-Gemisch wird unter Geschwindigkeitserniedrigung vom Ansaugdruck p_0 auf den Vorvakuumdruck p komprimiert.

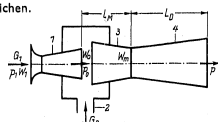


Bild 15: Dampfstrahlpumpe (schematisch) [9]

Quecksilberdampfpumpen [20]

1. Einstufige Quecksilber-Diffusionspumpen aus Glas
Handelsübliche Pumpen aus Duran- oder Pyrex-Glas mit nur einer Stufe [7] haben eine Sauggeschwindigkeit von 1 bis 200 l/s und geben ein Endvakuum besser als 10^{-6} Torr (Partialdruck). Sie brauchen ein verhältnismäßig gutes Vorvakuum von etwa 0,1 Torr. Der zulässige Vorvakuumdruck steigt mit zunehmender Heizung. Diese Pumpenart dient vor allem kleineren Aufgaben in Laboratorien.
2. Mehrstufige Quecksilber-Diffusionspumpen aus Glas, Quarzglas oder Metall
Diese Pumpen [7], [8] benötigen ein Vorvakuum von 5 bis 40 Torr, werden zwei- bis vierstufig gebaut und weisen Sauggeschwindigkeiten von 0,3 bis 20 l/s bei 10^{-3} Torr auf. Ihr Endvakuum ist nicht besser als das der einstufigen Ausführung, liegt also ebenfalls bei einem Partialdruck besser als 10^{-6} Torr.
3. Mehrstufige Quecksilber-Diffusionspumpen aus Metall mit Dampfstrahlvorstufen
Die Sauggeschwindigkeit der früher besprochenen rotierenden Ölpumpen sinkt schon bei Drucken von etwa 1 Torr stark ab. Da die Förderleistung der Quecksilber-Diffusionspumpen jedoch erst bei Drucken von 10^{-2} bis 10^{-3} Torr ein Maximum erreicht, so lassen beide Pumpenarten zwischen sich eine Förderlücke offen, die um so mehr ins Gewicht fällt, als bei vielen technischen Prozessen gerade in diesem Gebiet viel abzupumpendes Gas anfällt. Man müßte dieses Druckgebiet sehr langsam durchfahren, hätte man nicht Quecksilberdiffusionspumpen mit Dampfstrahlvorstufen gemäß den Konstruktionen nach Gaede-Volmer kombiniert. Mit ihnen wird die erwähnte Förderlücke geschlossen, denn bei einem Vorvakuum von 10 bis 20 Torr weist diese Pumpenart [7] bei einem Druck von 10^{-1} bis 10^{-2} Torr Sauggeschwindigkeiten von 12 bis 45 l/s auf. Das Endvakuum hat auch hier einen Wert besser als 10^{-6} Torr (Partialdruck).

Will man mit Quecksilberpumpen niedrige Totaldrücke, d. h. ein quecksilberdampfrees Vakuum erzeugen, so muß man im Gegensatz zu Ölpumpen Kühlfallen (flüssige Luft oder Kohlendioxid-schnee-Aceton) zwischen Pumpe und Rezipienten benutzen. Ohne diese Maßnahme hat man mit einem Totaldruck entsprechend dem Dampfdruck des Quecksilbers von $1,8 \cdot 10^{-3}$ Torr bei Raumtemperatur zu rechnen.

Bild 16 [24] zeigt eine dreistufige, in Metall ausgeführte Pumpe, bei der eine Stufe als Diffusionspumpe, zwei Vorstufen als Dampfstrahlpumpen arbeiten. Im Siedegefaß 1 verdampft Quecksilber. Der Dampf steigt durch den Raum 2 und das Dampfleitrohr 3 zu den Düsen 4, 5 und 6. An den Innenwänden des wasserdurchlässigen Kühlers 7 kondensiert das Quecksilber und gelangt über die als Syphon-

verschluß wirkenden Überläufe 8 und 9 in das Siedegefaß 1 zurück. Ein dritter Überlauf, der zur Düse 6 gehört, ist in der Zeichnung nicht sichtbar. Die dem Hochvakuumanschluß 10 am nächsten gelegene Düse 4 arbeitet als Diffusionspumpe, die Düsen 5 und 6 wirken als Strahlpumpen. Der Vorvakuumstutzen 11 wird in Rohrwindungen durch den Kühler geführt und tritt bei 12 in den Pumpraum ein. Äußerst wichtig für ein wandfreies Arbeiten von Diffusionspumpen ist eine gute Kühlung des Treibmitteldampfes. Mit Quecksilber als Treibmittel gefüllte Pumpen sind besonders für einfache Hochvakuumanlagen geeignet, die ohne Ventile arbeiten, bei denen also mit eventueller sich oft wiederholenden Luftleinbrüchen gerechnet werden muß.

Öldampfpumpen

So robust mit Quecksilber gefüllte Diffusions- und Dampfstrahlpumpen sein mögen, so störend wirkt doch in vielen Fällen die Notwendigkeit, zum Erreichen eines Totaldruckes unter $1,8 \cdot 10^{-3}$ Torr Kühlfallen verwenden zu müssen, die zwangsläufig die Sauggeschwindigkeit drosseln. Deshalb benutzte Burch [22] im Jahre 1929 statt Quecksilber ein Gemisch von Ölen, das einen etwa 1000 mal kleineren Dampfdruck als Quecksilber hat. Er nannte es „Aplezonöl“. Betreibt man Diffusions- oder Dampfstrahlpumpen mit diesem oder anderen geeigneten Ölen, so kann auf eine Ausfrier Vorrichtung verzichtet werden.

Die von Burch benutzten, in England von der Asiatic Petroleum Comp. vertriebenen Aplezonöle A und B, in Deutschland als Leybold-Öle F und H bekannten Präparate, sind durch Hochvakuumdestillation gewonnene Gemische von zum überwiegenden Teil gesättigten Kohlenwasserstoffen (Mineralölen). Ferner werden einheilige Stoffe wie z. B. Alkylster der Phthal- und Sebaccinsäure und in neuester Zeit Silikonöle benutzt. Diese Treibmittel müssen folgende Eigenschaften haben:

1. Bei der Temperatur der Kühlfläche der Pumpe soll ihr Dampfdruck nicht höher als 10^{-6} Torr sein.
2. Die Dampfdruckkurven der Treibmittel sollen möglichst steil sein, damit die mit diesen beschickten Pumpen hohe Vorvakuumdrücke überwinden können.
3. In der Hitze (200°C) sollen sie möglichst geringe Neigung zu thermischem Zerfall haben, wie er besonders in Berührung mit Metallen, weniger mit Glas, beobachtet wird.
4. Sie müssen gegenüber dem aus der Luft stammenden Sauerstoff und gegenüber Wasserdampf in der Hitze beständig sein. Da diese Beständigkeit der genannten Treibmittel noch nicht ideal ist, entstehen durch Oxydation und andere chemische Umsetzungen leicht Stoffe mit höherem Dampfdruck. Deshalb brauchen Öldiffusionspumpen ein besseres Vorvakuum (einstufige etwa 0,05 Torr, mehrstufige einige Zehntel Torr) als Quecksilberdiffusionspumpen (einstufige 0,1 Torr, mehrstufige 5 bis 40 Torr) [23].

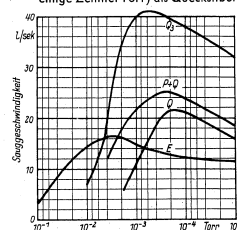


Bild 17: Sauggeschwindigkeitskurven verschiedener Diffusionspumpentypen in Abhängigkeit vom Druck. Kurve Q: einstufige Öldiffusionspumpe. Kurve P + Q: Diffusionspumpenreihe aus Metall [9].

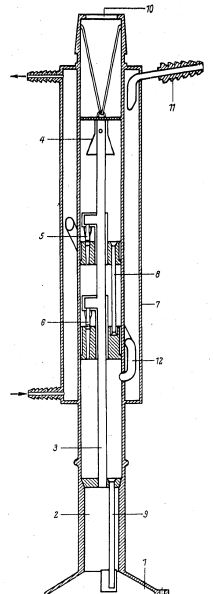


Bild 16: Dreistufige Quecksilberdampfpumpe

mit einstufigen Modellen wegen des erwähnten geringen thermischen Zerfalls und der geringen Oxydation dieser Treibmittel nicht erreichen. Für leistungsfähige Anlagen wurden früher mehrere Diffusionspumpen hintereinandergeschaltet. Dadurch, daß die im Öl von vornherein oder durch Zersetzung entstandenen Bestandteile mit dem höchsten Dampfdruck in die als Vorstufe dienende Pumpe abdestillierten, wurden die Endvakuumwerte günstiger. Moderner ist, die weiter unten besprochenen mehrstufigen Pumpen zu benutzen (s. die folgenden Abschnitte 2, 3 und 4).

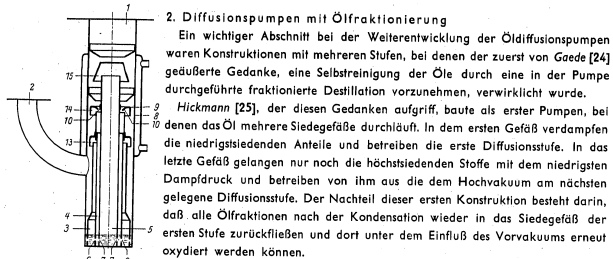


Bild 18: Dreistufige Ölfraktions-Diffusionspumpe nach Jaeckel [23]. Bei 1 ist das Hochvakuum, bei 2 das Vorvakuum angeschlossen. Im Siedegefäß 3 der ersten Stufe verdampfen die niedrigst siedenden Bestandteile des Öles und betreiben Stufe 13. Das von den leichten Anteilen befreite Öl gelangt durch die Öffnungen 6 in das Siedegefäß 4 der zweiten Stufe und betreibt Stufe 14. In das Siedegefäß 5 der Hochvakuumstufe 15 gelangt durch die Öffnungen 7 nur Öl, das von den leichten und mittelschweren Fraktionen befreit ist. Die hochsiedenden Ölteile werden nach Kondensation an der Kühlfläche 8 durch das Prallblech und die Ölrinne 9 durch die Öffnungen 10 in das Siedegefäß 4 der zweiten Stufe geleitet. Dort verdampfen die durch thermischen Zerfall und Oxydation gebildeten leichten und mittelschweren Anteile. Das Siedegefäß 5 erreichen also nach dem Kreislauf wieder nur die höchst siedenden Bestandteile.

Bild 18 zeigt eine dreistufige Ölfraktionspumpe aus Metall nach Jaeckel [23], bei der die in der Hochvakuumstufe zirkulierenden Fraktionen vom Vorvakuum ferngehalten werden.

Die Stärke der Pumpen mit Ölfraktionierung besteht darin, daß nach Luftleinbrüchen das Endvakuum schnell wieder erreicht wird.

Interessante Versuche hat die Firma Leybold an einer Pumpe ihrer neuentwickelten DO-Serie, am Modell DO-101 angestellt. In dieser Ölfraktionspumpe mit Ölfraktioniereinrichtung werden nicht nur die leichter flüchtigen Bestandteile des Treibmittels von der Hochvakuumstufe ferngehalten, sondern durch eine sorgfältig abgestimmte Temperaturverteilung in der Pumpe wird auch erreicht, daß der Anteil leichtflüchtiger Zersetzungsprodukte merklich verkleinert wird. Das Treibmittel wird mit der Zeit durch den Entgasungsvorgang verbessert. Um die Neubildung von Zersetzungsprodukten durch die katalytische Mitwirkung der zum Bau der Pumpe benutzten Werkstoffe herabzusetzen, besteht sie aus rostfreiem Stahl mit Innenteilen aus vernickeltem Kupfer. Bild 19 [26] zeigt die Höhe des Totaldrucks in Abhängigkeit von der Pumpzeit für eine Pumpe mit Fraktionierung und Selbstreinigung im Vergleich zu Pumpen, die nur mit Fraktionierung oder nur mit Selbstreinigung arbeiten. Die Verbesserung ist deutlich.

Diese Diffusionspumpe mit Ölfraktionierung braucht ein Vorvakuum von $2 \cdot 10^{-1}$ Torr, hat eine maximale Sauggeschwindigkeit von 90–100 l/s im Bereich von 10^{-3} bis 10^{-5} Torr und erreicht ein Endvakuum von $< 1 \cdot 10^{-6}$ Torr (Totaldruck, gemessen mit luftgleichem Ionisationsmanometer, unanagefroren) bzw. von $< 10^{-7}$ Torr (Partielldruck der Permanentgase). Ohne Ölfänger („baffles“) beträgt der Ölrücktritt in das Hochvakuum $< 0,013$ mg/cm²/min, mit Ölfänger weniger als 10^{-4} des angegebenen Wertes. Ölfraktionspumpen werden heute für Sauggeschwindigkeiten bis zu 36000 l/s gebaut [7], [27], [28].

3. Öldampfstrahlpumpen (Dampfstrahlsauger)
Da der günstigste Arbeitsbereich bei Ölfraktionspumpen weniger weit nach höheren Drücken reicht als bei Quecksilberdiffusionspumpen, ist die Förderlücke zwischen rotierenden Ölpumpen und Ölfraktions-

pumpen noch größer als zwischen rotierenden Ölpumpen und Quecksilberdiffusionspumpen. Sie wird durch Öldampfstrahlpumpen überbrückt. Das Maximum der Sauggeschwindigkeit von handelsüblichen Öldampfstrahlpumpen [7] liegt zwischen Drücken von $3 \cdot 10^{-1}$ und $3 \cdot 10^{-2}$ Torr. Das für Sauggeschwindigkeiten von 3...300 l/s benötigte Vorvakuum liegt zwischen 2,5; 3 bzw. 9 Torr. Sie liefern ein Endvakuum von 10^{-3} Torr oder besser und sind besonders geeignet zum Absaugen von organischen Gasen und Dämpfen mit niedrigem Dampfdruck, die im Öl rotierender Pumpen löslich sind, bei denen also Gasballastpumpen versagen würden. Deshalb dienen in diesen Fällen solche Öldampfstrahlpumpen als Vorpumpen für Ölfraktionspumpen oder die anschließend zu besprechenden Treibdampf-pumpen.

4. Kombinierte Treibdampf- und Ölfraktionspumpen
Treibdampf-pumpen, wie sie zuerst von der Distillation Products, Inc., Rochester, und der National Research Corp., Boston, unter der Bezeichnung „booster“ angeboten wurden, sind spezielle Typen von Ölfraktionspumpen. Ihr Arbeitsbereich ist infolge erhöhter Heizleistung gegenüber normalen Ölfraktionspumpen etwa um eine Zehnerpotenz nach höheren Drücken hin verschoben, d. h. ihre beste Sauggeschwindigkeit liegt bei Drücken von 10^{-3} bis 10^{-2} Torr, also zwischen dem der vorher besprochenen Öldampfstrahlpumpen (10^{-1} Torr) und dem der normalen Ölfraktionspumpen (etwa 10^{-4} Torr).

Viele moderne Pumpen hoher Leistung vereinigen die Verwendungsmöglichkeit als Treibdampf-pumpe mit der als normale Ölfraktionspumpe. Durch einen Wechsel des Treibmittels, Erniedrigung des zulässigen Vorvakuumdruckes und der Heizleistung wird aus der Treibdampf-pumpe mit einem Endvakuum von 10^{-4} Torr eine Diffusionspumpe mit einem Endvakuum von $5 \cdot 10^{-6}$ Torr [7]. Die Sauggeschwindigkeiten unterscheiden sich beim Betrieb als Treibdampf- oder Diffusionspumpe für einen Arbeitsdruck von 10^{-4} Torr nur wenig, für einen Arbeitsdruck von 10^{-2} Torr zugunsten der Benutzung als Treibdampf-pumpe.

Wie weiter oben gesagt worden, daß Ölfraktionspumpen gegenüber Quecksilberdiffusionspumpen den Vorteil haben, daß Kühlfallen wegen des geringen Dampfdruckes der Öle verglichen mit dem des Quecksilbers überflüssig sind, so gilt dieser Satz für verfeinerte Ansprüche nicht mehr. Ölfraktionspumpen geben zwar einen niedrigen Totaldruck, aus dem Dampfstrom kann aber eine gewisse Zahl von Ölmolekülen direkt in den Rezipienten gelangen, nämlich solche Moleküle, deren thermische Geschwindigkeit die Geschwindigkeit des Dampfes in der Düsenmündung übertrifft. Diese Öldampfreste können z. B. bei der Herstellung von Oberflächenspiegeln im Vakuum zum Verunreinigen der Oberflächen, bei der Herstellung von Verstärkerröhren zur Vergiftung der Glühkathoden oder bei der Fabrikation von Bildröhren zu Störungen auf den Leuchtstoffschirmen führen. Dieser unerwünschte Durchtritt des Treibmittels in den Rezipienten läßt sich durch das Anbringen von gekühlten Hindernissen (Bild 20) [29] („baffles“ = Prallblechen) stark vermindern (s. die Zahlenangabe am Ende des Abschnittes „Diffusionspumpen mit Ölfraktionierung“).

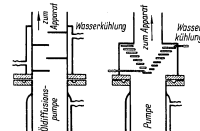
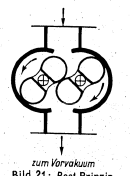


Bild 20: Um den Übertritt von Öldämpfen aus der Ölfraktionspumpe in die Apparatur zu unterbinden, muß der gerade Übergang von Molekülen aus der Pumpe in die Apparatur durch wassergekühlte Metallplatten (baffles) versperrt werden. a) Halbkreisförmige Metallplatten von außen gekühlt, b) Koronische Spirale, wasserdurchflossen [29]

Neue Entwicklungen Das Root-Prinzip

Für das Hochvakuumgebiet (10^{-3} bis 10^{-6} Torr) stehen heute Ölfraktionspumpen mit Saugleistungen bis zu 12000 l/s, ja bis zu 36000 l/s und mehr zur Verfügung, aber für das Feinvakuumgebiet (1 bis 10^{-3} Torr) blieb bisher eine Lücke, da die Dampfstrahlsauger und rotierenden Ölfraktionspumpen nur bis zu Saugleistungen von 300 l/s reichen. Wesentlich größere Förderleistungen können mit beiden Pumpenarten nur unwirtschaftlich erzeugt werden. Dadurch, daß man das in der Technik seit dem Jahre 1867 bekannte Root-Prinzip, das bisher z. B. für Belüftungszwecke oder in Verdichtern für Fahrzeugmotore benutzt wurde, auch für das Feinvakuumgebiet anwandte, gelang es in jüngster Zeit, in Verbindung mit rotierenden Gasballastpumpen Pumpeinheiten mit Förderleistungen bis 5500 l/s und mehr zu schaffen [26], [27]. Die manchmal als Feinvakuumgebläse bezeichneten Pumpen (die Bezeichnung „Gebläse“ rührt von dem bisherigen Verwendungszweck des Root-Prinzips her) müssen zu den mechanischen, rotierenden Pumpen gezählt werden (Bild 21). Die durch das Rotieren zweier Flügel sich stets neuformenden Schöpfäume werden im Gegensatz zu den Drehschieber- oder Drehkolbenpumpen nicht abwechselnd vergrößert oder verkleinert, sondern bleiben stets gleich groß. Sie schieben bei ihrer Bewegung das vom Rezipienten kommende Gas vor sich her in Richtung Vorpumpe.



Zwischen den beiden Flügeln sowie zwischen Flügeln und Gehäusewand sind in jeder Stellung äußerst kleine nicht durch Öl abgedichtete Luftspalte. Es kann also immer etwas Gas aus dem Vorvakuum zum Fein- bzw. Hochvakuum zurückfließen. Wegen der im Feinvakuum größer werdenden freien Weglänge der Moleküle wird aber auch der Strömungswiderstand in diesem Gebiet größer, so daß die Dichtung ausreicht. Die nach dem Root-Prinzip gebauten Pumpen haben also hinsichtlich der Abdichtung zwischen Vakuum und Vorvakuumraum große Ähnlichkeit mit Gaedes Molekularpumpe. Infolge des Fehlens jeder gleitenden Reibung zwischen Flügeln und Gehäuse können wesentlich höhere Tourenzahlen (1000 bis 3000 U/min) als bei rotierenden Ölpumpen (250 bis 500 U/min) benutzt und die Pumpen verhältnismäßig klein gehalten werden. Während z. B. eine einstufige Drehkolbenpumpe mit einer Förderleistung von 165 l/s bis zu 16 kW Motorleistung erfordert, braucht ein Aggregat, bestehend aus Rootgebläse und kleiner, einstufiger Drehkolbenpumpe für die gleiche Förderleistung nur 4,8 kW. Bild 22 [26] zeigt die Sauggeschwindigkeitskurven für Aggregate, bestehend aus ein oder zwei Root-Gebläsen und ein oder zwei Gasballastpumpen. Bei Hintereinanderschaltung von zwei Root-Gebläsen (die oberste Kurve im Bild 22) macht es sich nicht mehr bemerkbar, ob die Gasballastpumpe mit oder ohne Gasballast läuft. Mit Pumpen nach dem Root-Prinzip wird ein Totaldruck besser als $5 \cdot 10^{-3}$ Torr und ein Partialdruck besser als $5 \cdot 10^{-4}$ Torr erreicht. Die Benutzung des Root-Prinzips beim Bau von Fein- und Hochvakuumumpen ist eine interessante Entwicklung, die voraussichtlich noch viel Neues bringen wird.

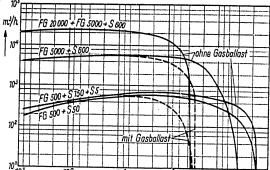


Bild 22: Förderleistung der Feinvakuumgebläse [26]

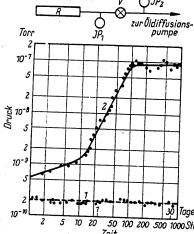


Bild 23: Wirkung einer Ionpumpe im Vergleich zur Öldiffusionspumpe [38]

Ionenpumpen
Ein bekanntes Instrument zur Messung kleiner Drücke ist das Ionisationsmanometer. Man benutzt eine Triode, deren Gitter gegenüber der Kathode ein positives Potential von 100 bis 200 V hat und deren Anode eine negative Spannung von 10 bis 50 V aufweist. Das Verhältnis von Ionenstrom zu Elektronenstrom ist ein Maß für den Druck im Innern der Röhre bzw. des angeschlossenen Vakuumsystems. Bekannt ist aber auch, daß solche Messungen leicht Fehler aufweisen, da das Ionisationsmanometer durch einen chemischen und einen elektrischen „clean-up“- (Gasauferzehrungs-)Effekt während seines Betriebes den Gasdruck erniedrigt. Auch hier ist Gaede zu nennen, auf dessen Anregung W. v. Meyeren [30], [31] die elektrische Gasauferzehrung in einer solchen Röhre im Gebiet unter 10^{-4} Torr untersuchte. Das Rohr, das als empfindliches Ionisationsmanometer dienen sollte, zeigte eine intensive Gasauferzehrung für Wasserstoff, Stickstoff und Luft, ferner, wenn auch in geringerem Maße, für Helium und Argon. Würde durch Benutzung eines zur Rohrachse parallel angeordneten Magnetfeldes der Elektronenweg künstlich verlängert und der Ionenstrom erheblich vergrößert, so konnte die Gasauferzehrung merklich verstärkt werden. Weitere Untersuchungen, insbesondere von H. Schwarz [29], [30] folgten. Schließlich machte man aus der Not eine Tugend und benutzte das ursprüngliche Ionisationsmanometer als „Ionenpumpe“ [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40]. Alpert [36] schildert an folgendem Versuch recht eindrucksvoll, wie mit dieser neuen Pumpe der Vorstoß ins Ultrahochvakuum ($< 1 \cdot 10^{-7}$ Torr) gelang. Ein zu evakuierendes System R (Bild 23) wurde mit einer hochwertigen Glas-Öl-Diffusionspumpe, die als „Vorpumpe“ diente und mit Octoil S gefüllt war, auf einen Druck von $1 \cdot 10^{-7}$ Torr ausgepumpt. Auf dem Wege vom Rezipienten zur Vorpumpe lagen zwei Ionenpumpen JP₁ und JP₂, die durch ein zwischen ihnen liegendes Spezialabsperrentil V getrennt werden konnten. Nach dem Ausheizen der Apparatur bei 420°C wurden die Ionenpumpen in Betrieb genommen, später beide durch das Ventil V getrennt. Zunächst zeigten nach der Trennung beide Teile der Apparatur etwa gleiche Drücke, die im Ultrahochvakuum zwischen 2 und $5 \cdot 10^{-10}$ Torr lagen. Nach einigen Stunden (Kurve 1 und 2 im Bild 23) begann der Druck auf der Seite der Öldiffusionspumpe zu steigen und erreichte nach etwa 100 Stunden einen konstanten Wert von $1 \cdot 10^{-7}$ Torr. Nach dieser Zeit war die Ionenpumpe durch die unvermeidliche Rückdiffusion von Ölmolekülen aus der Diffusionspumpe gestättigt und die Gaskonzentration konnte bis $1 \cdot 10^{-7}$ Torr, dem Druck, den die Diffusionspumpe allein aufrechterhalten konnte,

anstiegen. Im von der Öldiffusionspumpe isolierten Teil der Apparatur blieb der Druck während des über 30 Tage dauernden Versuchs auf $2 \cdot 10^{-10}$ Torr stehen. Die Pumpgeschwindigkeiten, die bisher gemessen wurden, liegen etwa in der Größenordnung von mehr als 10 Litern pro Minute für inerte Gase und beträchtlich höher für aktive Gase. Somit ist die bisher durch die Diffusionspumpe gegebene Grenze von 10^{-6} bis allenfalls 10^{-7} Torr durchbrochen und zunächst für Forschungen im Laboratorium um mehrere Zehnerpotenzen nach niedrigeren Drücken hin verlegt worden.

Schlußwort

Die schematische Darstellung der Arbeitsbereiche der einzelnen Pumpenarten (Bild 24) zeigt noch einmal den weiten Weg, der von dem etwa 10^{-1} Torr betragenden Vakuum der Kolbenpumpen bis zu dem jenseits 10^{-10} Torr liegenden Vakuum der Ionenpumpen zurückzulegen war. Den größten Teil dieses Weges hat Wolfgang Gaede selbst begangen, für den Rest des Weges, so weit er bis jetzt zu erkennen ist, war er richtungweisend.

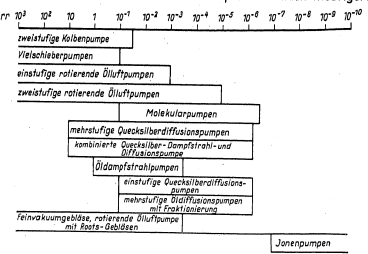


Bild 24: Schema für die Arbeitsbereiche der einzelnen Pumpenarten

Literatur

[1] Peakes Zs. f. d. phys. u. chem. Unterricht 14 (1901) 286.
 [2] W. Gaede, Eine neue Kolbenpumpe für hohes Vakuum: Phys. Zs. 14 (1913) S. 1238...1240.
 [3] W. Gaede, Demonstration einer rotierenden Quecksilber-Luftpumpe: vorgelesen i. d. Sitzung d. physikal. Abt. d. 77. Versammlung deutscher Naturforscher und Ärzte, Meran am 26. 9. 1905.
 [4] Leybold, Theatrum Machinarum Hydraulicarum, Leipzig 1724.
 [5] W. Gaede, Gasballastpumpen: Zs. f. Naturforschung, Bd. 2a (1947) S. 233...238.
 [6] W. Gaede, Gasballastpumpen und Vakuumtechnik des Dampfes, eine Schrift aus dem Nachlaß. 1950. Verlag Oldenbourg, München.
 [7] Leybold, Köln-Beyental, Katalog HV 103.
 [8] Jener Glaswerk Schott u. Gen., Mainz, Druckschrift 15g.
 [9] Rud. Jaeckel, Kleinste Drücke, ihre Messung und Erzeugung: Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg; J. F. Bergmann, München 1930.
 [10] W. Gaede, Die Molekularluftpumpe: Ann. Phys. (4) 41 (1913) S. 337.
 [11] S. Dushman, Die Grundlagen der Hochvakuumtechnik: Verlag Springer, Berlin 1926.
 [12] R. Ritsch, Die Berechnung von Molekularvakuum-pumpen: Schweiz. Arch. f. angew. Wissenschaft u. Technik 14 (1948) S. 279...285.
 [13] M. Siegbahn, A new design for a high vacuum pump: Arkiv för matematisk astronomi och fysik 30 (1944) B. Nr. 2, S. 1...4.
 [14] Hochvakuumtechnik und Hochvakuumumpen nach Unterlagen von W. Gaede, bearbeitet von E. Justl: ETZ 64 (1943) S. 285...287.
 [15] Hermann Gaede, Wolfgang Gaede, der Schöpfer des Hochvakuum: Verlag G. Braun, Karlsruhe, 1954.
 [16] Rud. Jaeckel, Zur Theorie der Diffusionspumpe: Z. Naturforsch. 2a (1947) S. 666...677.
 [17] D. Enskog, Bemerkungen zu einer Fundamentallösung in der kinetischen Gastheorie: Phys. Z. 12 (1911) S. 533...539.
 [18] L. Wertenstein, Contribution to the theory of the diffusion pump: Proc. Cambridge phil. Soc. 23 (1927) S. 578...583.
 [19] R. Jaeckel und H. J. Schroeder, Über eine Diffusionspumpe mit großer Sauggeschwindigkeit und großem Arbeitsbereich: Zs. techn. Phys. 24 (1943) S. 69...72.
 [20] W. Gaede, Die Diffusion der Gase durch Quecksilberdampf bei niederen Drücken und die Diffusionsluft-pumpe: Ann. Phys. 46 (1915) S. 357...392.
 [21] C. Wagner, Erzeugung und Messung von Hochvakuum: Verlag Franz Deuticke, Wien, 1950.
 [22] C. R. Burch, Some experiments on vacuum distillation: Proc. roy. Soc. 123 (1929) S. 271.
 [23] R. Jaeckel, Über die Eigenschaften von organischen Treibmitteln für Diffusionspumpen im technischen Betrieb und eine neue Form der Öldiffusionspumpen: Zs. f. techn. Phys. 23 (1942) S. 177.
 [24] W. Gaede, Die Öldiffusionspumpe: Zs. f. techn. Phys. 13 (1932) S. 210.
 [25] K. C. D. Hickman, Vacuum pumps and pump oils: J. Franklin Inst. 221 (1936) S. 215...235 u. S. 383...402.
 [26] Nach Mitteilungen der Firma Leybold, Köln-Beyental.
 [27] Heraeus, Hanau, Katalog, Technik des Hochvakuum.
 [28] Gerätebau-Anstalt Baltzer, Fürstentum Liechtenstein, Sammelprospekt Pr. Z. 71 d.
 [29] Ewald und Hinterberger, Methoden und Anwendungen der Massenspektroskopie: Verlag Chemie, G.m.b.H., Weinheim (Bergstraße), 1953.
 [30] W. v. Meyeren, Ein Beitrag zur elektrischen Aufzehrung von Gasen bei sehr geringen Drücken, II.: Zs. f. Phys. 84 (1933) S. 531.
 [31] W. v. Meyeren, Ein Beitrag zur elektrischen Aufzehrung von Gasen bei sehr geringen Drücken, II.: Zs. f. Phys. 91 (1934) S. 727.
 [32] H. Schwarz, Der Mechanismus der elektrischen Gasauferzehrung bei Drücken unterhalb 10^{-4} Torr: Zs. f. Phys. 117 (1940) S. 23.
 [33] H. Schwarz, Der Mechanismus der elektrischen Gasauferzehrung bei Drücken unterhalb 10^{-4} Torr: Zs. f. techn. Phys. 21 (1940) S. 381.
 [34] Franz. Pat. 945 733 vom 11. 4. 1947, Pompe à vide pour très basses pressions utilisant l'ionisation des molécules gazeuses.
 [35] M. Robert Champeix, Une pompe à ionisation: Le Vide 5 (1950) S. 912.
 [36] Foster, Lawrence u. Lofgren, A high vacuum high speed ion pump: Rev. Sci. Instr. 24 (1953) S. 388...390.
 [37] H. Schwarz, Methods of obtaining high vacuum by ionisation. Construction of an "electronic pump": Rev. Sci. Instr. 24 (1953) S. 371...374.
 [38] D. Alpert, New Developments in the production and measurement of ultra-high-vacuum: J. appl. Phys. 24 (1953) S. 860...876.
 [39] Herb. Davis, Divallig u. Saxon, Evapor-ion pump: Phys. Rev. 89 (1953) S. 807.
 [40] A. M. Gurevitch u. W. F. Westendorp, Ionic pump: Rev. of Scient. Instr. 25 (1954) S. 389...390.

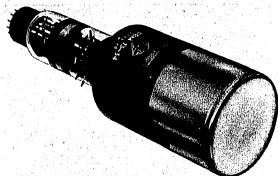


Bild 1: Zweistrahlröhre DBM 13-34 mit Nachbeschleunigung

Eine neue Kathodenstrahlröhre für höchste Schreibgeschwindigkeit

Für die Untersuchung von sehr rasch ablaufenden Vorgängen benötigt man Kathodenstrahlröhren, die mit sehr hohen Beschleunigungsspannungen betrieben werden können, damit die Helligkeit der Spur auf dem Leuchtschirm zur visuellen Beobachtung oder zum Registrieren auf lichtempfindlichem Papier ausreicht.

Hohe Anforderungen an die Schreibgeschwindigkeit treten z. B. bei der Prüfung von Hochspannungs-Transformatoren auf, die auf Betriebssicherheit gegenüber Stoßspannungen, wie sie in Leitungsnetzen vorkommen können (Wanderwellen), untersucht werden müssen. Die Type DBM 13-34 von Telefunken (Bild 1) ist unter besonderer Berücksichtigung dieser Forderungen der Hochspannungs-Technik entwickelt worden.

Sie ist eine Zweistrahlröhre (Bild 2), gestattet also das Aufzeichnen oder das Beobachten von zwei gleichzeitig ablaufenden Vorgängen, z. B. Spannung und Strom am untersuchten Gegenstand. Da sie für Nachbeschleunigung der Elektronenstrahlen eingerichtet ist, ergeben sich für den vorgesehenen Zweck zwei Vorteile: erstens lassen sich die benötigten hohen Beschleunigungsspannungen, max. 11 kV zwischen Anode und Kathode, max. 22 kV zwischen Nachbeschleunigungs-Elektrode und Kathode, leichter erzeugen, denn das Netzanschlußgerät braucht nur zweimal 11 kV gegen Erde zu liefern; zweitens ist die Ablenkempfindlichkeit einer Röhre mit Nachbeschleunigungsspannung stets wesentlich größer als der vergleichbare Wert der Ablenkempfindlichkeit einer Röhre, bei der dieselbe Gesamtbeschleunigungsspannung der Anode allein zugeführt wird. Bei gleicher Ablenkempfindlichkeit kann also — günstigste Konstruktion des elektronenoptischen Systems vorausgesetzt — an einer mit Nachbeschleunigung arbeitenden Röhre eine höhere Anodenspannung angelegt und mit ihr eine größere Schirmhelligkeit erzielt werden als ohne Nachbeschleunigung.

Wie Bild 2 zeigt, sind die beiden Elektrodensysteme parallel zueinander, um den Verzerrungsfehler so klein wie möglich zu halten. Die beiden Kurvenzüge entstehen also übereinander auf dem Schirm. Natürlich ist es möglich, durch zusätzliche Gleichspannungen an den Ablenkplatten die Nulllinien beider Systeme miteinander zur Deckung zu bringen. Wie bei allen Telefunken-Zweistrahlröhren sind die beiden Elektrodensysteme voneinander völlig unabhängig steuerbar, so daß volle Freizügigkeit in der Verwendung der Systeme besteht. Die DBM 13-34 hat wie alle anderen neuzeitlichen Telefunken-Oszillographenröhren eine aufgeschaltete Planscheibe als Leuchtschirmträger, so daß Verzerrungsfehler vermieden werden.

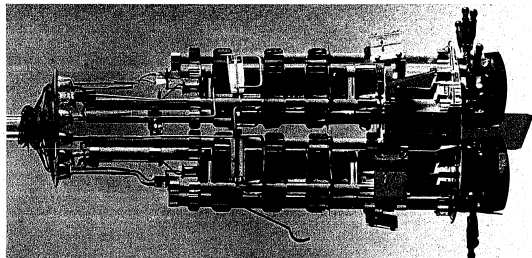


Bild 2: Innerer Aufbau

Heizspannung	6,3 V
Heizstrom	0,3 A
Anodenspannung max.	11 kV
Nachbeschleunigungsspannung max.	22 kV
Schirmgitterspannung max.	4 kV
Fokussierspannung max.	3,5 kV
Gitterableitwiderstand max.	1,5 MOhm
Plattenableitwiderstand max.	5 MOhm
Länge über alles	464 mm
Durchmesser	133 mm

Vorgeschlagene Betriebswerte:	
Anodenspannung	8 kV
Nachbeschleunigungsspannung	16 kV
Schirmgitterspannung	3 kV
Fokussierspannung	1,8—2,5 kV
Gitterspannung	—60 bis —140 V
Ablenkempfindlichkeit der kathoden-nahen Platten	0,10 mm/V
Ablenkempfindlichkeit der schirm-nahen Platten	0,085 mm/V

Ein neues Vollcode-Selektivrufsystem mit Resonanzrelais für Funksprechnetze mit großer Teilnehmerzahl

Von H. J. Fründt

Die Bedeutung des beweglichen UKW-Funksprechverkehrs im modernen Leben ist allgemein bekannt. Sie beruht im wesentlichen auf der Möglichkeit, das Drahtfunktarnetz zu erweitern und zu ergänzen. Während nämlich im Drahtfunktarnetz die einzelnen Sprechstellen fest an einen bestimmten Ort gebunden sind, ermöglicht der Funksprechverkehr die Lösung von dieser Fessel; die Sprechstellen sind Ortsbeweglich geworden.

Ein Funksprechnetze besteht aus einer ortsfesten Sende-Empfangsanlage mit einer angeschlossenen Vermittlungseinrichtung und allen mit dieser ortsfesten Anlage zusammen arbeitenden beweglichen Funksprechnetzen. An der Vermittlungseinrichtung sitzt heute meistens noch ein Beamter, der oft nahezu der einzige Partner aller mit den beweglichen Sprechstellen geführten Gespräche ist. Er kann diese jedoch auch weitervermitteln in ein anderes Funksprechnetze oder in ein Drahtfunktarnetz.

Im Aufbau besteht ein wesentlicher Unterschied zwischen einem Drahtfunktarnetz und einem Funksprechnetze. Im Prinzip ist bekanntlich im Drahtnetz jede einzelne Sprechstelle mit zwei Leitungen an die Zentrale angeschlossen. Hier werden die Leitungen der beiden Partner eines Gespräches automatisch oder — heute nur noch in seltenen Fällen — von Hand durchverbunden. Dies bedeutet, daß für jedes einzelne Gespräch ein besonderer Drahtweg zur Verfügung gestellt wird. Es wäre denkbar, daß man auch in einem Funksprechnetze für jeden Teilnehmer eine besondere Frequenz, d. h. einen eigenen HF-Kanal zur Verfügung stellt. Dies ist aber wegen der beschränkten Anzahl der möglichen HF-Kanäle nicht durchführbar und wäre auch wirtschaftlich nicht tragbar, weil zu jeder beweglichen Sprechstelle auch eine eigene ortsfeste Anlage erforderlich wäre. In einem Funksprechnetze arbeiten deshalb alle beweglichen Teilnehmer mit nur einer einzigen ortsfesten Anlage auf einem HF-Kanal zusammen. Ohne besondere Maßnahmen hört jeder Teilnehmer alles mit, was von der ortsfesten Anlage aus gesendet wird. Es ist also im Gegensatz zum Drahtfunktarnetz nicht möglich, ein Gespräch zu führen, von dem die anderen Teilnehmer nichts merken.

Dies ist in manchen Fällen kein Nachteil, sondern sogar erwünscht, z. B. wenn der Hauptzweck des Funksprechnetzes darin besteht, aus einer Vielzahl von Fahrzeugen das dem Einsatzort zunächst stehende zum Einsatz aufzurufen, wie es im Störtruppendienst der Energieversorgungsunternehmen, im privaten Funksprechdienst größerer Transportunternehmen usw. meist der Fall ist. In anderen Fällen ist jedoch die dauernde Belästigung der Teilnehmer durch die für andere Teilnehmer bestimmten Anrufe unerwünscht oder sogar untragbar; in den öffentlichen von der Post betriebenen Funksprechnetzen, dem Hafen- und dem Stadt- und dem Landstraßenfunk, muß eine möglichst weitgehende Wahrung des Fernsprecheheimnisses garantiert werden.

Anforderungen an Selektivrufsysteme

Diese Forderungen lassen sich erfüllen durch Zusatzgeräte, die man unter dem Begriff „Selektivruf“ zusammenfaßt. Von einem Selektivrufsystem muß man entsprechend den oben aufgestellten Forderungen zunächst verlangen, daß die von der ortsfesten Anlage ausgehenden Anrufe nur in jener Sprechstelle wirksam werden, für die sie bestimmt sind. Vor der Durchgabe der Nachricht muß also ein Zeichen ausgesendet werden, das auf der gewünschten Sprechstelle — und nur auf dieser — ein Signal auslöst, welches — entsprechend dem Weckerzeichen beim Drahttelefon — den Teilnehmer zur Gesprächsaufnahme auffordert. Zusätzlich muß in den meisten Fällen dafür gesorgt werden, daß fremde Gespräche nicht mitgehört werden können.

Damit ein anderer Funksprechteilnehmer, der seinerseits ein Gespräch führen möchte, die Durchführung des laufenden Gespräches durch das Aussenden seines Trägers nicht stört, ist in den an dem laufenden Gespräch unbeteiligten Funksprechstellen nicht nur das Mithören, sondern auch die Trägerabstrahlung zu verhindern. Dieser Zustand muß den Teilnehmern durch ein Besetzzeichen zur Kenntnis gebracht werden. Läuft kein Funkgespräch, so fehlt das Besetzzeichen; meist erscheint ein Freizeichen. Dieses wird auf den Funksprechstellen durch ein besonderes von der ortsfesten Station ausgestrahltes Kriterium, meistens durch einen bestimmten Ton, ausgelöst. In Netzen, in denen der Träger der ortsfesten Anlage nur während der Dauer der Gespräche ausgesendet wird, kennzeichnet das Vorhandensein dieses Trägers den Zustand „besetzt“, sein Fehlen den Zustand „frei“.

Soll also in einem Funksprechnetze ein beweglicher Teilnehmer gerufen werden, so wird als erstes das Freizeichen nicht mehr ausgesendet (bzw. das Besetzzeichen gesendet). Dadurch werden alle Teilnehmer

gesperrt. Durch die folgende selektive Auswahl des gewünschten Teilnehmers wird dessen Anlage als einzige wieder entsperrt; nur dieser Teilnehmer kann hören und sprechen.

Will umgekehrt ein beweglicher Teilnehmer ein Gespräch beginnen, so veranlaßt er zunächst durch die Aussendung eines Ruftones automatisch das Verschwinden des Freizeichens auf der ortsfesten Station (bzw. die Aussendung des Besetzzeichens). Durch den Umstand, daß er selber während dieses Augenblickes, in dem alle übrigen Teilnehmer gesperrt werden, seinen Träger aussendet, muß seine eigene Sperrung verhindert werden, was sich durch eine einfache Kopplung der Sprechstelle mit der automatisch arbeitenden Sperr-einrichtung erreichen läßt.

Verschiedene Selektivrufsysteme

Die Forderung, während der Dauer eines Gespräches alle anderen Sprechstellen zu sperren und nach Beendigung desselben wieder zu entsperren, läßt sich auf die oben beschriebene Art mit geringem Aufwand zuverlässig verwirklichen. Sie wird in allen Selektivrufsystemen auf die geschilderte oder eine ganz ähnliche Weise erfüllt. Es läßt sich auch wohl kaum ein einfacheres, gut funktionierendes Verfahren denken. Für das selektive Rufen der einzelnen Teilnehmer sind jedoch verschiedene Verfahren denkbar.

Bevor diese geschildert und kritisch auf ihre Eignung für den Einsatz im beweglichen UKW-Funksprech-dienst untersucht werden, muß noch auf eine Eigentümlichkeit hingewiesen werden, die das Funksprechnet-z von Drahtfahrsprechnet-z unterscheidet. An die Stelle des Drahtes tritt im Funksprechnet-z die UKW-Ver-bindung. Bekanntlich breiten sich die ultrakurzen Wellen vorzugsweise geradlinig aus, so daß im „Schatten“ von größeren Hindernissen die Feldstärke auf sehr kleine Werte absinken kann. An allen Hindernissen werden andererseits die Wellen reflektiert. Dadurch können u. U. die „Schatten“ aufgehellt werden. Es werden jedoch — zwar räumlich begrenzte aber sehr zahlreiche — sogenannte Nullstellen der Feldstärke beobachtet, an denen der Empfang sehr schlecht oder unmöglich ist, ohne daß darunter die Abwicklung eines Gespräches merklich leidet.

Impulssysteme

Überlegt man sich die Möglichkeiten für das selektive Rufen der einzelnen Teilnehmer in einem Funksprech-netz, so kann man zunächst daran denken, den in Drahtfahrsprechnet-z üblichen Wählvorgang auf die Funk-netze zu übertragen. Im Drahtnetz werden durch die Gleichstromimpulse der Nummernscheibe Dreh-wähler eingestellt, die ihrerseits die Verbindung herstellen. Bei der Anwendung eines solchen Impulssystem-s in Funksprechnet-z muß man eine Reihe von hoch- oder tonfrequenten Impulsen aussenden. Die Länge dieser Impulse, die von einer Nummernscheibe gesteuert werden, beträgt etwa 100 ms für Zeichen- und Trennschritt zusammen. Die Impulse steuern auf allen Funksprechstellen des betreffenden Netzes eine Wähler-apparatur oder eine andere Einrichtung, die im Prinzip wie diese arbeitet. Gerufen und entsperrt wird nur die Sprechstelle, bei der die Wähler auf der ganz bestimmten, für diese Sprechstelle charakteristischen Stellung stehen bleiben.

Die Tatsache, daß in den Verbindungswegen eines Funksprechnet-z im Gegensatz zu den Verbindung-swegen eines Drahtfahrsprechnet-z kurze Unterbrechungen auftreten können, schränkt die Betriebssicherheit der Impulssysteme für den Einsatz in Funksprechnet-z wesentlich ein. Unterbrechungszeiten in der Größen-or-dnung von 50 bis 100 ms treten recht häufig auf. Es gehen also sehr leicht einzelne Impulse verloren und es entstehen Fehlerufe, die zu keiner Verbindung führen. Man kann nun von der anrufenden Station aus nicht entscheiden, ob der Grund hierfür darin zu suchen ist, daß der Angerufene nicht sprechbereit ist, z. B. sein Gerät nicht eingeschaltet hat, oder ob ein Feldstärkeeinbruch während der Dauer des Rufvorganges eingetreten ist.

Das Entstehen von Fehlanrufen, bei denen sich ein nicht gewünschter Teilnehmer meldet, läßt sich zwar vermeiden. Die hierfür erforderlichen Zusatzeinrichtungen sind jedoch verhältnismäßig kompliziert, ver-teuern die Anlagen und verursachen zusätzliche Betriebsstörungsmöglichkeiten.

Die Unsicherheit bezüglich der Ursache für das Nichtzustandekommen der Verbindung zwingt die Ver-mittlungsbeamten — grundlegend abweichend von dem im normalen Fernsprechbetrieb üblichen Verfahren — zu wiederholten Anrufversuchen. Dieser Unterschied zwischen reinem Drahtbetrieb und gemischtem Funk-Draht-Betrieb ist betriebstechnisch sehr unerwünscht. Er ist zusammen mit der — an den Verhältnissen im Drahtbetrieb gemessen — recht großen Gefahr von Fehlanrufen so schwerwiegend, das man Impul-s-systeme als ungeeignet für den Einsatz in Funksprechnet-z betrachten muß.

Vollcodesysteme

Ein anderes denkbare Selektivrufverfahren ist die Aussendung von Einzeltönen oder Tonkombinationen, wobei die Frequenz dieser Töne das Charakteristikum für die Auswahl des gewünschten Teilnehmers ist. Solche

Systeme nennt man Frequenzcodesysteme oder auch kurz Codesysteme. Man arbeitet nicht mit Impulsen, sondern mit Dauertönen, die so lange abgestrahlt werden, bis der gerufene Teilnehmer sich meldet oder der Ruf abgeschaltet wird, weil man zu der Überzeugung gekommen ist, daß die Gegenstelle nicht sprech-bereit ist. Zur Unterscheidung von den weiter unten behandelten Teilcodesystemen bezeichnen wir die mit Dauertönen arbeitenden Codesysteme als Vollcodesysteme. Natürlich muß man solche Töne wählen, die man über die normalen Funksprechgeräte übertragen kann. Da deren NF-Band nur von 300 bis 3000 Hz reicht, müssen die verwendeten Töne ebenfalls innerhalb dieses Bereiches liegen.

Auf den beweglichen Sprechstellen muß man Einrichtungen vorsehen, die auf die gewünschten Töne mit Sicherheit ansprechen, auf die benachbarten aber mit Sicherheit nicht ansprechen. Da die Sprechstellen in der Mehrzahl der Fälle in Personenkraftwagen eingebaut werden, müssen diese Einrichtungen möglichst geringes Gewicht und Volumen haben. Daß der Preis möglichst niedrig sein muß, versteht sich von selbst, da andernfalls sehr oft der wirtschaftliche Nutzen verschwindet, den man sich von der Einrichtung einer ortsbeweglichen Sprechstelle verspricht. Eine solche kleine, leichte und auch billige Einrichtung zum Trennen der Selektivruföne und zur Auslösung des Rufes beim Eintreffen der richtigen Töne besteht aus elektrischen Resonanzkreisen mit je einem Gleichrichter und einem empfindlichen Relais. Ohne besonderen Aufwand gelingt es jedoch nicht, diese Kreise besonders trennscharf zu machen, weil der Gleichrichter und das Relais ziemlich fest an den Kreis angekoppelt werden müssen, damit das Relais die nötige Erregerleistung erhält. Die Kreise werden dadurch ziemlich stark gedämpft. Mit normalen Mitteln kann man diese Glieder so bauen, daß man etwa 15 Töne zwischen 300 und 3000 Hz sicher voneinander trennen kann.

Die Verwendung von Vollcodesystemen mit nur einem Ton hat nun nicht nur den Nachteil, daß die Teil-nehmerzahl auf etwa 15 beschränkt ist. Durch tonmodulierte Störträger können Anrufe vortäuscht werden und man verwendet deshalb Zwei- und Mehrtonsysteme. Verwendet man zwei Töne gleichzeitig, so ist die Gefahr von Anrufen infolge modulierter Störträger schon praktisch gleich Null. Allerdings steht für jeden Einzelton nur die halbe Spannung, d. h. ein Viertel der Leistung, gegenüber einem Eintonsystem zur Ver-fügung. Gleichrichter und Relais müssen deshalb noch fester an den Kreis angekoppelt werden, wodurch dieser auch stärker gedämpft wird. Man kann deshalb in einem Zweiltonsystem nur 10 bis 12 verschiedene Frequenzen verwenden.

Bei gleichzeitiger Aussendung von mehreren Tönen kann man die möglichen Töne verschieden miteinander kombinieren. Wenn man n Töne von m möglichen gleichzeitig aussendet, so spricht man von einem Selektiv-rufsystem m über n kurz geschrieben $\binom{m}{n}$. Die mögliche Teilnehmerzahl in einem solchen System beträgt:

$$\binom{m}{n} = \frac{m(m-1)(m-2)(m-3)\dots(m-n+1)}{1 \cdot 2 \cdot 3 \dots n}$$

Ein von Telefunken entwickeltes Vollcode-Selektivrufsystem $\binom{10}{2}$ ist seit längerer Zeit an den verschie-denen Stellen eingesetzt und hat sich gut bewährt. Die Teilnehmerzahl beträgt $(10 \times 9) : (1 \times 2) = 45$. Sehr oft ist diese Zahl ausreichend, da schon bei 45 Teilnehmern, insbesondere dann, wenn ein größerer Prozentsatz dieser 45 Teilnehmer sogenannte „Vielsprecher“ sind, die Besetzzeiten ziemlich groß werden können. Sobald aber die beweglichen Sprechstellen nicht im Bereich einer ortsfesten Anlage bleiben, sondern auch mit anderen zusammenarbeiten müssen, tritt die Forderung auf, alle Teilnehmer immer unter der gleichen Rufnummer erreichen zu können. In diesen Fällen bietet das System $\binom{10}{2}$ viel zu wenig Kombinationen. Denkt man gar an den Landstraßenfunk, bei dem ein Auto, das mit einer Funksprechanlage ausgerüstet ist, im gesamten Bundesgebiet unter der gleichen Rufnummer erreichbar sein muß, so benötigt man Systeme für einige Zehn-tausend Teilnehmer.

Teilcodesysteme

Solche Teilcodesysteme erreicht man durch mehrfache Anwendung des Codesystems. Man wählt zunächst eine bestimmte Gruppe aus und erst in einem oder mehreren weiteren Schritten den bestimmten Teilnehmer aus dieser Gruppe. Der ganze Ruf setzt sich aus mehreren Teilen zusammen, weshalb man so aufgebaute Systeme „Teilcodesysteme“ nennt. Ein wesentliches Merkmal der Vollcodesysteme, nämlich die ununterbrochene Aussendung der Rufkombination bis zur Meldung des Teilnehmers, geht beim Übergang auf Teil-codesysteme verloren. Da der ganze Rufvorgang zeitlich nicht übermäßig lang werden darf, kann man die Dauer der Aussendung der einzelnen Teilcodekombinationen nicht sehr groß machen; man kann diese nur impulsweise aussenden. Allerdings können die Impulse wesentlich länger sein als bei Impulssystemen.

In der Praxis verzichtet man meist für sehr große Teilnehmerzahlen darauf, das Teilcodesystem aus einem Codesystem für eine möglichst große Teilnehmerzahl aufzubauen. Man verwendet also nicht das System $\binom{10}{2}$

mehrfach, sondern geht zurück auf das System $\binom{5}{2}$, das gerade 10 Kombinationen liefert. Das Teilcodesystem wird dadurch dekadisch und der Wahl mit Nummernscheiben besonders gut angepaßt. Die Wahl jeder einzelnen Ziffer der Rufnummer hat die Aussendung des dieser Ziffer entsprechenden Doppeltones zur Folge. In einem System für einige Zehntausend Teilnehmer werden 5 Doppeltonimpulse ausgesendet. Beim Teilnehmer muß man natürlich ebenfalls 5 Gruppen von je zwei Resonanzgliedern haben, die stufenweise nacheinander eingeschaltet werden. Erst der 5. Impuls löst das Rufzeichen aus und entspermt die Teilnehmeranlage.

Infolge der impulsweisen Aussendung der Tonkombinationen hängt den Teilcodesystemen im Prinzip der gleiche Nachteil an, der den Einsatz von Impulssystemen unmöglich macht. Wegen der größeren Länge der Impulse treten jedoch Fehler bei dem Durchfahren von Nullstellen der Feldstärke sehr viel seltener auf. Trotz der Verwendung von Impulsen sind deshalb die Teilcodesysteme für den Einsatz im beweglichen UKW-Funksprechdienst brauchbar. Vollcodesysteme, denen dieser Nachteil nicht anhaftet, sind aber betriebssicherer. Im folgenden soll nun ein solches Vollcodesystem beschrieben werden, das im Laufe des Jahres 1954 bei Telefunken entwickelt wurde.

Ein neues Vollcodesystem für große Teilnehmerzahlen

Die Teilnehmerzahl eines Vollcodesystems $\binom{m}{n}$ erreicht einige Zehntausend erst, wenn $m > 20$ und $n = 5$ wird oder $m > 30$ und $n = 4$ oder $m > 50$ und $n = 3$. Einer Vergrößerung von m stand bisher das Fehlen von Resonanzgebilden entgegen, die bei genügender Empfindlichkeit selektiv genug sind. Die zur Verfügung stehende Leistung je Einzelfrequenz sinkt quadratisch mit steigendem n . Je größer man also n wählt, um so empfindlicher müssen die Resonanzglieder sein. Eine Verstärkung der vom Funksprechgerät abgegebenen Leistung ist wegen des erhöhten Stromverbrauches der Gesamtanlage äußerst unerwünscht, weil er von der Fahrzeugbatterie gedeckt werden muß; auch der Preis des Selektivrufumsetzers wird durch den zusätzlichen Verstärker stark erhöht. Je kleiner man andererseits n wählt, um so größer muß m sein, d. h. um so größer muß die Trennschärfe der Resonanzglieder sein. Die für den Aufbau eines Vollcodesystems für große Teilnehmerzahlen erforderlichen Resonanzglieder lassen sich, wie schon oben gezeigt, mit elektrischen Schwingungskreisen nicht verwirklichen. Der Gedanke, hierfür mechanische Resonatoren — sogenannte Resonanzrelais oder Frequenzrelais — zu verwenden, ist schon älter. Bisher erfüllten jedoch die auf dem Weltmarkt zur Verfügung stehenden Resonanzrelais die zu stellenden hohen Anforderungen nicht.

Im Laufe des Jahres 1954 wurden auf Anregung und in Zusammenarbeit mit Telefunken bei der Firma Hartmann & Braun (H & B) in Frankfurt am Main die Resonanzrelais weiterentwickelt und im Herbst desselben Jahres standen die ersten Relais zur Verfügung, die brauchbar waren für ein Vollcodesystem $\binom{40}{4}$, das für über 90 000 Teilnehmer ausreicht.

Inzwischen war von der Deutschen Bundespost der öffentliche Landstraßenfunk versuchsweise eingerichtet worden. Als Selektivrufsystem wird zunächst ein dekadisches Teilcodesystem verwendet, wobei man sich jedoch ausdrücklich den Übergang auf ein anderes System vorbehielt, wenn dieses 1. technisch überlegen ist, 2. im Preise, besonders auf der Teilnehmerseite, niedriger oder zumindest nicht höher liegt und 3. greifbar ist, bevor die Anzahl der Teilnehmer am Landstraßenfunk allzu groß geworden ist, weil bei Änderung des Systems alle Teilnehmerstationen umgerüstet werden müssen. Man dachte an einen Übergang auf das Vollcodesystem $\binom{32}{4}$, das den Anschluß von rund 36 000 Teilnehmern ermöglicht.

Schon bevor die Weiterentwicklung der Resonanzrelais abgeschlossen war, wurde deshalb bei Telefunken die Entwicklung eines Systems $\binom{32}{4}$ begonnen, zumal die Arbeiten bei H & B ein brauchbares Relais erwarten ließen. Im Dezember 1954 und im Januar 1955 wurde dieses bei Telefunken entwickelte und mit Resonanzrelais von H & B arbeitende Vollcodesystem vom Fernmelde-technischen Zentralamt erprobt und in Einsatzversuchen mit einem dekadischen Teilcodesystem verglichen.

Diese Versuche ergaben, daß das Vollcodesystem dem Teilcodesystem in bezug auf Anrufssicherheit eindeutig überlegen ist. Wie zu erwarten war, wirkte sich die Überlegenheit bei sehr langsamen Fahrzeugen, z. B. Schiffen, besonders stark aus. Dies bedeutet nicht etwa, daß Teilcodesysteme unbrauchbar sind. Bisher hat das im Landstraßenfunk eingesetzte dekadische Teilcodesystem befriedigend gearbeitet.

Die Teilnehmerseite

Anforderungen an die Resonanzrelais

Nach dem augenblicklichen Stande der Technik lassen sich Resonanzrelais nur für Frequenzen unter etwa 1000 Hz bauen. Für die erforderlichen 32 bis 40 Frequenzen kann deshalb nicht das ganze NF-Band der Funksprechgeräte ausgenutzt werden, sondern nur der Bereich von 300 bis 1000 Hz. Die tiefste benutzte Frequenz sollte nicht unter etwa 350 Hz liegen, da man bei 300 Hz in einigen Geräten schon mit einem Abfall von 3 db im Sender und im Empfänger rechnen muß.

Die an den Selektivrufumsetzern der beweglichen Sprechstellen — d. h. an den Resonanzrelais — zur Verfügung stehende Leistung kann im praktischen Betriebe sehr stark schwanken. So kann z. B. der ortsfeste Sender etwas flüchtig eingeregelt und deshalb 10–20% über- oder untermoduliert sein. Das gleiche gilt für den Selektivrufgeber selber. Diese Werte können sich unter dem Einfluß von Netzspannungsschwankungen oder Röhrenalterung noch vergrößern. Auf der Teilnehmerseite gehen vor allem Röhrenalterung und Ladezustand der Batterie auf die vom Empfänger abgegebene Sprechleistung ein. Weiterhin muß daran gedacht werden, daß die Selektivrufumsetzer mit Geräten verschiedener Firmen zusammengeschaltet werden können. Die Normal-Sprechleistungen dieser Geräte sind etwas unterschiedlich. Berücksichtigt man nun alle diese Tatsachen, so kommt man zu dem Schluß, daß die für vollen Hub am Empfängerausgang zur Verfügung stehende Sprechleistung betriebsmäßig zwischen etwa 0,2 W und 2,5 W schwanken kann. Innerhalb dieser Spanne müssen die Selektivrufumsetzer einwandfrei arbeiten.

Der für Funksprechgeräte zugelassene Klirrfaktor beträgt für Sender und Empfänger 10%. Dies bedeutet, daß die Oberwellen der einzelnen Selektivruföne mit einem Pegel auftreten können, der etwa 1/10 des Sollpegels der Grundfrequenz beträgt. Wie gezeigt wurde, kann aber schon dieser Sollpegel um mehr als 1:10 schwanken. Arbeitet man nun zufällig an der oberen Grenze der Leistung, und ist das System so empfindlich, daß es auch noch bei einem Zehntel dieser Leistung sicher anspricht, so können die Resonanzrelais durch Oberwellen belästigt werden, die auf ihre Frequenz fallen. Dies ist aber nicht zu befürchten, wenn man zwei Gegenmaßnahmen trifft. Als erste beschränkt man sich auf Frequenzen oberhalb von 350 Hz, was bereits aus anderen Gründen als zweckmäßig erkannt wurde. Dann fallen die 3. Harmonischen aus dem benutzten Band heraus. Um Störungen durch die 2. Harmonischen zu vermeiden, benutzt man als zweite Maßnahme nur solche Frequenzen, die ungerade Vielfache einer Grundfrequenz sind. Dann fallen nämlich die 2. Harmonischen immer in die Lücken zwischen den verwendeten Frequenzen und stören gleichfalls nicht. Auf die verwendeten Frequenzen selber fallen nur noch Kombinationstöne. Diese sind immer erheblich schwächer als die Oberwellen. Um Fehlanrufe, d. h. das Ansprechen eines Resonanzrelais auf irgendwelche auf seine Frequenz fallenden Kombinationstöne zu vermeiden, darf man deshalb die Relais nicht zu empfindlich machen.

Ein Umsetzer enthält vier Resonanzrelais, und für jeden Einzelton steht nur ein Viertel des vollen Hubes zur Verfügung, also ein Sechstel der vollen Leistung. Da die Wicklungswiderstände der vier Relais untereinander gleich sind, erhält jedes einzelne Relais wiederum nur ein Viertel hiervon, also nur ein Vierundsechzigstel der vollen Leistung. Für eine Empfängerausgangsleistung von 0,8 W erhält man so eine Normalleistung je Frequenz und Resonanzrelais von 12 mW, während die Minimalleistung 3 mW und die Maximalleistung 40 mW beträgt.

Der normalerweise geforderte Temperaturbereich, innerhalb dessen ein sicheres Arbeiten gewährleistet sein muß, liegt zwischen -20°C und $+60^{\circ}\text{C}$. Wenn nun die Resonanzfrequenz eines Relais infolge der unvermeidlichen Toleranzen beim Frequenzabgleich und infolge des Temperatureinflusses von der Sollfrequenz abweicht, muß trotzdem die Minimalleistung zum sicheren Ansprechen ausreichen. Dabei muß andererseits die Ansprechempfindlichkeit, auch wenn das Relais genau auf der Sollfrequenz liegt, so bemessen sein, daß Kombinationstöne zur Erregung nicht ausreichen.

Die verwendeten Selektivruf Frequenzen müssen, wie gezeigt wurde, einmal im Bereich 350 bis 1000 Hz liegen und zum anderen ungerade Vielfache einer Grundfrequenz sein. Diese Bedingungen werden erfüllt, wenn man den Abstand der einzelnen Frequenzen zu 15 Hz und die Grundfrequenz zu 7,5 Hz wählt. Wegen der möglichen Leistungsschwankungen von etwa 12 db (3 mW bis 40 mW) muß die Selektion der Relais in 15 Hz Abstand wesentlich besser als 15 db sein, um ein Ansprechen auf die Nachbarfrequenz auch dann noch zu vermeiden, wenn diese aus irgendwelchen Gründen zufällig mit zu hohem Pegel auftreten sollte.

Das Resonanzrelais

Resonanzrelais arbeiten auf der Grundlage der Zungenfrequenzmesser. Bei den bekannten Relais wird eine auf die Resonanzfrequenz abgestimmte Stahlzunge vom Magnetfeld der Erregerspule angestoßen. Im

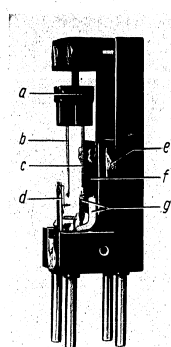


Bild 1:
 Aufbau eines Resonanzrelais von H & B.
 a) mechanisches Koppelglied
 b) zweite Zunge, mech. erregt
 c) erste Zunge, magnet. erregt
 d) Kontaktdraht
 e) Wicklung
 f) Kern
 g) Spulenenden

Falle der Resonanz schlägt die Zunge gegen einen Kontaktdraht und schließt den Kontakt während eines kurzen Teiles der Periode. Die Resonanzkurve eines solchen Relais entspricht in Ihrer Form der Resonanzkurve eines elektrischen Schwingungskreises. Eine solche Kurve ist jedoch nicht brauchbar, da schon eine geringe Verstimmung die Empfindlichkeit erheblich verkleinert. Vielmehr muß, wie aus den oben beschriebenen Forderungen ersichtlich ist, die Kurve möglichst eine Rechteckkurve sein. Näherungsweise erreicht man dies schon durch Relais, die zwei etwas gegeneinander verstimmte Zungen aufweisen. Solche Relais erfüllen die zu stellenden Forderungen bis auf eine, allerdings sehr wesentliche; die Selektion gegen die Nachbarfrequenzen ist noch nicht ausreichend.

Die von H & B entwickelte Form enthält zwei auf die gleiche Frequenz abgestimmte Zungen, von denen die zweite fast unmagnetisch ist. Bild 1 zeigt die Ansicht eines solchen Relais ohne Schutzhaube. Man erkennt die Erregerspule mit ihrem Kern und die beiden Zungen. Die erste, der Spule benachbarte Zunge wird durch das Magnetfeld erregt. Über den Klotz, in den beide Zungen eingespannt sind, und eine elastische Halterung, die den Klotz trägt, wird die zweite Zunge erregt. Die zweite Zunge wird zur Kontaktgabe benutzt. Sie ist so weit von der Spule entfernt, daß ihre magnetische Erregung vernachlässigbar klein ist. Sie wird ausschließlich über das mechanische Koppelglied erregt. Das ganze Relais verhält sich wie ein mechanisches Bandfilter (Bild 2). Es erfüllt alle Forderungen. Ohne die vier Steckfüße hat das Relais eine Länge von 65 mm. Die Breite und die Tiefe betragen je 27 mm. In bezug auf weitere Einzelheiten dieses Relais sei auf eine demnächst erscheinende Veröffentlichung hingewiesen, die z. B. bei Hartmann & Braun vorbereitet wird.

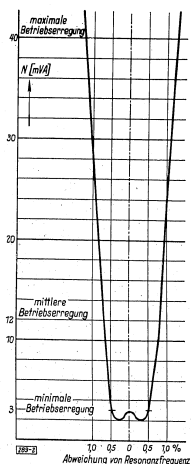


Bild 2: Resonanzkurve eines Resonanzrelais von H & B.

Der Selektivrufumsetzer

Der Selektivrufumsetzer enthält vier Resonanzrelais, deren Erregerspulen parallel geschaltet sind. Die Kontakte sind jedoch in Serie geschaltet, da erst dann ein Strom fließen darf, wenn alle vier Relais ansprechen. Da die Kontakte immer nur während eines kurzen Teiles der Periode schließen, werden alle vier Kontakte nur sehr selten gleichzeitig geschlossen sein. Das Bild 3 zeigt das Prinzipschaltbild des Umsetzers. Mit I...IV sind die Wicklungen der Resonanzrelais bezeichnet und mit 1...4 deren schwingende Kontakte. Wenn der Kontakt 1 schließt, wird der Speicherkondensator C_1 aufgeladen. Sobald 2 schließt, fließt ein Teil der Ladung in den Kondensator C_2 ab. Über 1 wird C_1 dauernd aufgeladen, während er über 2 dauernd entladen wird, bis nach sehr kurzer Zeit C_1 und C_2 auf die gleiche Spannung, die angelegte Gleichspannung, aufgeladen sind. Der geschilderte Vorgang setzt sich über die Kontakte 3 und 4 fort, so daß die Ladung jeweils von einem Kondensator zum nächsten weitergereicht wird. Der letzte Kondensator C_4 schließlich wird laufend über das Folgerelais F entladen, das ein ganz normales Gleichstromrelais ist und mit seinen Kontakten die erforderlichen Schaltvorgänge ausführt. Die Schutzwiderstände $R_1 \dots R_4$ verhindern, daß die Kontakte 1...4 im Anfangszustand, in dem die Kondensatoren entladen sind, zu hohe Ströme schalten müssen und dadurch verbrennen. Bild 4 zeigt einen Selektivrufumsetzer ohne Schutzhaube. Man ersieht daraus, wie klein und kompakt das Gerät mit Resonanzrelais gebaut werden kann. Auf den noch freien Platz kann ein fünftes Resonanzrelais gesteckt werden, das man als Freizeichenrelais braucht, wenn man einen besonderen Ton als Freizeichenkriterium aussendet. Benutzt man das Fehlen des ortsfesten Trägers als Freizeichen, so ist das fünfte Relais nicht erforderlich.

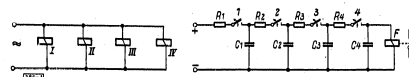


Bild 3: Prinzipschaltbild des Selektivrufumsetzers

Die ortsfeste Seite

Auf der ortsfesten Seite benötigt man einen Selektivrufgeber, der durch die Impulse einer Nummernscheibe gesteuert werden kann und nach Beendigung der Wahl die vier, der gewählten Nummer entsprechenden Frequenzen abgibt. Die Spannung der einzelnen Töne muß möglichst konstant und unabhängig von der Frequenz sein. Der Toleranzbereich, den die Resonanzrelais auf Grund der Bandfilterkurve besitzen, darf möglichst nicht für den Geber in Anspruch genommen werden. Andernfalls müßte die Abgleichgenauigkeit der Relais höher sein und der Temperaturgang kleiner gehalten werden. Hier darf aber kein übermäßiger Aufwand getrieben werden, da bei jedem Teilnehmer vier oder fünf Relais benötigt werden, höhere Kosten sich also an vielen Stellen auswirken. Insgesamt ist es wirtschaftlicher, etwas mehr Aufwand auf der Geberseite zu treiben, denn zur Versorgung eines großen Gebietes reichen verhältnismäßig wenige Geber aus. Es ist deshalb zweckmäßig, die Frequenzkonstanz der Einzeltöne auf etwa $1 \cdot 10^{-4}$ festzulegen.

Die Frequenzen können auf verschiedene Weisen erzeugt werden. Da nur Vielfache von 7,5 Hz benutzt werden, kann man daran denken, von einem Quarz auszugehen und zunächst auf 7,5 Hz herunterzuteilen, um durch anschließende Vervielfachung die einzelnen Töne zu erzeugen. Dies Verfahren erfordert einen beträchtlichen Aufwand an Röhren und Selektionsgliedern.

Andererseits könnte man jede einzelne Frequenz in einer Röhrenschialtung erzeugen. Der Aufwand und der Platzbedarf ist für LC-Generatoren bei den verlangten tiefen Frequenzen recht erheblich und eine Konstanz von $1 \cdot 10^{-4}$ nur mit sehr hochwertigen Bauteilen erreichbar. Billiger und räumlich kleiner sind RC-Generatoren. Auf dem Markt befindliche Massewiderstände sind jedoch nicht brauchbar, da ihre Konstanz über längere Zeiträume nicht so gut ist, daß die verlangte Frequenzkonstanz eingehalten werden kann. Man müßte drahtgewickelte Widerstände und gute Kondensatoren verwenden. Immerhin ist die Verwendung von RC-Generatoren billiger als die vorstehenden beiden Methoden und durchaus näherer Betrachtung wert. Es gibt nun zwei Methoden, nach denen aus 32 oder 40 möglichen Frequenzen gleichzeitig vier beliebige ausgewählt werden können. Man kann einmal 32 bzw. 40 einzelne Generatoren aufbauen und die jeweils verlangten vier einschalten. Das erfordert aber 32 bzw. 40 einzelne Röhrensysteme, also einen nicht sehr kleinen Aufwand. Zum anderen kann man vier Röhrensysteme benutzen und muß dann jeweils die richtigen RC-Glieder an die Röhren anschalten. Hierbei muß der Schwingstrom über die Umschaltkontakte fließen, was leicht zu Störungen Anlaß gibt.

Auch andere Verfahren zur Tonfrequenzerzeugung, z. B. Stimmgabelgeneratoren, wurden kritisch untersucht, ohne daß sich dabei besondere Vorteile ergeben hätten. Dagegen bietet ein Lichtongenerator bei erträglichem Aufwand maximale Betriebssicherheit und leichteste Wartung und Überprüfung im Einsatz. Der von Telefunken entwickelte Selektivrufgeber für das System $\binom{32}{4}$ bzw. $\binom{40}{4}$ ist deshalb als Lichtongenerator aufgebaut.

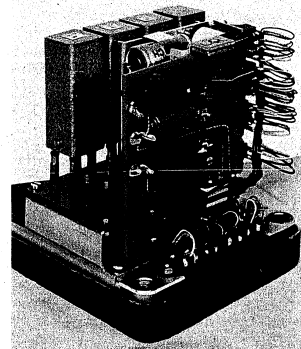


Bild 4: Selektivrufumsetzer mit Resonanzrelais ohne Schutzhaube

Der Lichtongenerator

Einen Lichtongenerator erhält man, wenn man eine Fotozelle durch einen Lichtstrahl beleuchtet und diesen Strahl durch eine bewegte Tonspur zerhackt. Die Tonspuren für die verlangten 32 Frequenzen wurden aus konstruktiven Gründen auf vier Plexiglasscheiben verteilt, von denen jede acht Spuren

trägt. Es ist möglich, zehn Spuren auf einer Scheibe unterzubringen, so daß man 40 Frequenzen zur Verfügung hat. Das Bild 5 zeigt eine Tonspurscheibe mit 8 Spuren. Durch die Plexiglasscheibe hindurch sieht man den antreibenden Synchronmotor, einen normalen Uhrenmotor. Die Motoren werden aus einer Quelle gespeist, deren Frequenz mindestens die verlangte Konstanz von $1 \cdot 10^{-4}$ aufweist. Die einzelnen Tonspuren müssen sich phasenrichtig in sich selber schließen. Bei größeren Phasensprüngen würden nämlich die Zungen der Resonanzrelais nie richtig auf ihre volle Amplitude kommen, weil sie nach dem Phasensprung zunächst wieder abgebremst würden.

Die Motoren, die für 50 Hz eine Umdrehungszahl von 375 U/min haben, werden mit 60 Hz gespeist, so daß sie $450 \text{ U/min} = 7,5 \text{ U/sec}$ machen. Da 7,5 gleichzeitig der gemeinsame Teiler aller verlangten Frequenzen ist, wird es hierdurch möglich, alle Tonspuren ohne Phasensprünge anzufertigen. Die

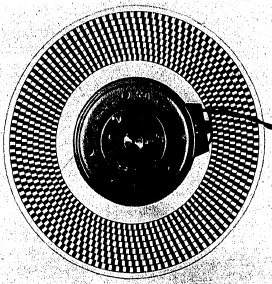


Bild 5: Tonspurscheibe mit Synchronmotor.

verlangten 60 Hz werden durch Teilung aus einer Quarzfrequenz gewonnen und anschließend auf eine für die vier Motoren ausreichende Leistung verstärkt. Hinter jeder Spur befindet sich eine Fotozelle, vor jeder Spur eine Fassung mit einer Optik und einer Lampe. Die Optik bildet einen von der Lampe beleuchteten Spalt auf der Tonspur ab. Bild 6 zeigt einen Lichtgenerator für acht Frequenzen, der jedoch nur für vier Frequenzen mit Fotozelle, Optik und Lampe bestückt ist. Im Selektivrufrufer sind vier solcher Lichtgeneratoren enthalten.

Im Betriebe laufen die Tonspurscheiben dauernd. Alle 32 bzw. 40 Fotozellen liegen mit ihren Ausgängen dauernd parallel am zweistufigen Fotzellenverstärker. Die verlangten Frequenzen werden eingeschaltet, indem die betreffende Lampe eingeschaltet wird. Kontakte sind also nur im Lampenstromkreis vorhanden, wo sie infolge der verhältnismäßig hohen Stromstärke zu Störungen kaum Anlaß geben dürften. Zur Erhöhung der Lebensdauer werden die Lampen

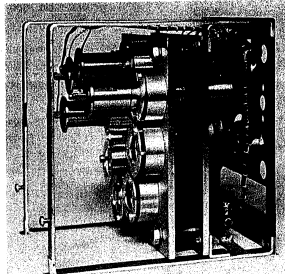


Bild 6: Lichtgenerator für acht Frequenzen, bestückt für vier Frequenzen

mit Unterspannung betrieben. Ein Regler im Lampenstromkreis gestattet, die Helligkeit und damit die Amplitude der von der Fotozelle abgegebenen Spannung in gewissen Grenzen zu regeln. Der zweistufige Fotzellenverstärker hebt die Tonfrequenzspannungen auf den zum Modulieren des Senders erforderlichen Pegel an. Ein dem Verstärker nachgeschalteter Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz dicht oberhalb der höchsten benutzten Frequenz liegt, unterdrückt die durch Schwarz-Weiß-Tastung des Lichtes entstehenden Oberschwingungen.

Der Wahlumsetzer

Die Auswahl der verlangten vier Frequenzen muß durch Wahl einer bestimmten Nummer mit Hilfe einer normalen Nummernscheibe möglich sein. Dies ist sehr leicht zu erfüllen, wenn man die Nummern der vier Frequenzen nacheinander wählt. Stehen mehr als zehn Frequenzen zur Auswahl, so werden allerdings die Nummern der einzelnen Frequenzen zweistellig und damit die Teilnehmernummern achsstellig, also ungewöhnlich lang. Aus diesem Grunde ist ein sogenannter Wahlumsetzer vorgesehen, der es ermöglicht, mit sechsstelligen Teilnehmernummern auszukommen.

Die 40 Frequenzen werden zunächst in vier Gruppen eingeteilt, wobei die erste Gruppe aus den Frequenzen mit den Nummern 1 bis 10 besteht, die zweite Gruppe aus denjenigen mit den Nummern 11 bis 20 usw. Zur

Einstellung der vier Einzelfrequenzen dienen vier Drehwähler mit je vier Kontaktbänken. Die Stellung der Drehwähler legt die Nummer der Frequenz innerhalb der Gruppe fest, während die Gruppe selber durch die benutzte Kontaktbank bestimmt wird. Man kann nun mit diesen vier Drehwählern durch Wahl von vier Ziffern die vier verlangten Frequenzen einstellen, wenn man vorher dafür gesorgt hat, daß jeweils die richtige der vier Kontaktbänke benutzt wird, d. h. vorher festgelegt hat, zu welchen Gruppen die verlangten Frequenzen gehören.

Kann man n Elemente (in unserem Fall vier Einzelfrequenzen) beliebig auf r Gruppen (in unserem Fall vier Gruppen) verteilen, so gibt es nach der Kombinationslehre hierfür $\binom{n+r-1}{r-1}$ Möglichkeiten. In unserem Falle existieren also $\binom{4+4-1}{4-1} = 35$ verschiedene Möglichkeiten, für die Auswahl der richtigen Kontaktbänke auf den vier Drehwählern. Man kann also durch eine zweiziffrige Vorwahl aus diesen 35 Möglichkeiten die richtige herausuchen. Die gesamte Rufnummer wird also sechsstellig. Durch die ersten beiden Ziffern stellt man zwei Vorwähler ein. Diese sind mit den vier anderen Wählern so verdrahtet, daß die Stellung des ersten Vorwählers die Aufteilung der ersten beiden Frequenzen auf die vier Gruppen festlegt und die Stellung des zweiten Vorwählers die Aufteilung der letzten beiden Frequenzen.

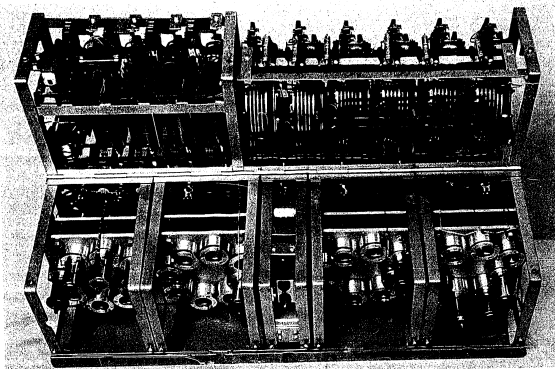


Bild 7: Haupteinschub des Selektivrufrufers, Ansicht von hinten, Schutzhauben abgenommen

Der Selektivrufrufer

Den wesentlichen Teil des Selektivrufrufers zeigt Bild 7. Man erkennt rechts und links je zwei Lichtgeneratoren und in der Mitte dazwischen den Fotzellenverstärker. Darüber sieht man eine hochgeklappte Baugruppe. Der rechte Teil derselben enthält die sechs Drehwähler des Wahlumsetzers, der linke Teil einige Relais. Von diesen gehören nur sechs zum Umsetzer, die übrigen dienen anderen Zwecken, wie der Einleitung der Wahl, der Auswertung von Anrufen und Schlußrufen der Teilnehmer usw. Die beiden in Bild 7 gezeigten Teile sind zu einem Einschub mit einer Höhe von 270 mm zusammengefaßt. Der Wahlumsetzer ist hochklappbar, um die Wartung der Drehwähler und der Relaiskontakte zu erleichtern.

Außer diesem Einschub besteht der ganze Geber noch aus zwei weiteren Einschüben. Einer enthält die Quarzstufe, den Frequenzteiler und den Leistungsverstärker für die Speisung der Synchronmotoren, er hat eine Höhe von 100 mm. Der andere Einschub enthält ein Netzgerät, das alle für den Geber erforderlichen Spannungen mit der erforderlichen Konstanz liefert. Die Höhe des Netzgerätes beträgt 166 mm. Alle drei Einschübe sind in der Postbauweise V 52 ausgeführt.

Die Verwendung eines Lichtgenerators bringt nicht nur den Vorteil mit sich, daß sich der Geber auf diese Weise mit dem kleinsten Aufwand bauen läßt, sondern ermöglicht auch eine Wartung und Überprüfung

mit den einfachsten Mitteln. An den Einsatzorten sind selten Geräte vorhanden, die eine Überprüfung der einzelnen Frequenzen mit der erforderlichen hohen Genauigkeit ermöglichen. Bei der Anwendung von LC- oder RC-Generatoren können durch irgendwelche Fehler einzelne Frequenzen von ihrem Sollwert abweichen, und man benötigt Frequenzmeßgeräte mit einer absoluten Genauigkeit von mehr als $1 \cdot 10^{-4}$, um die einzelnen Frequenzen nachprüfen zu können. Der Lichtgenerator läßt sich ohne diese Geräte über die Synchronmotoren nur entweder mit der richtigen Tourenzahl laufen oder überhaupt ausfallen. Das Vorbleiben, kann eine Frequenz nur entweder ihren richtigen Wert haben oder überhaupt ausfallen. Das Vorhandensein oder Fehlen läßt sich mit einem Kopfhörer feststellen, die absolute Höhe der Frequenz braucht nicht überprüft zu werden. Die Amplitude der einzelnen Frequenzen kann mit einem normalen Voltmeter durch einen Regler im Lampenstromkreis wieder auf den Sollwert einstellen.

Fordert man die Möglichkeit, die einzelnen Frequenzen mittels einer Nummernscheibe wählen zu können, so muß man Drehwähler verwenden. Diese Bauteile haben sich in der Fernsprechtechnik, wo sie nur Gleichströme zu schalten brauchen, sehr gut bewährt. Sie sind jedoch erfahrungsgemäß nicht besonders geeignet, wenn man kleine Wechselströme schalten muß. Ein Vorteil des Lichtgenerators liegt deshalb auch darin, daß die Drehwähler nur für solche Schaltvorgänge verwendet werden, für die sie sich in der Fernsprechtechnik seit langem bewährt haben. Diese Tatsache und die im Prinzip begründete Gewähr für die absolute Einhaltung der richtigen Frequenzen verleihen dem beschriebenen Geber einen außerordentlich hohen Grad von Betriebssicherheit.

Zusammenfassung

Nach einer Aufzählung der wesentlichen an ein Selektivsystem für bewegliche UKW-Funksprechdienste zu stellenden Anforderungen werden verschiedene mögliche Systeme betrachtet und gezeigt, warum Vollcodesysteme die größte Anrufersicherheit besitzen.

Anschließend wird ein neues Vollcodesystem für große Teilnehmerzahlen beschrieben, das nach dem System $\binom{32}{4}$ bzw. $\binom{40}{4}$ arbeitet. Die Entwicklung eines solchen Systems wurde ermöglicht durch die neuen von Hartmann Braun entwickelten Resonanzrelais mit Bandfiltercharakteristik. Diese Relais werden kurz beschrieben. Der Selektivrufumsetzer auf der Teilnehmerseite enthält im wesentlichen vier derartige Resonanzrelais, zu denen in Funknetzen, die mit Dauertträger und Freizeichentönen arbeiten, noch ein fünftes als Freizeichenrelais hinzukommt.

Der Selektivrufgeber auf der ortsfesten Seite ist als Lichtgenerator ausgebildet. Dies hat den wesentlichen Vorteil, daß die Frequenz der einzelnen Töne immer auf dem Sollwert liegen muß, wodurch die Wartung außerordentlich einfach wird. Die Töne werden von Synchronmotoren angetrieben, deren Speisenspannung von einem Quarz abgeleitet wird. Ein zugehöriger Wählumsetzer gestattet, mittels einer normalen Nummernscheibe jede beliebige Vierstufenkombination durch Wahl einer sechsstelligen Nummer einzustellen.

Die Überlegenheit des Vollcodesystems über das bisher verwendete Teilcodesystem hat sich in Einsatzversuchen, die von der Deutschen Bundespost durchgeführt wurden, erwiesen. Diese Überlegenheit kommt beim Verkehr mit sehr langsamen Fahrzeugen, wie z. B. Schiffen, besonders zum Ausdruck.

Die Überlegungen, die zur Wahl des Lichtgenerators führten, stammen im wesentlichen von Herrn Hans Müller, der auch die ersten Vorversuche anstellte. Die Geräte sowohl für die ortsfeste als auch für die Teilnehmerseite wurden von Herrn J. Schön und seinen Mitarbeitern entwickelt.

Grundlagen für die rechnerische Behandlung von Transistorverstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung

Von Werner Benz

Die Rückkopplung, insbesondere die Gegenkopplung, stellt ein bei Röhrenverstärkern häufig benutztes Mittel dar, mit dessen Hilfe gewisse Eigenschaften der Verstärker stark beeinflusst werden können: die nicht-linearen Verzerrungen, die Höhe und die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, die Betriebswiderstände (Eingangswiderstand und Ausgangswiderstand) sowie die Abhängigkeit der Verstärkung von Änderungen der Röhreneigenschaften (durch Betriebsspannungsschwankungen und Alterung). Es ist naheliegend, auch bei Transistorverstärkern dieses einfache und bewährte Mittel anzuwenden [1] [2]. Hinsichtlich der Rückkopplung als solcher werden dadurch keine grundsätzlich neuen Probleme aufgeworfen, doch müssen einige spezielle Fragen untersucht werden, die sich aus den Besonderheiten des Transistors ergeben.

Verschiedene Eigenschaften der Transistoren weichen von den entsprechenden der Röhren stark ab, daher werden für die Auslegung der Rückkopplungsschaltungen bei Transistorverstärkern teilweise andere Gesichtspunkte maßgebend sein als bei Röhrenverstärkern. Erwähnt seien in diesem Zusammenhang: die starke Abhängigkeit des Eingangswiderstandes einer Transistorverstärkerstufe von der ausgangsseitigen und des Ausgangswiderstandes von der eingangsseitigen Belastung bei allen drei Transistor-Grundsaltungen (Bild 1), der niedrige Wert des Eingangswiderstandes insbesondere bei der Basisschaltung, aber auch bei der Emitterschaltung, die Abhängigkeit der Transistoreigenschaften von der Frequenz.

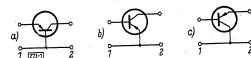


Bild 1: Die drei Grundschaltungen des Transistors
a) Basisschaltung; b) Emitterschaltung;
c) Kollektorschaltung

Die folgenden Ausführungen betreffen den Transistorverstärker mit Reihen- und Parallelrückkopplung. Nach einem Überblick über die einfacheren Rückkopplungsschaltungen dieser Art wird die rechnerische Behandlung solcher Anordnungen in allgemeiner Form betrachtet. Eine Zusammenstellung der dafür erforderlichen Formeln und Zusammenhänge in einer Reihe von Tabellen soll die bequeme rechnerische Untersuchung aller Rückkopplungsschaltungen der hier behandelten Schaltungstypen ermöglichen. Auf spezielle Fragen und auf einzelne Schaltungen wird dabei nicht näher eingegangen; dies bleibt einer später erscheinenden Arbeit vorbehalten.

1. Schaltungsarten von rückgekoppelten Verstärkern und ihre Darstellung durch Kombinationen von Vierpolen und Sechspolen

Es gibt Verstärker mit einfacher und solche mit mehrfacher Rückkopplung. Bei mehrstufigen Verstärkern lassen sich nicht nur einzelne Stufen mit Rückkopplung betreiben, sondern man kann auch Rückkopplungen über mehrere Stufen oder über alle Stufen ausdehnen. Bei Verstärkern mit mehrfacher Rückkopplung können die einzelnen Rückkopplungen getrennt voneinander angeordnet sein oder direkt miteinander zusammenhängen. Alle diese Schaltungen sind als Kombinationen von aktiven und passiven Vierpolen (mit zwei Klemmenpaaren) und Sechspolen (mit drei Klemmenpaaren) darstellbar. Sie lassen sich dann auf einige Grundschaltungen zurückführen, so daß die Unterschiede der verschiedenen Anordnungen hinsichtlich der Rückkopplung leicht zu übersehen und zu kennzeichnen sind. Für Transistor-Verstärker eignet sich diese Darstellungsart besonders gut.

Die einfachsten Verstärkeranordnungen mit einer einzigen Rückkopplung bestehen aus der Zusammenschaltung eines aktiven und eines passiven Vierpols. Der aktive Vierpol enthält die verstärkenden Schaltelemente (Röhren, Transistoren); er kann ein einstufiger oder ein mehrstufiger Verstärker sein. Der passive Vierpol dient dazu, einen Teil der Ausgangsspannung oder des Ausgangsstromes des aktiven Vierpols in dessen Eingangskreis zurückzuführen. Es gibt hierbei vier verschiedene Grundschaltungen [3] (S. 86...89): 1. Reihenschaltung von aktivem und passivem Vierpol auf beiden Seiten (Reihenrückkopplung), 2. Parallelschaltung von aktivem und passivem Vierpol auf beiden Seiten (Parallelrückkopplung), 3. Reihenschaltung von aktivem und passivem Vierpol auf der Eingangsseite, Parallelschaltung auf der Ausgangsseite (Reihenparallelrückkopplung), 4. Parallelschaltung von aktivem und passivem Vierpol auf der Eingangsseite, Reihenschaltung auf der Ausgangsseite (Parallelreihenrückkopplung).

Rückkopplungen dieser Art beeinflussen den Eingangswiderstand und den Ausgangswiderstand des Verstärkers [4] (S. 216...220). Bei Änderung der Rückkopplung ändern sich diese beiden Widerstände.

Von diesen einfachsten Rückkopplungsschaltungen kommt man zur allgemeinsten Verstärkeranordnung mit einer einzigen Rückkopplung, wenn der aktive und der passive Vierpol auf der Eingangsseite und auf

der Ausgangsseite nicht direkt miteinander und mit der Signalspannungsquelle bzw. dem Verbraucher verbunden werden, sondern jeweils über einen passiven Sechspol. Die beiden Sechspole können dabei so ausgelegt werden, daß Änderungen der Übertragungseigenschaften des passiven Vierpols sich nicht auf den Eingangswiderstand und auf den Ausgangswiderstand der gesamten Anordnung auswirken [5] (S. 11).

Ein rückgekoppelter Verstärker, der aus einem aktiven und einem passiven Vierpol besteht, ist insgesamt ebenfalls wieder ein aktiver Vierpol. Gewisse Schaltungen von Verstärkern mit mehrfacher Rückkopplung können daher als Kombinationen eines resultierenden aktiven Vierpols, eines passiven Vierpols und gegebenenfalls zweier passiver Sechspole betrachtet werden, wobei der resultierende aktive Vierpol selbst wieder eine derartige Kombination oder eine Kettenschaltung von solchen Kombinationen darstellt.

Mit Hilfe des bisher betrachteten Schemas lassen sich diejenigen Schaltungen von mehrfach rückgekoppelten Verstärkern erfassen, bei denen die einzelnen Rückkopplungen getrennt voneinander angeordnet sind. Wenn aber mehrere Rückkopplungen direkt miteinander zusammenhängen, kommt man auch in den einfachsten Fällen auf Kombinationen von Vierpolen und gegebenenfalls Sechspolen, die wenigstens zwei aktive Vierpole enthalten.

Für Zusammenschaltungen von mehreren aktiven Vierpolen oder gar Sechspolen mit passiven Vierpolen und Sechspolen gibt es sehr viele Möglichkeiten. Wichtig hinsichtlich der praktischen Anwendung sind Anordnungen aus zwei Verstärkervierpolen und einem passiven Vierpol, die so kombiniert sind, daß eine über die Kaskadenschaltung der beiden Verstärkervierpole sich erstreckende Rückkopplung entsteht und gleichzeitig eine weitere Rückkopplung, die lediglich den einen der beiden Verstärkervierpole betrifft.

2. Schaltungen von Verstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung

Im folgenden beschränken wir uns auf die Behandlung zweier Gruppen von Rückkopplungsschaltungen. Die erste Gruppe sind die Schaltungen mit einer einzigen Rückkopplung, die als Kombinationen eines aktiven und eines passiven Vierpols betrachtet, die zweite die Schaltungen mit mehrfacher Rückkopplung, die als Kombinationen zweier aktiver und eines passiven Vierpols dargestellt werden können. Hierbei werden der Übersichtlichkeit halber für die einzelnen Kombinationen nur solche Vierpole benutzt, bei denen eine Klemme des Eingangsklemmenpaares direkt mit einer Klemme des Ausgangsklemmenpaares verbunden ist. Für die weiteren Betrachtungen bedeutet dies keine Einschränkung, denn die für die praktische Anwendung in Betracht kommenden Variationen der beiden Schaltungsgruppen können wenigstens zur rechnerischen Behandlung in dieser Art dargestellt werden. In den Bildern sind die Vierpole einfach als Dreipole gezeichnet; Bild 2 gibt die Erläuterung hierzu.

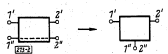


Bild 2: Ersatz eines Vierpols mit zwei Klemmenpaaren und einer durchgehenden Leitung durch einen Dreipol

Beispiele von Schaltungen, die zu diesen beiden Gruppen gehören, sind in den Bildern 3 bis 8 wiedergegeben. Eingangübertrager und Ausgangsübertrager sind nur dann angegeben, wenn sie gleichzeitig für die Rückkopplungseinrichtung benutzt werden. Die mit den Eingangs- und Ausgangsklemmen der gesamten rückgekoppelten Verstärkeranordnungen verbundenen Wicklungen dieser Übertrager wurden weggelassen.

Die Bilder 3 bis 6 betreffen Anordnungen aus einem Verstärkervierpol und einem passiven Vierpol. Die einzelnen Schaltungen unterscheiden sich durch die Art der Zusammenschaltung der beiden Vierpole sowie durch die Schaltung des passiven Rückkopplungsvierpols.

In Bild 3 sind zwei Beispiele für die Reihenrückkopplung angegeben. Die Schaltung Bild 3a zeigt die einfachste Möglichkeit dieser Art; der passive Vierpol besteht dabei aus einem einzigen Widerstand. Bei der Schaltung Bild 3b enthält der passive Vierpol außer dem Widerstand noch einen besonderen Rückkopplungsübertrager.

Drei Beispiele für die Parallelrückkopplung sind in Bild 4 dargestellt. Auch bei dieser Schaltungsart kann der passive Vierpol aus einem einzigen Widerstand bestehen (Bild 4a). Abwandlungen dieser einfachen Schaltung ergeben sich leicht, wenn der Widerstand nicht direkt mit dem Ausgang oder dem Eingang des Verstärkervierpols verbunden, sondern an eine zusätzliche Wicklung des Ausgangsübertragers oder des Eingangübertragers angeschlossen wird (Bild 4b und Bild 4c), falls ein solcher vorhanden ist.

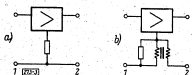


Bild 3: Verstärker mit Reihenrückkopplung

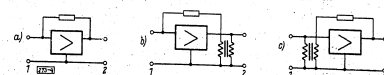


Bild 4: Verstärker mit Parallelrückkopplung

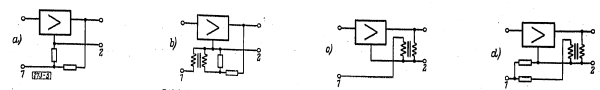


Bild 5: Verstärker mit Reihenparallelrückkopplung

Bild 5 zeigt vier Verstärkerschaltungen mit Reihenparallelrückkopplung. Bei der Schaltung Bild 5a besteht der passive Vierpol aus einem Widerstandspannungsteiler. Die Schaltung Bild 5b enthält in ihrem passiven Teil ebenfalls einen solchen Spannungsteiler, außerdem aber noch einen besonderen Übertrager. Bei der Schaltung Bild 5c ist der Ausgangsübertrager mit einer zusätzlichen Wicklung versehen, die in Reihe zur Eingangsseite des Verstärkervierpols liegt. Der passive Vierpol der Schaltung Bild 5d enthält einen Spannungsteiler, dessen Längswiderstand mit einer Zusatzwicklung des Ausgangsübertragers verbunden ist. Entsprechende Anordnungen für Parallelreihenrückkopplung sind in Bild 6 dargestellt. Bei den Schaltungen nach Bild 6c und 6d erhält dann sinngemäß der Eingangsübertrager eine zusätzliche Wicklung.

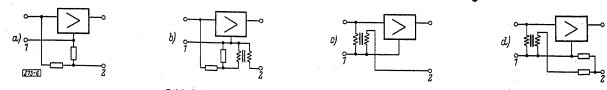


Bild 6: Verstärker mit Parallelreihenrückkopplung

Einige Schaltungen, die aus zwei Verstärkervierpolen und einem passiven Vierpol bestehen, sind in den Bildern 7 und 8 angegeben. Der passive Vierpol ist dabei so angeordnet, daß eine über beide Verstärker sich erstreckende Rückkopplung und gleichzeitig eine eigene Rückkopplung für den einen der beiden Verstärkervierpole zustande kommt. Die über beide Verstärkervierpole wirkende Rückkopplung ist bei den Schaltungen von Bild 7 eine Reihenparallelrückkopplung, bei den Schaltungen von Bild 8 eine Parallelreihenrückkopplung. Durch die Reihenparallelrückkopplung ergibt sich eine zusätzliche Reihenrückkopplung für den ersten Verstärkervierpol (Bild 7), durch die Parallelreihenrückkopplung eine zusätzliche Reihenrückkopplung für den zweiten (Bild 8). Die passiven Rückkopplungsvierpole selbst entsprechen denjenigen der Schaltungen von Bild 5 und Bild 6.

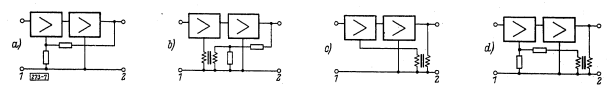


Bild 7: Kaskadenschaltungen zweier Verstärker mit Reihenparallelrückkopplung über beide Verstärker, die gleichzeitig eigene Reihenrückkopplung für den ersten Verstärker ergibt

Bei der praktischen Ausführung von Rückkopplungsschaltungen wird man bestrebt sein, den Aufwand an Schaltelementen möglichst klein zu halten. Deshalb kommen Rückkopplungsübertrager nur in Betracht, wenn besondere Gründe dafür sprechen. Wenn ein Verstärker aber sowieso mit einem Eingangübertrager und einem Ausgangsübertrager ausgerüstet werden muß, macht es häufig keine Schwierigkeiten, bei diesen noch eine zusätzliche Rückkopplungswicklung vorzusehen.

Befindet sich ein Übertrager im Rückkopplungsweg, so kann man durch Umpolung einer Wicklung leicht von Mitkopplung auf Gegenkopplung übergehen oder umgekehrt. Bei derartigen Schaltungen ist daher unabhängig von den Übertragungseigenschaften der aktiven Vierpole sowohl Mitkopplung als auch Gegenkopplung möglich. Enthält der Rückkopplungsweg jedoch keinen Übertrager, wie bei den jeweils unter a) angegebenen Schaltungen der Bilder 3 bis 8, so hängt das Vorzeichen der Rückkopplung lediglich davon ab, ob die aktiven Vierpole von Seite 1 nach Seite 2 ohne oder mit Phasenumkehr übertragen. Beispielsweise ergibt sich bei den in den Bildern 3a, 4a, 5a und 6a gezeigten Schaltungen Mitkopplung, wenn der aktive Vierpol ohne Phasenumkehr verstärkt. Findet die Verstärkung mit Phasenumkehr statt, so hat man Gegenkopplung. Bei den Schaltungen nach Bild 7a und 8a wird die Rückkopplung über beide Verstärkervierpole

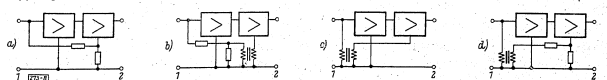


Bild 8: Kaskadenschaltungen zweier Verstärker mit Parallelreihenrückkopplung über beide Verstärker, die gleichzeitig eigene Reihenrückkopplung für den zweiten Verstärker ergibt

negativ, wenn bei beiden die Übertragung von Seite 1 nach Seite 2 ohne Phasenumkehr erfolgt. Die gleichzeitig zustande kommende zusätzliche Reihenrückkopplung bei jeweils einem der beiden Verstärkervierpole wird aber positiv. Verstärken beide aktive Vierpole mit Phasenumkehr, dann werden beide Rückkopplungen negativ. Findet nur beim ersten aktiven Vierpol eine Phasenumkehr statt, beim zweiten aber nicht, dann ergibt sich eine positive Rückkopplung über beide aktive Vierpole, außerdem bei der Schaltung Bild 7a eine negative Rückkopplung für den ersten Verstärkervierpol, bei der Schaltung Bild 8a eine positive Rückkopplung für den zweiten Verstärkervierpol. Wenn schließlich der erste aktive Vierpol ohne und der zweite mit Phasenumkehr verstärkt, dann wird die über beide aktive Vierpole sich erstreckende Rückkopplung positiv, außerdem bei der Schaltung Bild 7a die eigene Rückkopplung des ersten aktiven Vierpols positiv, bei der Schaltung Bild 8a die eigene Rückkopplung des zweiten aktiven Vierpols negativ.

Es sei hier daran erinnert, daß die drei Grundschaltungen des Transistors (Bild 1) sich hinsichtlich der Phasenverhältnisse bei der Übertragung verschieden verhalten. Bei der Emitterschaltung tritt (für tiefe Frequenzen) Phasenumkehr ein, bei der Basisschaltung und bei der Kollektorschaltung nicht, wenn die Übertragung jeweils von Seite 1 nach Seite 2 erfolgt. Sowohl bei Verstärkervierpolen, die nur einen Transistor enthalten, als auch bei solchen, die Kettschaltungen aus mehreren Transistorstufen bilden, kann daher Verstärkung ohne oder mit Phasenumkehr erzielt werden, ohne daß hierbei ein Übertrager Anwendung findet.

3. Die rechnerische Behandlung von Transistorverstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung

Die Darstellung eines rückgekoppelten Verstärkers als Kombination von aktiven und passiven Vierpolen und Sechspolen gibt ein vereinfachtes Bild seines inneren Schaltungsaufbaues. Für seine Wirkung zwischen äußeren Schaltelementen kann er jedoch (wenigstens in den meisten praktisch vorkommenden Fällen) als ein Vierpol betrachtet werden, dem an seinem Eingangsklemmenpaar eine Leistung zugeführt und an seinem Ausgangsklemmenpaar eine Leistung entnommen wird. Letzten Endes will man immer sein Verhalten zwischen einer Signalspannungsquelle mit innerer Impedanz und einem Verbraucher kennenlernen. Um dieses Verhalten untersuchen zu können, müssen die Eigenschaften des den gesamten Verstärker darstellenden resultierenden Vierpols bekannt sein.

Die Bestimmung dieser Eigenschaften kann auf folgende Weise vorgenommen werden: Für die vollständige und ausführliche Schaltung der gesamten Anordnung, in der die aktiven Elemente des Verstärkers durch Ersatzschaltungen mit gesteuerten Spannungs- oder Stromquellen dargestellt sind, wird mit Hilfe der Kirchhoffschen Regeln ein Gleichungssystem aufgestellt; aus ihm werden dann die das Verhalten der Gesamtschaltung bestimmenden Größen ermittelt. Dieses Verfahren läßt sich dahingehend abwandeln, daß man in geeigneter Weise bestimmte Teile der ausführlichen Schaltung zusammenfaßt, dann die Eigenschaften dieser Schaltungsteile bestimmt und schließlich ihre Kombination zur Gesamtanordnung untersucht. Im Grunde genommen wird lediglich dieses Prinzip verwendet, wenn geeignete Kenngrößen eines resultierenden Vierpols, der aus der Kombination mehrerer Vierpole und gegebenenfalls Sechspole besteht, aus entsprechenden Kenngrößen der einzelnen Vierpole und Sechspole ermittelt werden. Strecker und Feldtkeller haben gezeigt, daß derartige Aufgaben mit Hilfe der Matrizenrechnung auf besonders einfache und elegante Weise gelöst werden können [3] (S. 75).

Bei der ersten Gruppe der Rückkopplungsschaltungen, die wir hier näher betrachten, besteht der resultierende Vierpol aus einer Kombination eines aktiven und eines passiven Vierpols. Die Behandlung derartiger Zusammenschaltungen zweier Vierpole nach dem von Strecker und Feldtkeller angegebenen Verfahren führt zu folgenden sehr einfachen Regeln [3] (S. 86...89): Bei der Reihenschaltung ergibt sich die Widerstandsmatrix derselben durch Addition der Widerstandsmatrizen, bei der Parallelschaltung deren Leitwertmatrix durch Addition der Leitwertmatrizen der einzelnen Vierpole. Das Entsprechende gilt bei der Reihenparallelschaltung für die Reihenparallelmatrizen. Hinzugefügt sei hier noch, daß für die Kettschaltung mehrerer Vierpole, die bei Verstärkern recht häufig vorkommt, eine andersartige Regel gilt: Die Kettenmatrix des resultierenden Vierpols ergibt sich als Produkt der Kettenmatrizen der einzelnen Vierpole.

Die Benutzung dieser Regeln bei Transistorverstärkern ist bereits näher erläutert worden [6] (S. 301...340). Für die bequeme Anwendbarkeit des Verfahrens ist es wichtig, alle erforderlichen Zusammenhänge und Formeln in übersichtlicher Weise zur Verfügung zu haben. Es gibt eine Reihe von Zusammenstellungen dieser Art [3] (S. 85 ff., S. 119 ff.) [6] (S. 335, 336), die aber hinsichtlich der Verwendung für rückgekoppelte Verstärker noch der Erweiterung bedürfen. Wir verwenden dieses Verfahren hier in einer abgewandelten mehr anschaulichen Form, indem wir die Vierpole, deren Kombinationen wir untersuchen wollen, durch dafür geeignete Ersatzschaltungen darstellen.

Der Zusammenhang zwischen den an den beiden Klemmenpaaren eines Vierpols liegenden Spannungen

und den auf beiden Seiten zufließenden oder wegfließenden Strömen läßt sich auf sechs verschiedene Arten durch je zwei Gleichungen angeben [3] (S. 74). Jedes der sechs Gleichungspaare hat vier voneinander unabhängige Konstanten, die jeweils den Vierpol vollständig beschreiben. Zwei dieser Paare stellen die Abhängigkeit der Spannung und des Stromes auf der einen Seite von der Spannung und dem Strom auf der anderen Seite dar. Die übrigen vier Gleichungspaare gelten für die Abhängigkeit einer Spannung oder eines Stromes der einen Seite und einer Spannung oder eines Stromes der anderen Seite von den beiden übrigen Spannungen oder Strömen. Die vier zuletzt genannten Gleichungspaare lassen sich nun durch Ersatzschaltungen bildlich darstellen. Man erhält dann: die Reihenersatzschaltung, die Parallelersatzschaltung, die Reihenparallelersatzschaltung und die Parallelreihenersatzschaltung.

Zum Teil sind diese Ersatzschaltungen für den Transistor als Vierpol angegeben worden [7] [8] [9]; sie werden jedoch bisher wenig verwendet, weil man für den Transistor selbst verständlicherweise Ersatzschaltbilder bevorzugt, die die physikalischen Vorgänge in ihm möglichst gut wiedergeben [10]. Bei der Untersuchung von rückgekoppelten Verstärkern brauchen aber solche Gesichtspunkte nicht berücksichtigt zu werden. Wir benutzen die genannten vier Ersatzschaltungen hier nur ihrer Herleitung und Bedeutung gemäß ganz allgemein für aktive und passive Vierpole aller Art. Die Kombinationen zweier Vierpole sind damit sehr einfach zu behandeln.

Es sei erwähnt, daß auch für Sechspole (ebenso für Achtpole usw.) entsprechende Ersatzschaltungen aus für diese Gebilde gültigen Gleichungssystemen hergeleitet werden können. Die Sechspolersatzschaltungen lassen sich dann zusammen mit den Vierpolersatzschaltungen bei solchen Verstärkern anwenden, die Kombinationen von Vierpolen und Sechspolen darstellen.

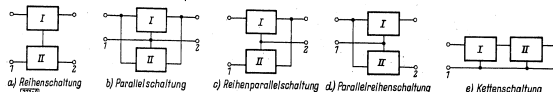


Bild 9: Schaltungskombination zweier Vierpole, die eine durchgehende Leitung haben (vgl. Bild 2)

Die für die rechnerische Behandlung von Schaltungskombinationen aktiver und passiver Vierpole erforderlichen Definitionen, Zusammenhänge, Ersatzschaltungen und Formeln sind im folgenden in einer Reihe von Tabellen zusammengestellt. Die Bilder 9 und 10 zeigen diejenigen Vierpolkombinationen, die hierbei direkt berücksichtigt wurden. Die Tabellen sollen dazu dienen, möglichst alle der praktisch in Betracht kommenden Schaltungen von Verstärkern mit Reihen- und Parallelrückkopplung mit geringem Aufwand rechnerisch untersuchen zu können. Deshalb sind außer den Regeln und Beziehungen, die von den Kenngrößen der einzelnen Vierpole zu geeigneten Kenngrößen der resultierenden Vierpole führen, auch alle in Frage kommenden Formeln zur Bestimmung der Betriebseigenschaften eines Vierpols aufgeführt, denn diese sind beim gesamten rückgekoppelten Verstärker von besonderer Bedeutung.

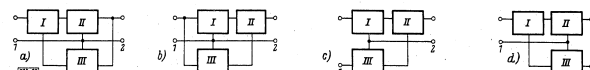


Bild 10: Vier Schaltungskombinationen dreier Vierpole (mit einer durchgehenden Leitung; vgl. Bild 2)

Zu den Tabellen selbst seien noch einige Erläuterungen gegeben: Sämtliche der darin angegebenen Ersatzschaltungen sind mit Spannungs- und Strompfeilen versehen. Der Zusammenhang dieser Pfeile mit den Vorzeichen der EMKe bzw. Urspannungen, Einströmungen bzw. Urströme, Spannungsabfälle und Ströme wird durch Bild 11 erklärt. Bei Vierpolen wird die symmetrische Vorzeichenregel für die an den beiden Klemmenpaaren anliegenden Spannungen und die von außen zufließenden bzw. wegfließenden Ströme benutzt (Tabelle 1). Diese erscheint für die Behandlung aller Vierpolkombinationen außer der Kettschaltung vorteilhafter als die vielfach verwendete technische Vorzeichenregel.

In der Tabelle 1 sind die Definitionen aller in den folgenden Tabellen benutzten Vierpolkenngrößen angegeben. Außerdem wurden noch einige Beziehungen aufgeführt, die bei passiven, keinen idealen Gyrtor enthaltenden Vierpolen gelten, da im allgemeinen nur solche als Rückkopplungsnetzwerke benutzt werden.

$$\begin{aligned}
 \mathfrak{U}^* &= \mathfrak{S} \mathfrak{Q}_1 + \mathfrak{S} \mathfrak{Q}_2 & \mathfrak{S}^* &= \mathfrak{U} (\mathfrak{Q}_1 + \mathfrak{U} \mathfrak{Q}_2) \\
 \mathfrak{S} &= \frac{\mathfrak{U}^*}{\mathfrak{Q}_1 + \mathfrak{Q}_2} & \mathfrak{U} &= \frac{\mathfrak{S}^*}{\mathfrak{Q}_1 + \mathfrak{Q}_2} \\
 \mathfrak{U} &= \mathfrak{S} \mathfrak{Q}_1 & \mathfrak{S} &= \mathfrak{U} \mathfrak{Q}_2
 \end{aligned}$$

Bild 11: Zuordnung der Strom- und Spannungspfeile zu den Vorzeichen der Ströme und Spannungen

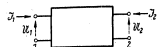
Tabelle 1: Kenngrößen von linearen Vierpolen

Leerlaufimpedanzen:
 $\frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = Z_{11} = \frac{1}{G_{11}}; \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = Z_{12} = \frac{1}{G_{12}}; \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = Z_{21} = \frac{1}{G_{21}}; \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = Z_{22} = \frac{1}{G_{22}};$

Kurzschlussadmittanzen:
 $\frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} = Y_{11} = \frac{1}{Z_{11}}; \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2=0} = Y_{12} = \frac{-1}{Z_{12}}; \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} = Y_{21} = \frac{-1}{Z_{21}}; \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1=0} = Y_{22} = \frac{1}{Z_{22}};$

Leerlaufspannungsverhältnisse:
 $\frac{U_2}{U_1} \Big|_{I_2=0} = G_{21} = \frac{1}{Z_{12}}; \frac{U_1}{U_2} \Big|_{I_1=0} = G_{12} = \frac{1}{Z_{21}};$

Kurzschlussstromverhältnisse:
 $\frac{-I_2}{I_1} \Big|_{U_2=0} = -G_{21} = \frac{1}{Z_{12}}; \frac{-I_1}{I_2} \Big|_{U_1=0} = -G_{12} = \frac{1}{Z_{21}};$



Bei passiven Vierpolen, die keinen idealen Gyrtator enthalten, ist:
 $Z_{11} = Z_{22}; Y_{11} = Y_{22}; G_{21} = G_{12}; -G_{21} = -G_{12}; |Z| = 1; |Y| = 1.$

Tabelle 2a: Vierpolgleichungen und ihre Darstellung durch Ersatzschaltungen

RR	$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$ (Z) = Widerstandsmatrix	
PP	$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$ (Y) = Leitwertmatrix	
RP	$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$ (G) = Reihenparallelmatrix	
PR	$\begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$ (C) = Parallelreihenmatrix	

Die Tabelle 2a enthält diejenigen Vierpolgleichungspaare in Matrixform, die sich durch Ersatzschaltungen bildlich darstellen lassen, zusammen mit diesen Ersatzschaltungen. In der Tabelle 2b sind die zwei übrigen Gleichungspaare aufgeführt. An Stelle der Reihenparallelmatrix (G) und der Parallelreihenmatrix (C) werden häufig, s. z. B. [6] (S. 301 ff.) [11] (S. 191 ff.), auch zwei andere Matrizen (h) und (g) benutzt, die die gleichen Elemente in einer anderen Anordnung enthalten. Sie erfüllen aber die von Feldkeller für Vierpolmatrizen angegebene Bedingung nicht, nach der die Elemente der Hauptdiagonale die gleiche Dimension haben müssen [3] (S. 83).

Um von einer Vierpolmatrix leicht zu irgendeiner der anderen bzw. von jeder der vier Ersatzschaltungen der Tabelle 2a zu irgendeiner der drei übrigen kommen zu können, sind in Tabelle 3 die Beziehungen zwischen den Elementen aller sechs Vierpolmatrizen zusammengestellt [3] (S. 85) [6] (S. 335).

Die Tabelle 4 enthält für die in Bild 9a bis d dargestellten Kombinationen zweier Vierpole (mit durchgehender Leitung) die zusammengefügten

Tabelle 2b: Vierpolgleichungen mit Kettenmatrizen

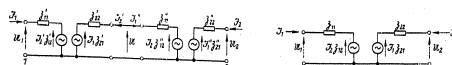
$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$ (H) = Kettenmatrix vorwärts	
$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$ (G) = Kettenmatrix rückwärts	

Ersatzschaltungen der einzelnen Vierpole, die daraus sofort sich ergebenden Ersatzschaltungen der resultierenden Vierpole und die aus beiden Darstellungen direkt ablesbaren Beziehungen zwischen den Elementen des resultierenden Vierpols und den entsprechenden der beiden einzelnen Vierpole.

Die rechnerische Behandlung von Kettschaltungen kann selbstverständlich immer mit Hilfe der Kettenmatrizen erfolgen [3] (S. 88). Häufig ist es jedoch vorteilhafter, eine geeignete Ersatzschaltung des Gesamtanordnungs darstellenden Vierpols direkt aus Ersatzschaltungen der einzelnen Vierpole zu ermitteln. Für die Kettenschaltung zweier Vierpole sind hierzu in der Tabelle 5 (S. 102) die Kenngrößen derjenigen resultierenden Ersatzschaltungen zusammengestellt, die sich mit dem geringsten Aufwand an Rechnung aus den möglichen Kombinationen der Ersatzschaltungen der beiden einzelnen Vierpole ergeben. Bild 12 erläutert das Verfahren zur Bestimmung der Kenngrößen an einem Beispiel.

Die in Bild 10 dargestellten Kombinationen dreier Vierpole sind in der Tabelle 6 (S. 104) behandelt. Das Verfahren zur Ermittlung der Konstanten des resultierenden Vierpols ähnelt dem in Bild 12 für die Kettenschaltung zweier Vierpole erläuterten. Aus der ausführlichen Ersatzschaltung können Gleichungen für die mit den äußeren Klemmenpaaren direkt verbundenen Zweige abgelesen werden. Die darin vorkommenden

Ströme der Inneren Masche lassen sich leicht eliminieren, und zwar mit Hilfe der in der Tabelle jeweils zwischen ausführlicher Ersatzschaltung und resultierender Ersatzschaltung aufgeführten Beziehungen.



$$\begin{aligned} I_1 &= \mathcal{G}_1' \mathcal{G}_{22} + \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_{21} = \mathcal{G}_1' \mathcal{G}_{21} + \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_{22}; \mathcal{G}_2' = -\mathcal{G}_2' = (-\mathcal{G}_2 \mathcal{G}_{21} + \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_{22}) / (\mathcal{G}_{22} + \mathcal{G}_{21}') \\ I_1 &= \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_{11} + \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_{12} = \mathcal{G}_1 [\mathcal{G}_{11} - \mathcal{G}_{12} \mathcal{G}_{21} / (\mathcal{G}_{22} + \mathcal{G}_{21}')] + \mathcal{G}_1 [\mathcal{G}_{12} \mathcal{G}_{22} / (\mathcal{G}_{22} + \mathcal{G}_{21}')] = \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_{11} + \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_{12} \\ I_2 &= \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_{11} + \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_{12} = \mathcal{G}_2 [\mathcal{G}_{11} - \mathcal{G}_{12} \mathcal{G}_{21} / (\mathcal{G}_{22} + \mathcal{G}_{21}')] + \mathcal{G}_2 [\mathcal{G}_{12} \mathcal{G}_{22} / (\mathcal{G}_{22} + \mathcal{G}_{21}')] = \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_{11} + \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_{12} \end{aligned}$$

Bild 12: Kettenschaltung zweier Vierpole. Beispiel für die Bestimmung von vier zusammengehörenden Konstanten des resultierenden Vierpols

Tabelle 3: Beziehungen zwischen den Elementen der Vierpolmatrizen

	Z	Y	G	C	H	G
(Z)	$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$
(Y)	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$
(G)	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$
(C)	$\begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$
(H)	$\begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$
(G)	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{C}_{11} & \mathcal{C}_{12} \\ \mathcal{C}_{21} & \mathcal{C}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{H}_{11} & \mathcal{H}_{12} \\ \mathcal{H}_{21} & \mathcal{H}_{22} \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} \mathcal{G}_{11} & \mathcal{G}_{12} \\ \mathcal{G}_{21} & \mathcal{G}_{22} \end{pmatrix}$

Tabelle 4: Kombination zweier Vierpole gemäß Bild 9a bis d (mit einer durchgehenden Leitung; vgl. Bild 2). Ersatzschaltungen der resultierenden Vierpole und deren Kenngrößen.

	$Z_{11} = Z_{11} + Z_{12}$ $Z_{12} = Z_{12} + Z_{21}$ $Z_{21} = Z_{21} + Z_{22}$
	$Y_{11} = Y_{11} + Y_{12}$ $Y_{12} = Y_{12} + Y_{21}$ $Y_{21} = Y_{21} + Y_{22}$
	$G_{11} = G_{11} + G_{12}$ $G_{12} = G_{12} + G_{21}$ $G_{21} = G_{21} + G_{22}$
	$C_{11} = C_{11} + C_{12}$ $C_{12} = C_{12} + C_{21}$ $C_{21} = C_{21} + C_{22}$

Tabelle 5: Kettenschaltung zweier Vierpole. Kenngrößen des resultierenden Vierpols

I	II	R.V.	Konstanten des resultierenden Vierpols (R.V.)
(3)	(3')	(3)	$3_{11} = 3_{11}' - \frac{3_{12}' 3_{21}'}{3_{22}' + 3_{11}'}; 3_{12} = \frac{3_{12}' 3_{12}'}{3_{22}' + 3_{11}'}; 3_{21} = \frac{3_{21}' 3_{11}'}{3_{22}' + 3_{11}'}; 3_{22} = 3_{22}' - \frac{3_{12}' 3_{21}'}{3_{22}' + 3_{11}'}$
(3)	(3'')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = -\frac{3_{12}' \mathfrak{G}_{12}'}{1 + 3_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = 3_{11}' - \frac{3_{12}' 3_{21}'}{3_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = \mathfrak{G}_{21}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{11}' + 1}; \mathfrak{G}_{22} = \frac{3_{21}' \mathfrak{G}_{11}'}{1 + 3_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \frac{3_{12}' \mathfrak{G}_{12}'}{3_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = 3_{11}' - \frac{3_{12}' 3_{21}'}{3_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = \mathfrak{G}_{21}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{3_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{22} = \frac{3_{21}' \mathfrak{G}_{11}'}{3_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$3_{11} = 3_{11}' - \frac{3_{12}' 3_{21}'}{3_{22}' + \frac{1}{\mathfrak{C}_{12}'}}; 3_{12} = -\frac{3_{12}' \mathfrak{C}_{12}'}{1 + 3_{22}' \mathfrak{C}_{12}'}; 3_{21} = \frac{3_{21}' \mathfrak{C}_{12}'}{1 + 3_{22}' \mathfrak{C}_{12}'}; 3_{22} = \mathfrak{C}_{22}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{22}'}{\mathfrak{C}_{12}' + 3_{22}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{C}_{11} = \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{C}_{12}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{C}_{12} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{C}_{21} = 3_{22}' - \frac{3_{21}' \mathfrak{C}_{11}'}{3_{11}' + \mathfrak{G}_{22}'}; \mathfrak{C}_{22} = \frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{C}_{11}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = -\frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = -\frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{G}_{11}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{22} = \mathfrak{G}_{22}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = -\frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{G}_{11}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{22} = \mathfrak{G}_{22}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{C}_{11} = -\frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{C}_{12}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{C}_{12} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{C}_{21} = \mathfrak{C}_{21}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{22}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{C}_{22} = -\frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{C}_{11}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$3_{11} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \frac{1}{\mathfrak{C}_{12}'}}; 3_{12} = \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{C}_{12}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}; 3_{21} = -\frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{C}_{11}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}; 3_{22} = \mathfrak{C}_{22}' - \frac{3_{12}' 3_{21}'}{3_{11}' + \frac{1}{\mathfrak{C}_{12}'}}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = \mathfrak{G}_{21}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{22} = \frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{G}_{11}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = \mathfrak{G}_{21}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{G}_{11}'}; \mathfrak{G}_{22} = \frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{G}_{11}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{G}_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$3_{11} = \mathfrak{G}_{11}' - \frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{12}'}; 3_{12} = -\frac{\mathfrak{G}_{12}' \mathfrak{C}_{12}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}; 3_{21} = -\frac{\mathfrak{G}_{21}' \mathfrak{C}_{11}'}{\mathfrak{G}_{22}' + \mathfrak{C}_{11}'}; 3_{22} = \mathfrak{C}_{22}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{22}'}{\mathfrak{C}_{12}' + \mathfrak{G}_{22}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{C}_{11} = \frac{\mathfrak{C}_{12}' 3_{12}'}{\mathfrak{C}_{11}' + 3_{11}'}; \mathfrak{C}_{12} = \mathfrak{C}_{12}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{11}'}{\mathfrak{C}_{11}' + 3_{11}'}; \mathfrak{C}_{21} = 3_{22}' - \frac{3_{21}' \mathfrak{C}_{11}'}{\mathfrak{C}_{11}' + 3_{11}'}; \mathfrak{C}_{22} = \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{22}'}{\mathfrak{C}_{11}' + 3_{11}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \mathfrak{C}_{11}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{11}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{G}_{12} = -\frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{G}_{12}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{G}_{21} = \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{1 + \mathfrak{G}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}; \mathfrak{G}_{22} = \mathfrak{C}_{22}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{22}'}{\mathfrak{C}_{12}' + \mathfrak{G}_{22}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{G}_{11} = \mathfrak{C}_{11}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{11}'}{\mathfrak{C}_{11}' + \mathfrak{G}_{22}'}; \mathfrak{G}_{12} = \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{G}_{12}'}{\mathfrak{C}_{11}' + \mathfrak{G}_{22}'}; \mathfrak{G}_{21} = \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{G}_{21}'}{\mathfrak{C}_{11}' + \mathfrak{G}_{22}'}; \mathfrak{G}_{22} = \mathfrak{C}_{22}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{22}'}{\mathfrak{C}_{12}' + \mathfrak{G}_{22}'}$
(3)	(3''')	(3)	$\mathfrak{C}_{11} = -\frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{11}'}{1 + \mathfrak{C}_{21}' \mathfrak{C}_{12}'}; \mathfrak{C}_{12} = \mathfrak{C}_{12}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{11}'}{\mathfrak{C}_{11}' + \mathfrak{C}_{21}' \mathfrak{C}_{12}'}; \mathfrak{C}_{21} = \mathfrak{C}_{21}' - \frac{\mathfrak{C}_{12}' \mathfrak{C}_{21}'}{\mathfrak{C}_{11}' + \mathfrak{C}_{21}' \mathfrak{C}_{12}'}; \mathfrak{C}_{22} = \frac{\mathfrak{C}_{22}' \mathfrak{C}_{11}'}{1 + \mathfrak{C}_{21}' \mathfrak{C}_{12}'}$

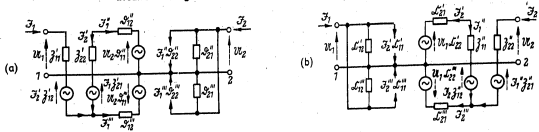
Tabelle 7: Vierpol zwischen äußeren Spannungs- bzw. Stromquellen und Belastungswiderständen. Drei Betriebsfälle, ihre Darstellung durch Vierpolgleichungen und die diesen entsprechenden Ersatzschaltungen.

Äußere Quellen auf beiden Seiten	Äußere Quelle auf Seite 1	Äußere Quelle auf Seite 2
$U_1' - \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_1 = U_1 = \mathfrak{G}_1 3_{11} + \mathfrak{G}_2 3_{12}$ $U_2' - \mathfrak{G}_2 \mathfrak{U}_2 = U_2 = \mathfrak{G}_1 3_{21} + \mathfrak{G}_2 3_{22}$	$U_1' - \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_1 = U_1 = \mathfrak{G}_1 3_{11} - (-\mathfrak{G}_2) 3_{12}$ $U_2' - \mathfrak{G}_2 \mathfrak{U}_2 = U_2 = \mathfrak{G}_1 3_{21} + \mathfrak{G}_2 3_{22}$	$(-\mathfrak{G}_1) \mathfrak{U}_1 = U_1 = \mathfrak{G}_1 3_{12} - (-\mathfrak{G}_2) 3_{11}$ $U_2' - \mathfrak{G}_2 \mathfrak{U}_2 = U_2 = \mathfrak{G}_1 3_{22} - (-\mathfrak{G}_1) 3_{21}$
$3_{11}' - U_1 \mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_1 = U_1 3_{11} + U_2 3_{12}$ $3_{22}' - U_2 \mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_2 = U_1 3_{21} + U_2 3_{22}$	$3_{11}' - U_1 \mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_1 = U_1 3_{11} - U_2 (-\mathfrak{G}_2)$ $3_{22}' - U_2 \mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_2 = U_1 3_{21} + U_2 3_{22}$	$U_1 \mathfrak{G}_1 = -\mathfrak{G}_1 = U_2 (-\mathfrak{G}_2) - U_1 3_{12}$ $3_{22}' - U_2 \mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_2 = U_1 3_{22} - U_2 (-\mathfrak{G}_1)$
$U_1' - \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_1 = U_1 = U_2 \mathfrak{G}_{11} + \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_2$ $3_{22}' - U_2 \mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_2 = U_1 \mathfrak{G}_{21} + \mathfrak{G}_2 \mathfrak{U}_2$	$U_1' - \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_1 = U_1 = \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_2 + U_2 \mathfrak{G}_{11}$ $U_2 \mathfrak{G}_2 = -\mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_1 (-\mathfrak{G}_{21}) - U_2 \mathfrak{G}_{22}$	$(-\mathfrak{G}_1) \mathfrak{U}_1 = U_1 = U_2 \mathfrak{G}_{12} - (-\mathfrak{G}_2) \mathfrak{U}_2$ $3_{22}' - U_2 \mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_2 = U_1 \mathfrak{G}_{22} - (-\mathfrak{G}_1) \mathfrak{U}_2$
$3_{11}' - U_1 \mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_2 + U_1 \mathfrak{G}_{11}$ $U_2 \mathfrak{G}_2 = -\mathfrak{G}_2 = \mathfrak{G}_1 (-\mathfrak{G}_{21}) - U_2 \mathfrak{G}_{22}$	$3_{11}' - U_1 \mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_1 = U_1 \mathfrak{G}_{11} - (-\mathfrak{G}_2) \mathfrak{U}_2$ $(-\mathfrak{G}_2) \mathfrak{U}_2 = U_2 = U_1 \mathfrak{G}_{21} - (-\mathfrak{G}_1) \mathfrak{U}_2$	$U_1 \mathfrak{G}_1 = -\mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_2 (-\mathfrak{G}_{12}) - U_1 \mathfrak{G}_{11}$ $3_{11}' - U_1 \mathfrak{G}_1 = \mathfrak{G}_1 = U_2 \mathfrak{G}_{12} - (-\mathfrak{G}_2) \mathfrak{U}_2$

Tabelle 8: Vierpol zwischen äußeren Spannungs- bzw. Stromquellen u. Belastungswiderständen. Drei Betriebsfälle, ihre Darstellung mit Hilfe der Vierpolgleichungen bzw. -leitwerte u. Ersatzspannungs- bzw. Ersatzstromquellen

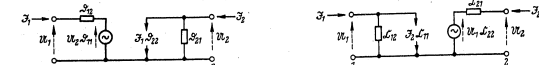
$\mathfrak{G}_{B1} = \frac{1}{3_{11}'} - \left(\frac{\mathfrak{G}_1}{3_{11}'} - 0; \mathfrak{G}_1 = 0 \right)$ $= \left(\frac{\mathfrak{G}_1}{3_{11}'} \rightarrow \infty; \mathfrak{G}_1 = 0 \right)$ $= \left(-\mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_1 = 0; \mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty; U_1' = 0; \mathfrak{G}_1 = 0 \right)$	$\mathfrak{G}_{B2} = \frac{1}{3_{22}'} - \left(\frac{\mathfrak{G}_2}{3_{22}'} - 0; \mathfrak{G}_2 = 0 \right)$ $= \left(\frac{\mathfrak{G}_2}{3_{22}'} \rightarrow \infty; \mathfrak{G}_2 = 0 \right)$ $= \left(-\mathfrak{G}_2 \mathfrak{U}_2 = 0; \mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty; U_2' = 0; \mathfrak{G}_2 = 0 \right)$	$\mathfrak{G}_{B3} = \frac{1}{3_{12}'} - \left(\frac{\mathfrak{G}_1}{3_{12}'} - 0; \mathfrak{G}_1 = 0 \right)$ $= \left(\frac{\mathfrak{G}_1}{3_{12}'} \rightarrow \infty; \mathfrak{G}_1 = 0 \right)$ $= \left(-\mathfrak{G}_1 \mathfrak{U}_1 = 0; \mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty; U_1' = 0; \mathfrak{G}_1 = 0 \right)$
$\mu_1 = \frac{(U_1)_{\mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty}}{U_1'}$	$\nu_1 = \frac{(-\mathfrak{G}_1)_{\mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_1'}$	$\rho_1 = \frac{(U_1)_{\mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_1'}$
$\mu_2 = \frac{(U_2)_{\mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty}}{U_2'}$	$\nu_2 = \frac{(-\mathfrak{G}_2)_{\mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_2'}$	$\rho_2 = \frac{(-\mathfrak{G}_2)_{\mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_2'}$
$\mu_3 = \frac{(U_1)_{\mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty}}{U_1'}$	$\nu_3 = \frac{(-\mathfrak{G}_1)_{\mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_1'}$	$\rho_3 = \frac{(-\mathfrak{G}_1)_{\mathfrak{G}_2 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_1'}$
$\mu_4 = \frac{(U_2)_{\mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty}}{U_2'}$	$\nu_4 = \frac{(-\mathfrak{G}_2)_{\mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_2'}$	$\rho_4 = \frac{(-\mathfrak{G}_2)_{\mathfrak{G}_1 \rightarrow \infty}}{\mathfrak{G}_2'}$

Tabelle 6 (Teil 1): Kombinationen dreier Vierpole gemäß Bild 10a bis b (mit einer durchgehenden Leitung; vgl. Bild 2). Ersatzschaltungen der resultierenden Vierpole und deren Kenngrößen



$$S_1'' \mathcal{D}_{12} + \mathcal{D}_{11} \mathcal{D}_{21} = S_1' S_{21} + \mathcal{D}_{11} S_{21} + \mathcal{D}_{11}'' \mathcal{D}_{21} + \mathcal{D}_{11} \mathcal{D}_{21}''$$

$$S_2' = -S_1'; \quad S_1'' = S_1 + S_2; \quad S_2 = S_1 - S_1''$$



$$\mathcal{D}_{11} = \mathcal{D}_{11}'' + \frac{(S_{12} + \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{11}' - \mathcal{D}_{11}')}{S_{22} + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

$$\mathcal{D}_{12} = S_{11}' + \mathcal{D}_{12}'' - \frac{(S_{12} + \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{21} + \mathcal{D}_{12}')}{S_{22} + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

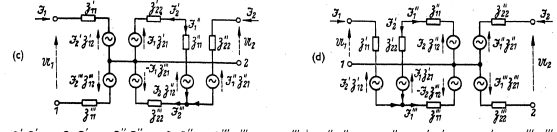
$$\mathcal{D}_{21} = \mathcal{D}_{21}' + \mathcal{D}_{21}'' - \frac{(\mathcal{D}_{11}' - \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{22} - \mathcal{D}_{22}')}{S_{11}' + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

$$\mathcal{D}_{22} = \mathcal{D}_{22}' - \frac{(S_{21} + \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{22} - \mathcal{D}_{22}')}{S_{11}' + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

Tabelle 10 (1. Teil): Verstärkungsfaktoren: Spannungsverhältnisse, Stromverhältnisse, Quadratwurzeln aus den Leistungsverhältnissen

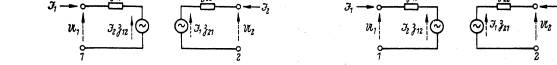
Übertragungsrichtung 1 → 2 (U ₁ ' = 0; S ₁ ' = 0)	3	3
$\mathcal{V}_{U2} = \frac{U_2}{U_1}; \quad \mathcal{V}_{I2} = -\frac{I_2}{I_1}$	$\mathcal{V}_{U2} = \frac{S_{21} \mathcal{R}_2}{S_{11}(\mathcal{R}_2 + \mathcal{Z}_{11}) - S_{12} S_{21}}$	$-\frac{\mathcal{Z}_{21}}{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2}$
$\mathcal{V}_{I2} = \sqrt{\frac{S_{11}'(-S_{12})}{S_{11}' S_{11} S_{11}'}} = \sqrt{ \mathcal{V}_{U2} \cdot \mathcal{V}_{I2} }$	$\mathcal{V}_{I2} = \frac{S_{21}}{S_{11} + \mathcal{R}_2} = \frac{S_{21}}{S_{11}(\mathcal{R}_2 + \mathcal{Z}_{11}) - S_{12} S_{21}}$	$-\frac{\mathcal{Z}_{21} \mathcal{G}_2}{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2}$
$\mathcal{V}_{E2} = \sqrt{\frac{U_2 \cdot (-S_{12})}{S_{11}' \mathcal{R}_2 \cdot \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 \cdot \mathcal{R}_1}}$	$\mathcal{V}_{E2} = \frac{S_{21}}{(\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2) \cdot \frac{S_{21}}{ \mathcal{Z}_{21} }} = \frac{(\mathcal{G}_1 + \mathcal{G}_2) \cdot \frac{S_{21}}{ \mathcal{Z}_{21} }}{ \mathcal{Z}_{21} }$	$\frac{ \mathcal{Z}_{21} }{ \mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 }$
$\mathcal{V}_{B2} = \sqrt{\frac{U_2 \cdot (-S_{12})}{\frac{S_{11}'}{2} \cdot \mathcal{R}_1}}$	$\mathcal{V}_{B2} = 2 \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } \cdot \frac{S_{21}}{ \mathcal{Z}_{21} } = 2 \sqrt{ \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2 } \cdot \frac{S_{21}}{ \mathcal{Z}_{21} }$	$\frac{2 \cdot \mathcal{Z}_{21} }{ \mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 }$
$\mathcal{V}_2 = (\mathcal{V}_{B2})_{\mathcal{R}_1 = \mathcal{R}_2; \mathcal{R}_1 = \mathcal{R}_2}$	$\mathcal{V}_2 = \frac{1}{\sqrt{S_{11}' S_{22}} + \sqrt{1 - \delta}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{11}' \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{1 - \delta}}$	$\frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{1 - \delta}}$
Übertragungsrichtung 2 → 1 (U ₂ ' = 0; S ₂ ' = 0)	3	3
$\mathcal{V}_{U1} = \frac{U_1}{U_2}; \quad \mathcal{V}_{I1} = -\frac{I_1}{I_2}$	$\mathcal{V}_{U1} = \frac{S_{12} \mathcal{R}_1}{S_{22}(\mathcal{R}_1 + \mathcal{Z}_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$-\frac{\mathcal{Z}_{12}}{\mathcal{Z}_{11} + \mathcal{G}_1}$
$\mathcal{V}_{I1} = \sqrt{\frac{S_{22}'(-S_{12})}{S_{22}' S_{22} S_{22}'}} = \sqrt{ \mathcal{V}_{U1} \cdot \mathcal{V}_{I1} }$	$\mathcal{V}_{I1} = \frac{S_{12}}{S_{22} + \mathcal{R}_1} = \frac{S_{12}}{S_{22}(\mathcal{R}_1 + \mathcal{Z}_{22}) - S_{12} S_{21}}$	$-\frac{\mathcal{Z}_{12} \mathcal{G}_1}{\mathcal{Z}_{11} + \mathcal{G}_1}$
$\mathcal{V}_{E1} = \sqrt{\frac{U_1 \cdot (-S_{12})}{S_{22}' \mathcal{R}_1 \cdot \mathcal{R}_2 + \mathcal{R}_1 \cdot \mathcal{R}_2}}$	$\mathcal{V}_{E1} = \frac{S_{12}}{(\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2) \cdot \frac{S_{12}}{ \mathcal{Z}_{12} }} = \frac{(\mathcal{G}_1 + \mathcal{G}_2) \cdot \frac{S_{12}}{ \mathcal{Z}_{12} }}{ \mathcal{Z}_{12} }$	$\frac{ \mathcal{Z}_{12} }{ \mathcal{Z}_{11} + \mathcal{G}_1 }$
$\mathcal{V}_{B1} = \sqrt{\frac{U_1 \cdot (-S_{12})}{\frac{S_{22}'}{2} \cdot \mathcal{R}_2}}$	$\mathcal{V}_{B1} = 2 \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } \cdot \frac{S_{12}}{ \mathcal{Z}_{12} } = 2 \sqrt{ \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2 } \cdot \frac{S_{12}}{ \mathcal{Z}_{12} }$	$\frac{2 \cdot \mathcal{Z}_{12} }{ \mathcal{Z}_{11} + \mathcal{G}_1 }$
$\mathcal{V}_1 = (\mathcal{V}_{B1})_{\mathcal{R}_1 = \mathcal{R}_2; \mathcal{R}_1 = \mathcal{R}_2}$	$\mathcal{V}_1 = \frac{1}{\sqrt{S_{22}' S_{11}} + \sqrt{1 - \delta}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{1 - \delta}}$	$\frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{11}' } + \sqrt{1 - \delta}}$

Tabelle 6 (Teil 2): Kombinationen dreier Vierpole gemäß Bild 10c bis d (mit einer durchgehenden Leitung; vgl. Bild 2). Ersatzschaltungen der resultierenden Vierpole und deren Kenngrößen



$$S_1'' S_{22} + \mathcal{D}_{11} S_{21} = S_1' S_{21} + \mathcal{D}_{11} S_{21} + S_2'' S_{21} - \mathcal{D}_{11} S_{21}$$

$$S_2' = -S_1'; \quad S_1'' = S_2 + S_2''; \quad S_2 = S_2' - S_2''$$



$$\mathcal{D}_{11} = \mathcal{D}_{11}'' + \frac{(S_{12} + \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{11}' - \mathcal{D}_{11}')}{S_{22} + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

$$\mathcal{D}_{12} = S_{11}' + \mathcal{D}_{12}'' - \frac{(S_{12} + \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{21} + \mathcal{D}_{12}')}{S_{22} + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

$$\mathcal{D}_{21} = \mathcal{D}_{21}' + \mathcal{D}_{21}'' - \frac{(\mathcal{D}_{11}' - \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{22} - \mathcal{D}_{22}')}{S_{11}' + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

$$\mathcal{D}_{22} = \mathcal{D}_{22}' - \frac{(S_{21} + \mathcal{D}_{11}'')(\mathcal{D}_{22} - \mathcal{D}_{22}')}{S_{11}' + \mathcal{D}_{11}' + \mathcal{D}_{12}'}$$

Tabelle 10 (2. Teil)

3	3	3	3
$\frac{-\mathcal{D}_{12}(\mathcal{G}_2 + \mathcal{G}_1) - \mathcal{D}_{11} \mathcal{D}_{22}}{\mathcal{D}_{11} + \mathcal{G}_2}$	$\frac{\mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}{\mathcal{G}_2 + \mathcal{R}_2} = \frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$	$\frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2} = \frac{ \mathcal{Z}_{21} }{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$	$\frac{ \mathcal{Z}_{21} }{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$
$\frac{-\mathcal{D}_{22} \mathcal{G}_2}{\mathcal{D}_{11} + \mathcal{G}_2} = \frac{\mathcal{G}_2}{\mathcal{G}_2(\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_1) - \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2}$	$\frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2} = \frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$	$\frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2} = \frac{ \mathcal{Z}_{21} }{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$	$\frac{ \mathcal{Z}_{21} }{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$
$\frac{2 \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } \cdot \frac{\mathcal{D}_{22}}{ \mathcal{Z}_{21} }}{\mathcal{D}_{11} + \mathcal{G}_2} = \frac{2 \sqrt{ \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2 } \cdot \frac{\mathcal{D}_{22}}{ \mathcal{Z}_{21} }}{\mathcal{G}_2(\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_1) - \mathcal{G}_1 \mathcal{G}_2}$	$\frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2} = \frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$	$\frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2} = \frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$	$\frac{1}{\mathcal{R}_2 + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2} = \frac{ \mathcal{Z}_{21} }{\mathcal{Z}_{22} + \mathcal{G}_2 \mathcal{R}_2}$
$\frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_1 } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } + \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } - 1} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{11}' \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' }}$	$\frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_1 } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } + \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } - 1} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{11}' \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' }}$	$\frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_1 } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } + \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } - 1} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{11}' \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' }}$	$\frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{G}_2 \mathcal{G}_1 } + \sqrt{1 - \gamma}} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } + \sqrt{ \mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2 } - 1} = \frac{1}{\sqrt{ \mathcal{Z}_{11}' \mathcal{Z}_{22}' } + \sqrt{ \mathcal{Z}_{12}' \mathcal{Z}_{21}' }}$

Tabelle 9 (1. Teil): Betriebswiderstände, Übersetzungen der äußeren Quellen, Wellenwiderstände, Betriebsdeterminanten

Table with 5 columns (3, 3, 3, 3, 3) and multiple rows of mathematical formulas for parameters like Wb1, Wb2, mu1, mu2, v1, v2, g1, g2, a1, a2, Wb1, Wb2, Wb3, Wb4, Wb5, Wb6, Wb7, Wb8, Wb9, Wb10, Wb11, Wb12, Wb13, Wb14, Wb15, Wb16, Wb17, Wb18, Wb19, Wb20, Wb21, Wb22, Wb23, Wb24, Wb25, Wb26, Wb27, Wb28, Wb29, Wb30, Wb31, Wb32, Wb33, Wb34, Wb35, Wb36, Wb37, Wb38, Wb39, Wb40, Wb41, Wb42, Wb43, Wb44, Wb45, Wb46, Wb47, Wb48, Wb49, Wb50, Wb51, Wb52, Wb53, Wb54, Wb55, Wb56, Wb57, Wb58, Wb59, Wb60, Wb61, Wb62, Wb63, Wb64, Wb65, Wb66, Wb67, Wb68, Wb69, Wb70, Wb71, Wb72, Wb73, Wb74, Wb75, Wb76, Wb77, Wb78, Wb79, Wb80, Wb81, Wb82, Wb83, Wb84, Wb85, Wb86, Wb87, Wb88, Wb89, Wb90, Wb91, Wb92, Wb93, Wb94, Wb95, Wb96, Wb97, Wb98, Wb99, Wb100.

Bei einem Vierpol, dessen Klemmpaare 1 und 2 mit äußeren Spannungs- bzw. Stromquellen und Belastungsimpedanzen verbunden sind, gibt es vier Betriebsfälle: 1. äußere Quellen und Impedanzen befinden sich auf beiden Seiten; 2. auf Seite 1 liegt eine Quelle mit innerer Impedanz, auf Seite 2 eine Belastungsimpedanz; 3. auf Seite 1 liegt eine Belastungsimpedanz, auf Seite 2 eine Quelle mit innerer Impedanz; 4. auf beiden Seiten befinden sich nur Impedanzen, aber keine Quellen.

Für Verstärker hat hauptsächlich der Fall 2 Bedeutung. Der Betriebsfall 1 oder auch abwechselnd die Betriebsfälle 2 und 3 kommen seltener vor, doch gibt es Verstärker, die in beiden Übertragungsrichtungen verstärken und auch in dieser Weise betrieben werden [12] [13]. Der Fall 4 ist für die Untersuchung der Stabilitätsverhältnisse von rückgekoppelten Verstärkern wichtig.

In den Tabellen 7 und 8 sind die Betriebsfälle 1 bis 3 näher erläutert. Bei der bildlichen Darstellung der Tabelle 7 werden für den Vierpol die Ersatzschaltungen der Tabelle 2a benutzt. Hierbei ergibt sich ganz nebenbei in sinnvoller Weise der Übergang von der symmetrischen zur technischen Vorzeichenregel für die an den Klemmpaaren des Vierpols anliegenden Spannungen und die über sie fließenden Ströme.

In der Tabelle 8 ist der Vierpol durch die an seinen Klemmpaaren wirksamen Betriebswiderstände bzw. Betriebsleitwerte und Ersatzquellen dargestellt. Es gibt auch hier vier Möglichkeiten, ähnlich wie bei den Vierpolersatzschaltungen der Tabellen 2a und 7. Weiter sind in der Tabelle 8 noch die Definitionen der Betriebswiderstände bzw. Betriebsleitwerte und der Übersetzungen der äußeren Quellen angegeben. Die Tabelle 9 enthält Formeln für die Betriebswiderstände, die Übersetzungen der äußeren Quellen, die Wellenwiderstände und die Betriebsdeterminanten, und zwar zur Ermittlung dieser Größen aus den Elementen gebräuchlicher Verstärkungsmatrizen. Schließlich sind in der Tabelle 10 noch die Definitionen und Formeln für die Verstärkung aus den Elementen der verschiedenen Vierpolmatrizen. Die Verstärkung in Neper ist dann ln|20|, die Verstärkung in dB 20 · log|20|. Die in den Formeln für die Einfügungsverstärkung und die Betriebsverstärkung vorkommenden Betriebsdeterminanten sowie die mit Wb und Wb bezeichneten Größen sind in Tabelle 9 definiert.

Tabelle 9 (2. Teil)

Table with 2 columns (3, 3) and multiple rows of mathematical formulas for parameters like Wb1, Wb2, mu1, mu2, v1, v2, g1, g2, a1, a2, Wb1, Wb2, Wb3, Wb4, Wb5, Wb6, Wb7, Wb8, Wb9, Wb10, Wb11, Wb12, Wb13, Wb14, Wb15, Wb16, Wb17, Wb18, Wb19, Wb20, Wb21, Wb22, Wb23, Wb24, Wb25, Wb26, Wb27, Wb28, Wb29, Wb30, Wb31, Wb32, Wb33, Wb34, Wb35, Wb36, Wb37, Wb38, Wb39, Wb40, Wb41, Wb42, Wb43, Wb44, Wb45, Wb46, Wb47, Wb48, Wb49, Wb50, Wb51, Wb52, Wb53, Wb54, Wb55, Wb56, Wb57, Wb58, Wb59, Wb60, Wb61, Wb62, Wb63, Wb64, Wb65, Wb66, Wb67, Wb68, Wb69, Wb70, Wb71, Wb72, Wb73, Wb74, Wb75, Wb76, Wb77, Wb78, Wb79, Wb80, Wb81, Wb82, Wb83, Wb84, Wb85, Wb86, Wb87, Wb88, Wb89, Wb90, Wb91, Wb92, Wb93, Wb94, Wb95, Wb96, Wb97, Wb98, Wb99, Wb100.

Literatur

- [1] D. W. Gade, Feedback in Junction Transistor Circuits: Electronics Jg. 27, H. 7 (Juli 1954) S. 174...178.
[2] J. Vihl, Transistoren-Schaltungstechnik in Niederfrequenzverstärkern: ETZ-A, Bd. 75, H. 16 (11. Sept. 1954) S. 591...594.
[3] R. Feidtkeller, Einführung in die Vierpoltheorie, 6. Aufl. S. Hirzel, Stuttgart 1953.
[4] H. Bartels, Grundlagen der Verstärkertechnik, 3. Aufl. S. Hirzel, Leipzig 1949, S. 216...220.
[5] H. Bartels, F. Schierl, Die Arbeitsweise gegengekoppelter Verstärker: Telefunken-Zeitung Jg. 18, H. 77 (1937) S. 11.
[6] R. F. Shea, Principles of Transistor Circuits: J. Wiley & Sons, Inc., New York, Chapman & Hall, Ltd., London, 1953.
[7] R. M. Ryder, R. J. Kircher, Some Circuit Aspects of the Transistor: Bell Syst. Techn. Journ. Bd. 28, H. 3 (Juli 1949) S. 367...400.
[8] J. Malsch, H. Beneking, Transistoren III, Technische Eigenschaften und Schaltungen: AEU Bd. 6 (1952) S. 333...346.
[9] L. J. Giacoletto, Terminology and Equations for Linear Active Four-Terminal Networks including Transistors: RCA-Review, Bd. 14, H. 1 (März 1953) S. 28...46.
[10] J. Malsch, Ersatzschaltbilder von Transistoren und ihre physikalischen Grundlagen: AEU, Bd. 8, H. 4 (April 1954) S. 179.
[11] C. C. Cheng, Transistor Equations Using h-Parameters: Electronics, Bd. 27, H. 4 (April 1954) S. 191...194.
[12] J. L. Merrill, A Negative Impedance Repeater: AIEE Transactions, Bd. 69, P. 2 (1950) S. 1461...1466.
[13] J. L. Merrill, A. F. Rose, J. O. Smeltzer, Negative Impedance Telephone Repeaters: Bell Syst. Techn. Journ. Bd. 33, H. 5 (Sept. 1954) S. 1055...1092.

Breitbandkabel extrem hoher Gleichmäßigkeit
Von L. Krügel

Bei Kabeln für die Übertragung hoher Frequenzen und breiter Frequenzbänder, wie sie bei Vielfachträgerfrequenztelefonie und beim Fernsehen erforderlich sind, hat sich fast ausnahmslos die konzentrische Bauweise durchgesetzt. Das erste koaxiale Hochfrequenzkabel entstand Ende der zwanziger Jahre in einer Gemeinschaftsentwicklung von Telefunken und der AEG und wurde im Kabelwerk Oberspre der AEG in Berlin gefertigt [1]. Diese unter dem Namen „Schalenkabel“ bekannt gewordene Konstruktion besaß einen als Vollrohr, Litze oder Hohlrohr ausgeführten Innenleiter, über dem ein aus einzelnen Kupferhalbkugeln gebildeter röhrenförmiger Rückleiter lag. Die Biegebarkeit des Außenleiters war durch kugelförmige abgerundete Halbschalenenden erreicht, und zur Abstandshaltung von Innen- und Außenleiter artige Ausbildung der Halbschalenenden erreicht, und zur Abstandshaltung von Innen- und Außenleiter zunächst nur der Energieübertragung zwischen Sender und Antenne, und es waren damals annähernd alle europäischen und viele außereuropäischen Rundfunkstationen mit Telefunken-AEG-Schalenkabeln ausgestattet. Entsprechend ihrem Verwendungszweck mußten die Kabel neben ausreichender Biegebarkeit guter Spannungsfestigkeit sein und wurden, um die zum Teil recht beträchtlichen Energiebeträge ohne unzulässige Erwärmung übertragen zu können, in den verschiedensten Dimensionen gefertigt. Bild 1 zeigt eine Zusammenstellung derartiger Schalenkabel. Das größte hiervon hatte eine lichte Weite des Außenleiters von 95 mm.

Als Anfang der dreißiger Jahre in Deutschland erstmals das Fernsehen eingeführt werden sollte, forderte die Deutsche Reichspost von der Industrie die Schaffung eines Kabels, das zur Fernübertragung von Fernsehsignalen und gleichzeitig von 200 Gesprächen (B-System) geeignet war. Hierfür war wegen der großen zu

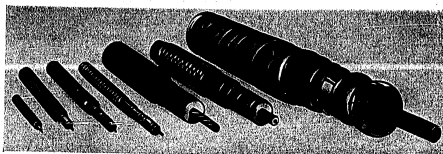


Bild 1: Hochfrequenzkabel aus der Zeit vor dem 2. Weltkrieg (Schalenkabel)

Übertragenden Bandbreite wiederum nur die koaxiale Bauweise geeignet. Die Fernsichttechnik stellte zum Unterschied von der reinen Energieübertragung außerdem ganz neue Bedingungen, z. B. eine möglichst hohe Gleichmäßigkeit der Übertragungswerte, vor allem des Wellenwiderstandes, auf der gesamten Strecke. Befinden sich nämlich im Übertragungsweg Wellenwiderstandssprünge, so werden an diesen die Fernsehsignale entsprechend der Größe der Stoßstellen reflektiert. Diese einfachen Reflexionen stellen an sich nur einen kaum ins Gewicht fallenden Energieverlust dar. Liegen aber im Übertragungsweg mehrere derartige Unstetigkeitsstellen vor, so können Teile der Fernsehsignale durch Doppel- und Mehrfachreflexionen wieder in Übertragungsrichtung reflektiert werden. Dieser als Mitfluß bezeichnete Teil der Fernsehsignale kommt nun durch die bei der Mehrfachreflexion durchlaufenen Kabelstrecken gegenüber dem Hauptsignal mehr oder weniger verzögert an und führt zu Verwackelungen des Fernsehbildes oder gar zu Doppelbildern, sogenannten Geistern.

Die zur Vermeidung der geschilderten Übertragungsfehler von der Deutschen Reichspost an die Gleichmäßigkeit der Fernsehkabel gestellten Ansprüche konnte die AEG mit der ursprünglich nur für Energieübertragungszwecke entwickelten Schalenkabelkonstruktion erfüllen. Sie griff dabei auf den Schalenkabeltyp 5/17 (5 mm Dmr. des Innenleiters, 17 mm = lichte Weite des Außenleiters) zurück, der zur Erzielung der geforderten Wellenwiderstands- und Dämpfungswerte in 5/18 abgewandelt wurde. Die Eignung des Schalenkabels für Breitbandübertragung konnte auf der ersten ausgelegten Strecke zwischen Berlin und Leipzig bewiesen werden, auf der neben Fernsehübertragungen ein gleichzeitiger Versuchsbetrieb mit dem B-System mit vollem Erfolg durchgeführt wurde [2]. Bei einer späteren Entwicklungsform hat man die in Kupferaufwand und Fertigung teure Schalenbauweise des Außenleiters verlassen und ihn unter Beibehaltung der Scheibenisolierung aus einem durchlaufenden, zur Erzielung ausreichender Biegebarkeit mit eingepprägten Rillen versehenen Kupferband aufgebaut [3]. Diese unter dem Namen „Rohrkabel“ bekannt gewordene Konstruktion wurde später zur weiteren Einsparung von Kupfer in der Weise geändert, daß der Außenleiter aus Aluminiumband gefertigt und der ursprünglich aus massivem Kupferdraht bestehende Innenleiter durch einen mit dünner Kupferhaut plattierten Aluminiumdraht ersetzt wurde. An Stelle der anfangs verwendeten Scheiben aus Frequenta traten gleichgeformte Scheiben aus Polystyrol.

Das Aluminium-Rohrkabel, das wegen des etwas höheren Widerstandes des Aluminiumaußenleiters die Abmessungen 5,5/20 besaß, wurde in den Jahren vor dem Kriege und während des Krieges in vielen hundert Kilometern gefertigt und überall in den Breitbandkabelstrecken des Deutschen Reiches verlegt.

Nach der durch den Zusammenbruch und die ersten Nachkriegsjahre diktierten Pause ist jetzt in Deutschland erneut das Fernsehen eingeführt worden. Dabei haben sich die Technik des Fernsehens und in Zusammenhang damit auch die an die Kabel zu stellenden Forderungen geändert. Hinzukommt, daß auf Grund von Empfehlungen des CCIF die Größe der Kabel von früher 5,5/20 auf jetzt 2,6/9,5 geändert werden mußte. Obwohl die AEG infolge der Nachkriegsereignisse über ihr Kabelwerk Oberspree (KWO) in Berlin-Oberschöneweide nicht verfügen kann, ist sie an der Entwicklung und Fertigung der neuen Fernsehkabeltypen wiederum maßgeblich beteiligt. Die im Rahmen des zwischen der AEG und den Kabel- und Metallwerken Neumeyer (KMN) in Nürnberg abgeschlossenen Vertrages entwickelte Kabelkonstruktion hat in mehreren hundert bisher ausgelieferten Kabelkilometern die von der Bundespost aufgestellten Bedingungen nicht nur voll erfüllt, sondern zum Teil sogar unterboten.

Vergleicht man die frühere und jetzige Bauweise der Fernsehkabel und die in beiden Fällen erreichten elektrischen Werte miteinander, so findet man, daß die gegenüber früher wesentlich gesteigerten Forderungen mit dem neuen Kabeltyp besser erfüllt werden als die früheren Bedingungen mit der alten Bauweise. Wenn im folgenden ein solcher kritischer Vergleich durchgeführt werden soll, ist es zunächst wichtig, die Vorkriegs-

und jetzigen Forderungen einander gegenüberzustellen und sich klar zu machen, von welchen Aufbauten die Erfüllung dieser Forderungen abhängt und wie weit überhaupt die Bedingungen mit technisch tragbarem Aufwand erfüllt werden können.

Die alten und die neuen Bedingungen für die Gleichmäßigkeit von Fernsehkabeln

Das für die Lieferung von Fernsehkabeln seinerzeit vom Reichspostzentralamt und der Reichsforschungsanstalt aufgestellte Pflichtenheft enthielt noch keine die Gleichmäßigkeit von Koaxialkabeln betreffende Bedingungen. Es war lediglich gefordert, daß der Wellenwiderstand der Koaxialkerne „etwa 70 Ω“ betragen sollte. Von den fertig verlegten Strecken der damals in der Regel 18 km langen Verstärkerabschnitte wurde aber im Pflichtenheft verlangt, daß deren Eingangswiderstände in den Frequenzbereichen 1 ... 1,2 und 1,6 ... 1,8 MHz vom theoretischen Wert nicht mehr als 4% abweichen sollten. Wie Messungen an Versuchsstrecken ergaben, war diese Forderung nur zu erfüllen, wenn Wellenwiderstandssprünge zwischen den einzelnen zusammengespleißten Fertigungslängen von mehr als 1 Ω vermieden wurden, was durch Gruppierung der Kabel nach Z-Werten relativ leicht erreicht werden konnte. Durch die für die Strecke aufgestellten Bedingungen war also indirekt auch für die Einzellängen die Forderung gegeben, innere Z-Sprünge von mehr als 1 Ω unbedingt zu vermeiden, wenn es auch damals noch nicht gelang, Z-Sprünge innerhalb der Einzellängen direkt zu messen.

Durch die Fortschritte in der Meßtechnik ist es heute möglich, mit der aus der Funkmeßtechnik (Radar) abgeleiteten Impuls-Reflexionsmessung Wellenwiderstandsunterschiede auch innerhalb der Fertigungslängen abgeleiteten Pflichtenheft der Deutschen Reichspost für den Koaxialkern 2,6/9,5 sind daher Gleichmäßigkeitsbedingungen sowohl für die Fabrikationslängen wie für das fertige, heute meist 9 km lange Verstärkerfeld festgelegt. Und zwar dürfen in den Einzellängen Sprünge mit Reflexionsfaktoren von maximal 40/100 vorkommen. Das entspricht Z-Sprüngen von höchstens 0,6 Ω. Für das fertig montierte Verstärkerfeld gilt die Bedingung, daß innerhalb des gegenüber früher wesentlich größeren Frequenzbereichs von 0,5 bis 6 MHz der Eingangswiderstand von der theoretisch errechneten Pflichtwerte zeigt deutlich die Steigerung weichen darf. Die Gegenüberstellung der früher und heute geltenden Mittelkurve nicht mehr als 3% ab den Anforderungen und läßt erwarten, daß erhebliche Präzision in der Fertigung erforderlich ist, um die heutigen Bedingungen zu erfüllen.

Wir haben Untersuchungen durchgeführt, um festzustellen, in welcher Weise die einzelnen Größen des Kabelaufbaues die Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstandes beeinflussen, und haben daraus für Kabelkonstruktion und -fertigung Bedingungen abgeleitet, um die vorgeschriebenen Pflichtwerte zu erreichen. Im folgenden soll auf diese Untersuchungen näher eingegangen werden.

Die einzelnen Abmessungen des Kabels und ihr Einfluß auf die Gleichmäßigkeit

Der Einfluß der verschiedenen Abmessungen des Kabels auf die Größe des Wellenwiderstandes läßt sich leicht ermitteln. Bekanntlich ist der Wellenwiderstand eines Koaxialkabels durch die Beziehung

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \cdot \ln \frac{d_a}{d_i} \quad (1)$$

gegeben, worin d_a die lichte Weite des Außenleiters, d_i den Durchmesser des Innenleiters und ϵ' die im Kabel wirksame Dielektrizitätskonstante der Isolierung darstellt. Differenziert man (1) nach den einzelnen Variablen, so erhält man deren Einzeleinflüsse auf den Wellenwiderstand mit

$$\Delta Z = Z \left(\frac{\Delta d_a}{d_a} \cdot \ln \frac{d_a}{d_i} - \frac{\Delta d_i}{d_i} \cdot \ln \frac{d_a}{d_i} - \frac{\Delta \epsilon'}{\epsilon'} \right) \quad (2)$$

Setzt man in (2) die Nenngrößen für die einzelnen Variablen ein, so ergibt sich für ein Kabel nach den früher üblichen Abmessungen mit $d_a = 20$ mm, $d_i = 5,5$ mm, $\epsilon' \approx 1,18$ und $Z \approx 71 \Omega$.

$$\Delta Z = 2,75 \Delta d_a - 10 \Delta d_i - 30 \Delta \epsilon' \quad (3a)$$

und für das Kabel nach den CCIF-Empfehlungen mit $d_a = 9,5$ mm, $d_i = 2,6$ mm, $\epsilon' \approx 1,08$ und $Z \approx 74 \Omega$ erhält man

$$\Delta Z = 6 \Delta d_a - 22 \Delta d_i - 34 \Delta \epsilon' \quad (3b)$$

Der Vergleich der Gleichungen (3a) und (3b) zeigt, daß bei dem neuen Koaxialkabel 2,6/9,5 Abweichungen der Außen- und Innenleiterdurchmesser annähernd doppelt so große Wirkung auf den Wellenwiderstand haben wie bei der früheren Kabelgröße 5,5/20. Lediglich Änderungen der wirksamen Dielektrizitätskonstante

sind bei beiden Kabeln annähernd in gleicher Weise wirksam. Es sind also, wie eben ausgeführt, nicht allein die Gleichmäßigkeitsforderungen selbst gestiegen, sondern bei den neuen Abmessungen zusätzlich auch die Genauigkeitsbedingungen an die geometrischen Maße etwa verdoppelt.

Der Einfluß des Innenleiters

Wie die Gleichungen (3a) und (3b) weiter erkennen lassen, gehen die Schwankungen des Innenleiterdurchmessers reichlich dreimal so stark ein wie die Abweichungen der lichten Außenleiterweite. Bei der früheren Fertigung wurden als Innenleiter zunächst massive „Präzisionsdrähte“ mit der technisch üblichen Genauigkeit von $\pm 0,02$ mm verwendet. Auch bei den später eingeführten Aluminium-Sparleitern lag die Durchmesser-genauigkeit in der gleichen Größenordnung. Damit müßte wegen der Ungenauigkeit des Innenleiterdurchmessers nach (3a) mit möglichen Wellenwiderstandsschwankungen von $\Delta Z \leq \pm 0,2 \Omega$ gerechnet werden, ein Wert, der nur 20% des Wellenwiderstandsunterschiedes darstellt, der nach den damals für die Strecke geltenden Pflichtenheftbedingungen für die Fabrikationslänge zulässig war. Gleichung (3b) zeigt deutlich, daß ähnlich große Durchmessertoleranzen bei der neuen Fertigung bereits gefährlich sind.

Für den neuen Kabeltyp 2,6/9,5 verwendet man daher in der Regel mit Diamanten gezogene Drähte. Gute Ziehdiamanten ergeben ohne Schwierigkeiten Drähte mit maximalen Schwankungen von $d_i \leq \pm 1 \mu$. Zwar tritt durch Ausschleifen der Diamanten eine langsame Durchmesservergrößerung ein. Diese wirkt sich aber erst nach einigen Tonnen gezogenen Drahtes aus und spielt für die Z-Schwankungen der einzelnen Fertigungslängen keine Rolle. Durch die genannte Durchmesserengenauigkeit diamantgezogener Drähte von $\pm 0,001$ mm können nach (3b) Z-Schwankungen von $\pm 0,022 \Omega$ bzw. Reflexionsfaktoren von $r = 0,15\%$ resultieren. Derart kleine Werte sind ohne jede Bedeutung, so daß vom Innenleiter her eine Beeinträchtigung der Gleichmäßigkeit der Kabel nicht zu befürchten ist.

Der Einfluß des Außenleiters

Nach den Gleichungen (3a) und (3b) sind Abweichungen der lichten Weite des Außenleiters auf den Z-Wert bei beiden Kabeldimensionen reichlich dreimal weniger wirksam wie gleich große Schwankungen von d_e . In der Praxis zeigt sich aber, daß die Genauigkeit des Durchmessers hohlrohrförmiger Gebilde wesentlich schwerer einzuhalten ist wie der massiver Drähte.

Immerhin war es bei der früher üblichen Außenleiterform des Rohrkabels mit 20 mm Innendurchmesser ohne große Schwierigkeiten möglich, die lichte Weite mit einer Genauigkeit von $\pm 0,15$ mm einzuhalten, wodurch sich nach (3a) mögliche Z-Schwankungen von $\Delta Z \leq \pm 0,4 \Omega$ ergaben. Damit waren die damaligen Forderungen der Z-Genauigkeit auch vom Außenleiter her ohne weiteres erfüllt.

Schwieriger ist es dagegen, ein aus einem Metallband geformtes Hohlrohr von nur 9,5 mm lichter Weite mit ausreichender Durchmesser Konstanz zu verwirklichen, wobei nach erschwerend die Forderung hinzukommt, daß trotz der bei der Fertigung und Verlegung des Kabels auftretenden Biegebeanspruchung der Durchmesser die ursprüngliche Genauigkeit beibehalten soll.

Wir haben auf diesem Gebiete umfangreiche Untersuchungen angestellt, die zu einer neuen Außenleiterform geführt haben. Hier spielten auch Einflüsse der Isolierung eine wesentliche Rolle, wobei sich die Überlegenheit der ursprünglich von der AEG eingeführten Isolierungstechnik mit Scheiben aus hartem Material gegenüber anderen Isolierungsarten zeigte [4]. Im folgenden soll kurz auf diese Untersuchungen und deren Ergebnisse eingegangen werden.

Der früher übliche Außenleiter des Rohrkabels war, wie schon kurz angedeutet, aus einem durchgehenden Metallband geformt. Zur Erreichung der erforderlichen Biegebarkeit waren absatzweise hintereinander mehrere Rillen eingepreßt, deren mittelste jeweils auf einer Isolierscheibe auflag und so den gegenseitigen Abstand der Scheiben gewährleistete. In Bild 2 ist unter a) je ein Stück offener und geschlossener Rohraußenleiter dargestellt. Wie schon erwähnt, läßt sich die lichte Weite des Rohrleiters gerade so genau einhalten, daß die früher geltenden Bedingungen erfüllt waren. Unsere Untersuchungen ergaben nun, daß die der Flexibilität dienenden eingepreßten Rillen nach Biegungen des Kabels nicht immer wieder die ursprüngliche Form annehmen, so daß hierdurch, nach Biegebeanspruchungen kleine Durchmesser Schwankungen zurückbleiben. Solche Durchmesseränderungen verursachen natürlich entsprechende Z-Schwankungen, die allerdings weit unterhalb der damals zugestandenen Grenzen liegen. Wollte man aber diese Außenleiterform zum Bau von Kabeln der neuen Abmessungen verwenden, so würden sich hier durch Verformung der Rillen bei Biegebeanspruchungen gegenüber den jetzt geltenden Bedingungen untragbar hohe Z-Schwankungen ergeben.

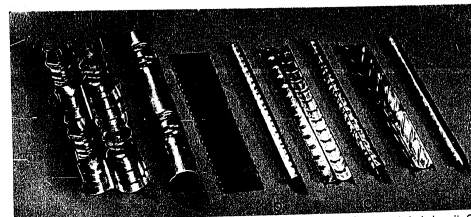


Bild 2: Hochfrequenzkabel aus der Zeit nach dem 2. Weltkrieg. a) Außenleiter des Rohrkabels mit Querrillen zur Hallierung der Distanzscheiben, b) Sägezahnleiter, c) Außenleiter des Rippenkabels mit eingepreßten Rippen zur Verhinderung von Querschnittsverformungen, d) Rippenaußenleiter mit schrägen Rippen

Im Zusammenhang mit der Herabsetzung des Gesamtdurchmessers der Kabel ist vor allem durch die ausländische Technik eine weitere Außenleiterform bekannt geworden: ein glattes Rohr ohne irgendwelche Einprägungen. Das Metallband, aus dem dieser sogenannte Sägezahnleiter geformt ist, trägt am Rand Zähne, die an der Längsnaht des Rohres ähnlich gefalteten Händen ineinandergreifen und so ein Überelndergleiten der Bandkanten verhindern. Bild 2 zeigt unter b) ein solches Band und ein daraus geformtes Rohr. In gestreckter Form besitzt dieser Außenleiter die Eigenschaften eines gezogenen Rohres mit entsprechend hoher Genauigkeit, wobei der Durchmesser von der durch π dividierten Bandbreite des Metallbandes gegeben ist. Bei Biegebeanspruchung wird ein solches glattes Außenleiterrohr deformiert, und zwar wird es oval, bei Verwendung von Abstandsscheiben aus hartem Material (z. B. Hartgummi oder Polystyrol) allerdings nur innerhalb der kurzen Zwischenräume zwischen den Scheiben. Werden dagegen Scheiben aus nachgiebigem Material (z. B. Polyäthylen) oder gar eine insgesamt weiche Isolierungsart (z. B. Schaumstoff) gewählt, so dehnen sich die Verformungen über die ganze Länge aus. Mehrfach wiederholte Biegungen, wie sie bei der Weiterverarbeitung der Kabel unvermeidlich sind, können dann dazu führen, daß der Außenleiter nach Geradrichtung nicht überall wieder genauen Kreisquerschnitt einnimmt, so daß aus der so entstehenden Ovalität gefährlich hohe Z-Unterschiede und Reflexionsfaktoren resultieren.

Aus dieser Erkenntnis heraus haben wir eine Außenleiterform entwickelt, bei der durch Einprägung ganz flacher Rippen der kreisförmige Querschnitt stets sichergestellt ist. Dabei sollen die Rippen keinesfalls wie früher die eingepreßten Rillen der Biegebarkeit des Kabels dienen, sie reichen vielmehr, um die Biegebarkeit in der Ebene der Rippen zu verhindern, nur über Teile des Umfangs und sind so flach gehalten, daß durch die Prägung das Außenleiterband etwas gehärtet und eine gewisse Wellblechwirkung erzielt wird.

Um auch bei dieser Außenleiterform ein Überelndergleiten der Bandkanten beim Schließen des Rohres zu verhindern, besitzt das Band an den Rändern kleine eingepreßte Nasen. Bild 2 zeigt unter c) einen solchen mit „Rippenrohr“ bezeichneten Rückleiter geöffnet und geschlossen. Maschinentechnisch wird diese Außenleiterform in der Weise hergestellt, daß, wie in Bild 3 dargestellt, ein ursprünglich glattes Kupferband durch eine Reihe von Prägerädern gezogen wird, die zunächst die Randnasen eindrücken, das Band dann in die Form einer flachen „3“ biegen und schließlich die eigentlichen Stabilisierungsrippen einprägen.

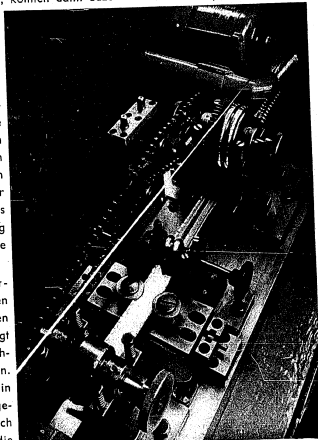


Bild 3: Maschinen zum Prägen von Rippenrohr

Die Durchmesser Konstanz eines solchen Rippenaußenleiters ist rein geometrisch sehr schwer festzustellen. Aus Messungen der elektrischen Gleichmäßigkeit mit der oben bereits erwähnten Impuls-Reflexionsmethode läßt sich die mechanisch erreichte Genauigkeit aber recht gut rückwärts errechnen. Dabei ergibt sich, daß auch bei sehr starken Biegebeanspruchungen mit maximalen Durchmesserschwankungen in der Größe von $\Delta d_e \leq \pm 0,04$ mm gerechnet werden muß. Diese Genauigkeit setzt allerdings voraus, daß die nach Schließen des Außenleiterrohres über dieses aufgewickelten Haltebänder mit konstantem Zug aufgebracht sind. Es hat sich nämlich gezeigt, daß die äußere Halterung der Außenleiter ebenfalls einen gewissen Einfluß auf die Durchmesser Konstanz hat.

Beim früheren Rohrkabel wurde, wie im Bild 2a zu erkennen ist, der Außenleiter an Auflagepunkten auf den Scheiben durch schmale, an den Enden verfaltete Metallbänder geschlossen. Bei allen neuen Bauformen dagegen wird, gleichgültig ob es sich um glatte oder mit Rippen versehene Rückleiter handelt, das Außenleiterrohr durch ein oder mehrere spiralförmig aufgebraute Metallbänder gehalten. Diese Bänder sind bei den in Bild 2 gezeigten Mustern der Übersichtlichkeit halber fortgelassen. Es ist eine Reihe von Anordnungen entwickelt worden, die dafür sorgen, daß der Bandzug, mit dem das oder die äußeren Haltebänder aufbandiert werden, über die ganze Fertigungslänge konstant bleibt. Hierbei haben sich Bremsvorrichtungen besonders bewährt, bei denen das auflaufende Band unmittelbar gebremst wird.

Bei dem in Bild 2 unter c gezeigten Außenleiter verlaufen die Rippen senkrecht zur Rohrachse. Wie oben mitgeteilt, kann bei dieser Konstruktion mit einer Durchmesser Konstanz von $\pm 0,04$ mm gerechnet werden. Es ist nun möglich, die stabilisierende Wirkung der Rippen durch schräge Einprägung noch weiter zu erhöhen. Eine solche Außenleiterform, deren Rippen an ein Fischgrätenmuster erinnern, ist in Bild 2 unter d dargestellt. Diese schräg zur Achse verlaufenden Rippen bewirken aber durch ihre axial verlaufende Komponente eine solche Längsversteifung des ganzen Kabels, daß diese Form nur für Kabel geeignet ist, bei denen mehrere Koaxialpaare miteinander verspleißt sind. In dem z. Z. vornehmlich gefertigten Kabel vom Typ 17a mit nur einem zentralen Koaxialpaar und acht darum verspleißten symmetrischen TF-Vierern wird daher bei uns für den Koaxialkern der in Bild 2c gezeigte Außenleiter mit senkrecht zur Achse verlaufenden Rippen verwendet.

Der Einfluß der Isolierung

Schwankungen der im Kabel resultierenden Dielektrizitätskonstante ϵ' wirken sich, wie die Gleichungen (3a) und (3b) zeigen, auf den Wellenwiderstand bei der früheren und der jetzigen Kabelgröße annähernd gleich stark aus. Hierbei ist aber zu berücksichtigen, daß, wie bereits kurz erwähnt, auch gewisse Einflüsse der Isolierung auf die Stabilität des Außenleiters vorhanden sind. Es ist daher notwendig, nicht nur auf die direkten Beziehungen zwischen ϵ' und Z, sondern auch auf die indirekten Einflüsse der Isolierung, vor allem also auf die Konstanz des Außenleiterdurchmessers einzugehen. Da in der heutigen Koaxialkabeltechnik fast ausschließlich die Scheibenisolierung angewendet wird, soll zunächst nur die Abhängigkeit der wirksamen Dielektrizitätskonstante ϵ' von den geometrischen Abmessungen der Scheibenanordnung erörtert werden.

Wenn der Mittelanstand der Scheiben mit a, ihre Dicke mit d und die Dielektrizitätskonstante des Scheibenmaterials mit ϵ_D bezeichnet werden, ist die im Kabel wirksame Dielektrizitätskonstante berechenbar nach

$$\epsilon' = 1 + (d/a) (\epsilon_D - 1) \quad (4)$$

Dabei ist der Scheibendurchmesser als absolut konstant angenommen.

Zur Erzielung des gewünschten mittleren $\epsilon' = 1,08$ ist heute ein Scheibenabstand von 30 mm bei einer Scheibendicke von 1,8 mm üblich. Als Scheibenmaterial kommt fast ausschließlich Polystyrol und Polyäthylen zur Anwendung, wobei bei Polystyrol ϵ_D mit 2,35 als konstant angenommen werden kann und auch bei Polyäthylen mit einem mittleren $\epsilon_D \approx 2,2$ die durch Erwärmungs- und Abkühlungseinflüsse bei der Verarbeitung immerhin möglichen ϵ_D -Schwankungen vernachlässigt werden können.

Die erzielbare Genauigkeit der Scheibendicke ist von der jeweils angewendeten Isolierungstechnik abhängig, auf die weiter unten noch näher eingegangen wird. Werden die Scheiben aus Polyäthylen gefertigt, so geht deren Dickenangauigkeit ein. Kunststoffbänder und -Platten sind kaum mit größerer Genauigkeit als $\pm 0,1$ mm herstellbar, so daß auch bei den Scheiben mit Dicken Schwankungen von gleicher Größe gerechnet werden muß. Günstiger ist ein direktes Spritzen der Scheiben nach dem Spritzgußverfahren. Es lassen sich dabei mit guten Mehrfachspritzwerkzeugen mindestens Genauigkeiten von $\pm 0,05$ mm erzielen.

Nach Gleichung (4) ergeben sich aus den genannten Dickenabweichungen ϵ' -Schwankungen in der Größe von $\Delta \epsilon' \leq \pm 0,004$, bzw. $\Delta \epsilon' \leq \pm 0,002$ und nach Gleichung (3b) Z-Schwankungen von $\Delta Z \leq \pm 0,14$ bzw. $\Delta Z \leq \pm 0,007 \Omega$, was Reflexionsfaktoren von $r \leq 19/100$ bzw. $r \leq 0,59/100$ entspricht.

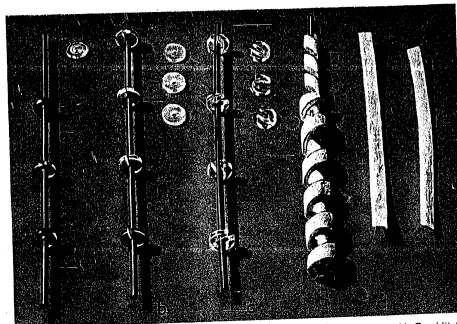


Bild 4: Hochfrequenzkabel, Innenleiter mit Abstandshalterung. a) Aufgespritzte Scheiben, b) Geschlitzte Scheiben aus nachgiebigem Material, c) Geschlitzte Scheiben aus hartem Material, d) Gegenläufige Bänder aus Schaumstoff

Beide Werte liegen zwar weit innerhalb der zugestandenen Toleranzen, da aber auch mit gleichzeitigen, von anderen Kabelgrößen (Innenleiter- und Außenleiterdurchmesser) hervorgerufenen Z-Variationen gerechnet werden muß, empfehlen sich für die Fertigung extrem gleichmäßiger Kabel gespritzte Isolierscheiben.

Die Genauigkeit des Scheibenabstandes ist fast allein von der Genauigkeit der verwendeten Scheiben aufreihautomaten abhängig. Bei präziser Ausführung der Automaten lassen sich hier Toleranzen von $\pm 0,3$ mm ohne weiteres einhalten. Daraus ergeben sich nach (4) mögliche ϵ' -Unterschiede von $\Delta \epsilon' \leq \pm 0,0008$ und nach (3b) Z-Schwankungen von $\Delta Z \leq \pm 0,03 \Omega$ bzw. Reflexionsfaktoren von maximal $r \leq 0,29/100$, die praktisch nicht ins Gewicht fallen.

Der Durchmesser der Scheiben kann als konstant angenommen werden, wenn sie nach Spritzgußverfahren aus hartem Material, wie es im Polystyrol gegeben ist, hergestellt werden. Dann wird am Ort der Scheiben eine Verformung des Rückleiters bei Krümmungen des Kabels verhindert und die zwischen den Scheiben immerhin mögliche Deformation stark herabgesetzt. Bestehen dagegen die Scheiben aus nachgiebigem Material, so verformen sich bei Biegebeanspruchungen des Kabels mit dem Außenleiter auch die Scheiben selbst, und es können sich größere Z-Schwankungen ergeben. Wir haben uns aus diesen Erkenntnissen heraus zu der Verwendung harter Polystyrolscheiben entschlossen.

Während bei der früheren Rohrkabelkonstruktion der Scheibenabstand durch die Rippen im Außenleiter (siehe Bild 2) von diesem gewährleistet war, erfordert die neue Koaxialtechnik mit den anders geformten Außenleitern andere Maßnahmen. An Hand von Bild 4 soll gezeigt werden, wie man die Scheiben durch den Innenleiter halten kann. Auch soll der Vollständigkeit halber auf eine andere Isolierungstechnik kurz eingegangen werden.

Die Scheiben des in Bild 4a gezeigten Musters sind im Spritzgußverfahren direkt auf den Leiter aufgespritzt. Da es beim Spritzguß durch Schrumpfung des Scheibenmaterials vorkommen kann, daß die Scheiben nach der Abkühlung locker sitzen, ist der Innenleiter, um die Möglichkeit einer nachträglichen Verschiebung der Scheiben auszuschließen, an den Orten, wo die Scheiben sitzen, vor der eigentlichen Spritzung angekört. Um den Körnerpunkt sichtbar zu machen, ist im Bild die obere Scheibe entfernt. Da zur Durchführung des Spritzverfahrens um den Innenleiter greifende, aufklappbare Werkzeuge erforderlich sind, ist es unvermeidlich, die Scheiben aus nachgiebigem Material, z. B. Polyäthylen, so werden die Grate durch den später aufgebrauten Außenleiter weggedrückt und treten kaum störend in Erscheinung. Bei harten Polystyrolscheiben können die Grate dagegen unangenehme Durchmesserschwankungen des Außenleiters hervorrufen, wenn sie nicht durch sorgfältiges Verputzen vor Aufbringen des Rückleiters entfernt werden. Die Genauigkeit des Scheibenabstandes ist bei diesem Isolierverfahren durch die Genauigkeit des Mehrfachspritzwerkzeuges gegeben und kann ohne weiteres mit $\Delta a \leq \pm 0,05$ mm eingehalten werden. Größere

Schwankungen des Scheibenabstandes können allerdings wegen der bei dieser Technik erforderlichen absatzweisen Spritzungen durch ungenauen Vorschub des Innenleiters entstehen.

Eine zweite Art der Scheibenisolierung, wie sie vor allem bei der französischen Fertigung üblich ist, zeigt Bild 4b. Hierbei werden vorgeformte, z. B. aus Platten oder Bändern ausgestanzte, ungeschlitzte Scheiben verwendet. Sie werden in einem Automaten mit einem Messer geschlitzt und dann seitlich auf den Innenleiter aufgeschoben. Wegen der nachträglichen Schlitzung ist für diese Technik nur das nachgiebige Polyäthyl als Scheibenmaterial verwendbar. Infolge ihrer Elastizität sitzen die Scheiben im allgemeinen sehr fest auf dem Innenleiter, so daß sie ihren gegenseitigen Abstand nachträglich kaum ändern. Die Abstandsgenauigkeit ist bei dieser Technik also allein durch die Genauigkeit des Automaten gegeben und liegt etwa in der Größenordnung $\pm 0,3$ mm.

Die dritte Art der Scheibenisolierung ist in Bild 4c dargestellt. Es werden dabei vorgeschlitzte Scheiben aus hartem Polystyrol verwendet, die durch einen Automaten von der Seite her auf den Innenleiterdraht aufgeschoben werden. Die Genauigkeit des Scheibenabstandes ist hier ebenso wie bei dem vorher beschriebenen Verfahren von der Genauigkeit des Automaten abhängig. Ein solcher Aufreih-Automat wurde in Gemeinschaftsarbeit mit den Kabel- und Metalwerken Neumeyer entwickelt und im Werkzeugbau dieses Werkes hergestellt.

Bild 4d zeigt schließlich eine andere Isolierungstechnik, die versuchsweise für die Fertigung der neuen Koaxialkabel herangezogen wurde. Hierbei sind zwei schmale Bänder aus Polystyrolschaumstoff im Gegen-schlag auf den Innenleiter aufgebracht. Wie eingehende Untersuchungen [5] gezeigt haben, werden bei dieser Schaumstoffisolierung infolge ihrer noch ungenügenden Standfestigkeit durch seitliche Druckbeanspruchungen, z. B. bei Krümmungen des Kabels, die Isolierungsbänder teilweise komprimiert, wodurch sich nicht nur eine exzentrische Lage des Innenleiters, sondern auch ν -Schwankungen im Schaumstoff ergeben. Die dadurch hervorgerufenen Z-Änderungen liegen so dicht an der Grenze der für die heutigen Fernsehkabel geltenden Toleranzen, daß die Isolierungstechnik mit Kunststoffschäumen für eine laufende Produktion ohne großen Ausschuß noch nicht anwendbar ist.

Meßergebnisse an Kabeln der früheren und jetzigen Fertigung

Die Meßergebnisse von Kabeln der Vorkriegsproduktion und der jetzigen Fertigung sind zwar nicht unmittelbar vergleichbar, da sowohl die Bedingungen als auch die Meßverfahren in beiden Fällen verschieden sind; an Hand der Meßresultate läßt sich aber trotzdem klar zeigen, daß es gelungen ist, die für die neue Kabeltype aufgestellten Pflichtenwerte nicht nur einzuhalten, sondern z. T. zu unterbieten.

In Bild 5 sind zunächst zwei Reflektogramme für je eine Fertigungslänge des Rohr-(a) und des Rippenkabels (b) gezeigt, die mit dem jetzt allgemein üblichen Impuls-Reflexionsverfahren erhalten sind. Der Unterschied der Güte beider Kabel ist augenfällig. Während das Rohrkabel immerhin Reflexionsfaktoren bis $1,5\%$ aufweist, zeigt das Rippenkabel nur Maximalwerte von knapp $0,5\%$.

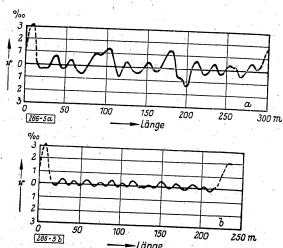


Bild 5: Impuls-Reflexionskurven von Fabrikationslängen
a) Rohrkabel 5,5/20, Baujahr etwa 1940
b) Rippenkabel 2,6/9,5, Baujahr 1955

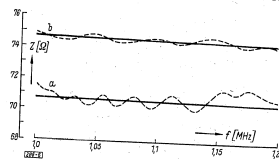


Bild 6: Eingangsscheinwiderstand von HF-Kabeln
a) 18-km-Verstärkerfeld eines Rohrkabels 5,5/20
b) 9-km-Verstärkerfeld eines Rippenkabels 2,6/9,5

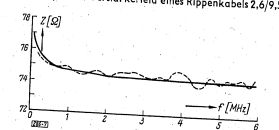


Bild 7: Eingangswiderstand eines Rippenkabels 2,6/9,5 (9-km-Verstärkerfeld) Aufgenommen von der Deutschen Bundespost

Bei der Hintereinanderschaltung der einzelnen Fertigungslängen auf der eigentlichen Kabelstrecke wirken sich die aus den Reflektogrammen ersichtlichen kleinen Z-Unterschiede innerhalb der Einzellängen auf den Eingangsscheinwiderstand des gesamten Streckenabschnittes aus. Der Verlauf dieses Eingangswiderstandes gibt daher ein Bild der Z-Gleichmäßigkeit der Strecke. Entsprechend den damaligen Bedingungen wurde der Eingangsscheinwiderstand nur im Frequenzbereich von $1 \dots 1,2$ MHz gemessen, und in Bild 6a ist die früher aufgenommene Meßkurve [6] eines 18-km-Verstärkerfeldes des Rohrkabels wiedergegeben. Zum Vergleich ist in b die entsprechende Kurve für ein 9-km-Verstärkerfeld des Rippenkabels dargestellt. Der große Unterschied der Güte beider Kabel ist auch hier wieder klar zu erkennen. Während die Eingangswiderstandskurve des Rohrkabels immerhin Abweichungen bis zu $1,5 \Omega$ von der theoretischen Kurve zeigt, sind bei der für das Rippenkabel geltenden Kurve nur Unterschiede von maximal $0,4 \Omega$ festzustellen.

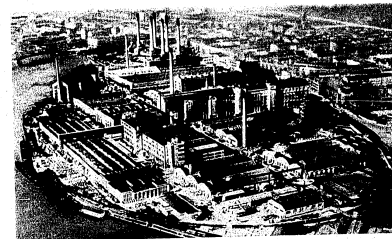
In Bild 7 ist schließlich eine von der Deutschen Bundespost aufgenommene Kurve des Eingangswiderstandes eines 9 km langen Verstärkerfeldes mit Rippenkabel für den Frequenzbereich von $0,1 \dots 6$ MHz wiedergegeben. Die Kurve zeigt bei etwa 4 MHz eine maximale Abweichung von knapp $0,6 \Omega$ gegenüber dem theoretischen Wert. Nach dem Pflichtenheft der Deutschen Bundespost sind für fertig montierte Verstärkerfelder Abweichungen des Eingangswiderstandes bis zu $\pm 3\%$, das sind $\pm 2,25 \Omega$ zugelassen. Die in Bild 7 dargestellte Kurve zeigt erneut, daß die zugestandene Toleranz bei der derzeitigen Konstruktion nur zu einem kleinen Teil in Anspruch genommen wird.

Zusammenfassung

Nach kurzer Schilderung der geschichtlichen Entwicklung von koaxialen Breitbandkabeln werden die Bedingungen mitgeteilt, die für die Vorkriegs- und die jetzige Fertigung von Breitbandkabeln gelten. Die Abhängigkeit der geforderten Gleichmäßigkeit von den einzelnen Kabelgrößen wird abgeleitet und gezeigt, daß die Erfüllung der gegenüber früher verschärften Bedingungen bei den heute üblichen kleineren Kabeldimensionen schwieriger ist als bei den größeren Maßen der Vorkriegskabel. Durch geeignete Wahl der Isolierungsorte und eine besondere Konstruktion des Außenleiters ist es gelungen, die heute geforderten Werte nicht nur einzuhalten, sondern zu unterbieten.

Literatur

- [1] Das Telefonkabel als Energieleitungs-Erdkabel: Sonderdruck der TELEFUNKEN G · M · B · H.
- [2] F. Gladenbeck, Einweihung der öffentlichen Fernseh-Sprechverbindung zwischen Berlin und Leipzig: Europ. Fernspr. Dienst H. 43 (1936), S. 65.
- [3] G. Wuckel, Breitbandkabeltechnik: AEG-Mitteilungen (1938), S. 3 ... 29.
- [4] L. Krügel, Aufbau-Probleme bei Koaxialkabeln: VDE-Fachberichte 17 (1953) IV, S. 12 ... 17.
- [5] L. Krügel, Über die Verwendung von Schaumstoffen für die Isolierung von koaxialen Hochfrequenzkabeln: FTZ Jg. 7, H. 5 (Mai 1954), S. 221 ... 226.
- [6] H. Altsh u. Erich Müller, Untersuchungen über die Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstandes von Breitbandkabeln: Europ. Fernspr. Dienst 56 (1940), S. 175 ... 181.



Das frühere Kabelwerk-Oberspree der AEG, in dem die oben geschilderten Arbeiten ihren Anfang nahmen

wandern diese Punkte nach B, D, F, H, K. Das Nachstimmen ist vollendet, wenn der Anodenscheinleitwert \mathfrak{S}_1 reell geworden ist; dies ist gleichzeitig der Höchstwert des Scheinleitwertes bei der eingestellten Kopplung, $O1 \equiv Y_{1m} = |\mathfrak{S}_1|_{\max}$. Bei gegebener Eingangsspannung \mathfrak{U}_1 erreicht also der Eingangsstrom \mathfrak{S}_1 einen Höchstwert. Die dem vollendeten Nachstimmen entsprechenden Punkte sind auf den Ortskurven mit 1, 2, 3, 4 und 5 bezeichnet.

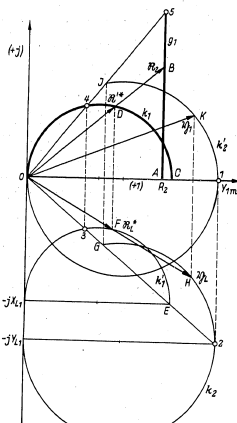


Bild 6: Ortskurven für die Abstimmart „B“

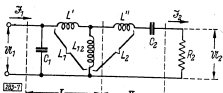


Bild 7: Ersatzschaltung des Zweikreisles

4. Frequenzgang der Zweikreislschaltung bei verschiedener Einstellung

Um den Frequenzgang der Zweikreislschaltung zu untersuchen, möge sie durch die Ersatzschaltung Bild 7 dargestellt werden. Der Zusammenhang zwischen $\mathfrak{U}_1, \mathfrak{S}_1$ und $\mathfrak{U}_2, \mathfrak{S}_2$ läßt sich durch die Matrixgleichung

$$\begin{bmatrix} \mathfrak{U}_1 \\ \mathfrak{S}_1 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} \mathfrak{U}_2 \\ \mathfrak{S}_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

darstellen, in der $[Z]$ die Kettenmatrix des Vierpols ist. Um sie zu bestimmen, teilt man die Schaltung auf in einfachere Vierpole, deren Kettenmatrizen Tabellen entnommen werden können [4]. Die Siebschaltung Bild 7 werde in ein II-Glied I und ein Längsglied II gespalten.

Es bezeichne

- h die Träger-Kreisfrequenz,
- m die Modulations-Kreisfrequenz,
- $n = m/h$ die bezogene Modulationsfrequenz,

$$s = (h \pm m)/h = 1 \pm n$$
 die bezogene Seitenbandfrequenz, und zwar

$$s' = (h + m)/h = 1 + n$$
 die obere, und

$$s'' = (h - m)/h = 1 - n$$
 die untere;

$X_{12} = h L_{12}$, $X_{L1} = h L_1$, $X_{C1} = 1/h C_1$, usw. sind Blindleitwerte für die Trägerfrequenz; die entsprechenden Werte für eine Seitenbandfrequenz sind dann $s X_{12}$, $s X_{L1}$, $\frac{1}{s} X_{C1}$, usw.

Da die innere Anodenwechselspannung der Röhren praktisch als konstant betrachtet werden kann, ist der Nachstimmvorgang beendet, wenn auf größten Anodenstrom eingestellt wird, der maximale Eingangsstrom $|\mathfrak{S}_1|_{\max}$ und maximalem Laststrom $|\mathfrak{S}_2|_{\max}$ entspricht. Falls hierbei nicht die gewünschte Leistung erzielt worden ist, wird die Kopplung verändert und der Vorgang wiederholt.

Zusammenfassend kann man über die Abstimmung eines Senders mit einer Zweikreislschaltung nach Bild 2 sagen: Wird die Kopplung vergrößert, so muß der Erstkreis oder der Zweikreis „verlängert“ werden, und zwar im ersten Fall (Verfahren A) bis ein Minimum des Anodenstromes, und im zweiten Fall bis ein Maximum erreicht ist. Dabei wird im Fall A angenommen, daß die Nachstimmung nicht im Koppelzweig L_1 erfolgt sondern in C_1 oder in einer Induktivität, die parallel zu L_1 und C_1 geschaltet ist. Wird jedoch die Nachstimmung im Koppelzweig (L_1) vorgenommen, so gibt die Stromstärke allein keinen Hinweis auf richtige Abstimmung [3]. Es muß dann auf Phasengleichheit von \mathfrak{U}_1 und \mathfrak{S}_1 eingestellt werden, oder etwa auf maximales Stromverhältnis $|\mathfrak{S}_2/\mathfrak{S}_1|_{\max}$.

Übrigens kann man die beiden Verfahren A und B auch aus einer Betrachtung von Bild 3 und 4 ableiten. In Bild 3 erfolgt die Nachstimmung in C_1 . Daher kann man den übrigen Teil der Schaltung durch einen Wirkleitwert $G_1 = 1/R_1$ und einen parallelen Blindleitwert ersetzen. Durch Nachstellen von C_1 wird der Blindleitwert kompensiert, so daß der gesamte Scheinleitwert das Minimum G_1 erreicht. In Bild 4 kompensieren sich die Blindleitwerte von C_1 und L_1 . Der gesamte Scheinwiderstand ist durch R_2, L'' und C_2 bestimmt. Durch Nachstimmen von C_2 oder L'' werden die Blindwiderstände kompensiert, so daß der Scheinwiderstand ein Minimum wird ($R_1 = R_2$).

Mit Benutzung dieser Symbole ergibt sich die Kettenmatrix des II-Gliedes I in Bild 7 zu

$$[Z]_I = \begin{bmatrix} X_{L1}/X_{12} & |s(X_{L1} - X_{12})| \\ |(-\frac{1}{s} + sX_{L1}/X_{C1})X_{12} & 1 - s^2(X_{L1} - X_{12})/X_{C1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

und die Kettenmatrix des Längsgliedes II zu

$$[Z]_{II} = \begin{bmatrix} 1 & |s(X_{L2} - X_{12}) - X_{C2}/s| \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Die Kettenmatrix $[Z]$ der Zweikreislschaltung ergibt sich als Produkt der Matrizen Gl. (4) und (5) der in Kette geschalteten Vierpole, [4] also nach einigen Umformungen

$$[Z] = [Z]_{II} [Z]_I = \begin{bmatrix} X_{L1}/X_{12} & |s(X_{L2} - \frac{1}{s}X_{C2})X_{L1} - sX_{12}^2| \\ |sX_{L1} - \frac{1}{s}X_{C1}|X_{12}X_{C1} & |s^2X_{12}^2 - (sX_{L1} - \frac{1}{s}X_{C1})(sX_{L2} - \frac{1}{s}X_{C2})|X_{12}X_{C1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Bezeichnen wir die Elemente der Kettenmatrix entsprechend der Formel

$$[Z] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (7)$$

so ergibt sich für das Spannungsverhältnis aus Gl. (1), (6) und (7)

$$\mathfrak{U}_1/\mathfrak{U}_2 = A + B/R_2 \quad (8)$$

und für das Stromverhältnis

$$\mathfrak{S}_1/\mathfrak{S}_2 = C R_2 + D \quad (9)$$

Aus Gl. (8) und (9) erhalten wir den Eingangsscheinwiderstand der Schaltung

$$\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{U}_1/\mathfrak{S}_1 = (A R_2 + B)/(C R_2 + D) \quad (10)$$

Bei der konventionellen Abstimmart A bleibt der Zweikreis abgestimmt,

$$X_{L2} = X_{C2} \quad (11)$$

und der Erstkreis wird so verstimm, daß \mathfrak{R}_1 , Gl. (10), für die Trägerfrequenz ($s = 1$) rein ohmsch wird. Mit Gl. (11) erhält man aus Gl. (10) und (6) zunächst

$$\mathfrak{R}_1 = (X_{12}^2/R_2 + jX_{L1})(1 - X_{L1}/X_{C1} + jX_{12}^2/X_{C1}R_2) \quad (12)$$

Die Forderung, daß \mathfrak{R}_1 reell sein soll, führt zur Abstimmbedingung des Erstkreises

$$X_{C1} = X_{L1} + (X_{12}^2/R_2^2)/X_{L1} \quad (13)$$

Für das Studium des Frequenzganges und der Übertragungssymmetrie ist es zweckmäßig, Qualitätsfaktoren einzuführen, definiert durch die Beziehung

$$\text{Qualitätsfaktor } Q = \text{Blindleistung/Wirkleistung} \quad (14)$$

Für den Erstkreis (Parallelschwingkreis) ist

$$Q_1 = R_1/X_{C1} \quad (15)$$

und für den Zweikreis (Reihenschwingkreis)

$$Q_2 = X_{C2}/R_2 \quad (16)$$

Dann ergeben sich für die Abstimmart A aus Gl. (12) und (13) die Beziehungen

$$R_1/R_2 = X_{12}^2(1 + Q_1^2) \quad ; \quad X_{C1}/X_{L1} = (1 + Q_1^2)Q_2^2 \quad (17) \quad (18)$$

Das Spannungsverhältnis, Gl. (8), errechnet sich mit Hilfe von Gl. (6) und (11) zu

$$\mathfrak{U}_1/\mathfrak{U}_2 = X_{L1}/X_{12} + j \left[\left(s - \frac{1}{s} \right) X_{C2} X_{L1} - s X_{12}^2 \right] / X_{12} R_2 \quad (19)$$

oder mit Berücksichtigung von Gl. (15) bis (18),

$$\mathfrak{U}_1/\mathfrak{U}_2 = K \left\{ 1 + j \left[\left(s - \frac{1}{s} \right) Q_2 - s Q_1 \right] \right\}$$

wobei $K = (Q_1/\sqrt{1 + Q_1^2})\sqrt{R_1/R_2}$. Dieser Faktor kann bei der Untersuchung des Frequenzganges unterdrückt werden.

Für die obere bzw. untere Seitenbandfrequenz ist nach Gl. (3) $s' = 1 + n$ bzw. $s'' = 1 - n$. Aus Gl. (19) ergibt sich für die obere Seitenbandfrequenz

$$\Omega_1'/\Omega_2' = 1 + j \left[\left(2n - \frac{n^2}{1+n} \right) Q_2 - (1+n)/Q_1 \right] \quad (20)$$

und für die untere Seitenbandfrequenz

$$\Omega_1''/\Omega_2'' = 1 - j \left[\left(2n + \frac{n^2}{1-n} \right) Q_2 + (1-n)/Q_1 \right] \quad (21)$$

Für die Trägerfrequenz ($n = 0$) folgt aus den letzten zwei Formeln

$$\Omega_1/\Omega_2 = 1 - j/Q_1 \quad (22)$$

Der Quotient aus (22) und (20) bzw. (22) und (21) gibt den Frequenzgang der beiden Seitenbandfrequenzen in bezug auf den Träger:

$$v' = (\Omega_1'/\Omega_2') / (\Omega_1/\Omega_2) = (\Omega_2'/\Omega_2) / (\Omega_1'/\Omega_1) = (1 - j/Q_1) \left\{ 1 + j \left[\left(2n - \frac{n^2}{1+n} \right) Q_2 - (1+n)/Q_1 \right] \right\} \quad (23)$$

$$v'' = (\Omega_1''/\Omega_2'') / (\Omega_1/\Omega_2) = (\Omega_2''/\Omega_2) / (\Omega_1''/\Omega_1) = (1 - j/Q_1) \left\{ 1 - j \left[\left(2n + \frac{n^2}{1-n} \right) Q_2 + (1-n)/Q_1 \right] \right\} \quad (24)$$

Ein Vergleich der beiden Formeln zeigt, daß die Abstimmart A zu Übertragungssymmetrie führt.

Ein Zahlenbeispiel möge dies veranschaulichen. Es sei $Q_1 = 4$, $Q_2 = 12$ und $n = 0,05$, was z. B. einer Modulationsfrequenz von 10 kHz bei einer Trägerfrequenz von 200 kHz entspricht. Aus Gl. (23) und (24) erhält man dann

$$v' = (1 - j 0,25) / (1 + j 0,909) \quad \text{und} \quad v'' = (1 - j 0,25) / (1 - j 1,47 \dots)$$

Der Frequenzgang ist also für die obere bzw. untere Seitenbandfrequenz

$$|v'| = 0,763 \dots \quad \text{bzw.} \quad |v''| = 0,580 \dots$$

Mit $\psi' = \arccos(|v'|)$ und $\psi'' = \arccos(|v''|)$ ergibt sich die in Abschnitt 1 definierte Phasensymmetrie zu

$$\Phi = \frac{1}{2} (\psi' + \psi'') = -7^\circ 18'$$

Die Untersuchung möge nun für die Abstimmart B durchgeführt werden, bei welcher der Erstkreis abgestimmt bleibt,

$$X_{L1} = X_{C1} \quad (25)$$

der Zweitkreis aber wieder so nachgestimmt wird, daß der Eingangswiderstand R_1 für die Trägerfrequenz ($s = 1$) rein ohmsch wird.

Führt man die Bedingung (25) in Gl. (6) und (10) ein, so erhält man

$$R_1 = (X_{L1}/X_{L2})^2 R_2 + j [(X_{L1}/X_{L2})^2 (X_{L2} - X_{C2}) - X_{C1}] \quad (26)$$

Die Forderung $R_1 = R_1$ führt zu

$$R_2 = (X_{L1}/X_{L2})^2 R_2 \quad (27)$$

und zur Abstimmungsbedingung des Zweitkreises

$$X_{L2} = X_{C2} + (X_{L1}/X_{L2})^2 X_{C1} = X_{C2} + X_{L1}^2/X_{L2} \quad (28)$$

d. h. der Zweitkreis wird induktiv verstimmmt entsprechend Gl. (28).

Mit Benutzung der Qualitätsfaktoren Gl. (15) und (16) ergeben sich aus (27) und (28) die folgenden Beziehungen

$$X_{L2} = \sqrt{R_1 R_2 / Q_1} \quad \text{und} \quad X_{L2} = R_2 (Q_2 + 1/Q_1) \quad (29) \quad (30)$$

Die Gleichungen (28) und (30) lassen sich auch so auslegen, daß die erforderliche Verstimmung des Zweitkreises

$$X_2 = X_{L2} - X_{C2} = R_2/Q_1 \quad (31)$$

betragen muß.

Das Spannungsverhältnis Gl. (8) ist bei abgestimmtem Erstkreis, Gl. (25),

$$\Omega_1/\Omega_2 = \sqrt{R_1/R_2} \left[1 + j \left(s - \frac{1}{s} \right) Q_2 \right] \quad (32)$$

Daraus erhält man leicht den Frequenzgang für das obere bzw. untere Seitenband im Gegensatz zu Gl. (23)

und (24)

$$v' = \left[1 + j \left(2n - \frac{n^2}{1+n} \right) Q_2 \right]^{-1} ; \quad v'' = \left[1 - j \left(2n + \frac{n^2}{1-n} \right) Q_2 \right]^{-1} \quad (33) \quad (34)$$

Da n in den meisten Fällen so klein ist, daß das Glied mit n^2 vernachlässigt werden kann, so sind die Werte der Gl. (33) und (34) konjugiert komplex, d. h. die Modulation ist im Lastwiderstand symmetrisch.

Für das oben behandelte Zahlenbeispiel mit $Q_1 = 4$, $Q_2 = 12$ und $n = 0,05$ ergeben sich hier die Werte

$$v' = 1/(1 + j 1,171 \dots), \quad v'' = 1/(1 - j 1,232 \dots), \quad \text{also} \quad |v'| = 0,649 \dots, \quad |v''| = 0,630 \dots$$

und

$$\psi' = \arccos(|v'|) = -49^\circ 30' 51'', \quad \psi'' = \arccos(|v''|) = +50^\circ 55' 28'';$$

die Phasensymmetrie beträgt nur $\Phi = +0^\circ 42' 18''$.

Ein Vergleich mit den oben angeführten Werten, die bei der Abstimmart A zu erwarten sind, zeigt den Vorteil der Einstellart B, bei der unsymmetrische Modulation und die dadurch bedingten Demodulationsverzerrungen praktisch vermieden werden.

5. Doppelsiebplatte mit Übersetzungen

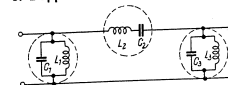


Bild 8: Dreigliedrige Doppelsiebplatte eines Doppelsiebtes; jedes einzelne abgestimmte Glied ist getriebsch eingekleibt.

Durch die oben beschriebene Abstimmart B werden die gekoppelten Schwingungskreise so eingestellt, daß sie die Eigenschaften einer Doppelsiebplatte [5] [6] aufweisen. Diese ist ein Bandpaßkettenglied, dessen Querglieder Parallelschwingkreise, und dessen Längsglieder Reihenschwingkreise sind, die alle auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind. Bild 8 zeigt ein Beispiel

ein Doppelsiebtes; jedes einzelne abgestimmte Glied ist getriebsch eingekleibt. In dieser bekannten Form ist das Bandfilter für Sender fast nie geeignet. Man braucht mindestens eine, meist jedoch mehrere Übersetzungen, um in erster Linie die erforderlichen Anpassungen zu erzielen, dann aber auch aus betrieblichen und wirtschaftlichen Gründen.

Bild 2 und 7 stellen bereits — nach Art B abgestimmt — eine solche Verallgemeinerung des Bandfilters Bild 4 dar, d. h. eine (zweigliedrige) Doppelsiebplatte mit Übersetzung.

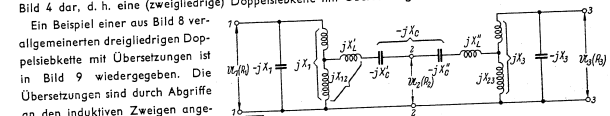


Bild 9: Dreigliedrige Doppelsiebplatte mit Übersetzungen

Ein Beispiel einer aus Bild 8 verallgemeinerten dreigliedrigen Doppelsiebplatte mit Übersetzungen ist in Bild 9 wiedergegeben. Die Übersetzungen sind durch Abgriffe an den induktiven Zweigen angedeutet; sie werden bestimmt durch die gegebenen Werte des Lastwiderstandes R_3 , des in den Zweitkreis zu übertragenden Widerstandes R_2 und des an den Eingangsklemmen

erfordernden Widerstandes R_1 .

Die Untersuchung der für den Senderbau geeigneten Siebplatte Bild 9 wird sich leichter ausführen lassen, wenn erst die in Bild 10 dargestellte Schaltung durchgerechnet worden ist. Diese stellt ebenfalls eine dreigliedrige Doppelsiebplatte dar mit je einem Reihenschwingkreis im Eingang und Ausgang und einem Parallelschwingkreis in der Mitte. Selbstver-

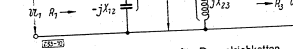


Bild 10: Grundschialtung für Doppelsiebplatten mit Übersetzungen

ständig werden bei Übersetzungen, die von der Einheit abweichen, die Reihenschwingkreise in geeigneter Weise so verstimmten sein. Die Verstimmung der Längsglieder in der Schaltung Bild 10 hat so zu erfolgen, daß bei Belastung mit R_3 bei der Trägerfrequenz ein Widerstand R_2 parallel zum Parallelschwingkreis erscheint und daß der Eingangswiderstand gleich R_1 wird.

Die erste Bedingung ist bereits durch Gl. (28) erfüllt worden; sie lautet mit den Bezeichnungen von Bild 10

$$X_{L3} - X_{C3} = -X_{23} + X_{23}^2/X_2 \quad (35)$$

Ähnlich ergibt sich die Abstimmungsbedingung für den ersten Reihenschwingkreis zu

$$X_{L1} - X_{C1} = X_{12} - X_{12}^2/X_2 \quad (36)$$

Die erste Bedingung ist bereits durch Gl. (28) erfüllt worden; sie lautet mit den Bezeichnungen von Bild 10

$$X_{L3} - X_{C3} = -X_{23} + X_{23}^2/X_2 \quad (35)$$

Ähnlich ergibt sich die Abstimmungsbedingung für den ersten Reihenschwingkreis zu

$$X_{L1} - X_{C1} = X_{12} - X_{12}^2/X_2 \quad (36)$$

Die Eigenschaften der Siebkette lassen sich durch eine charakteristische Matrix beschreiben. Am geeignetsten ist hier die Kettenmatrix, die man durch Multiplikation tabellarisch leicht bestimmbarer Matrizen der Siebkettenglieder erhält. Für das erste und letzte Längsglied von Bild 10 erhält man Matrizen ähnlich Gl. (5) und für das mittlere II-Glied eine Matrix ähnlich Gl. (4). Die geordnete Multiplikation liefert dann die Kettenmatrix der Schaltung Bild 10. Die nach Gl. (7) bezeichneten Elemente dieser Matrix sind mit Berücksichtigung der Gl. (35) und (36) für eine beliebige Frequenz, ausgedrückt durch Gl. (2):

$$A = \frac{X_2}{X_{23}} \left(1 - \frac{1}{s^2}\right) + \frac{X_{12}}{s^2 X_{23}} \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_2}{X_{12} X_{23}} \left(s X_{L1} - \frac{1}{s} X_{C1}\right) = \frac{X_{12}}{X_{23}} \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_{L1} X_2}{X_{12} X_{23}} \quad (37)$$

$$B = \left\{ - \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_2}{X_{12} X_{23}} \left(s X_{L1} - \frac{1}{s} X_{C1}\right) \left(s X_{L3} - \frac{1}{s} X_{C3}\right) + \frac{1}{X_{12}} \left[X_2 (1 - s^2) + s^2 X_{23}\right] \left(s X_{L1} - \frac{1}{s} X_{C1}\right) + \frac{1}{X_{23}} \left[X_2 \left(1 - \frac{1}{s^2}\right) + \frac{1}{s^2} X_{23}\right] \left(s X_{L3} - \frac{1}{s} X_{C3}\right) + s (X_2 - X_{23}) - \frac{1}{s} (X_2 - X_{12}) = \right. \\ \left. = j \left[\left(s - \frac{1}{s}\right) \left(\frac{X_{23}}{X_{12}} X_{L1} + \frac{X_{12}}{X_{23}} X_{C3} \right) - \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_{L1} X_2 X_{C3}}{X_{12} X_{23}} \right] \right. \quad (38)$$

$$C = j \left(s - \frac{1}{s} \right) \frac{X_2}{X_{12} X_{23}} \quad (39)$$

$$D = \frac{X_2}{X_{12}} \left(1 - s^2\right) + s^2 \frac{X_{23}}{X_{12}} - \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_2}{X_{12} X_{23}} \left(s X_{L3} - \frac{1}{s} X_{C3}\right) = \frac{X_{23}}{X_{12}} - \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_2 X_{C3}}{X_{12} X_{23}} \quad (40)$$

Einen Überblick über den Frequenzgang des Spannungsverhältnisses Gl. (8) erhält man, wenn man in Gl. (37) und (38) mit Berücksichtigung von Gl. (2) und (3) annähert $s - 1/s \approx 2n$

setzt. Der reelle Teil des Spannungsverhältnisses hat also nach Gl. (37) angenähert gleichen Wert für die obere und untere Seitenfrequenz; der imaginäre Teil hat nach Gl. (38) entgegengesetzte gleiche Werte für das obere und untere Seitenband. Die Schaltung Bild 10 gewährleistet also Modulationsymmetrie.

Die für die Schaltung Bild 10 durch Gl. (37) bis (40) bestimmte Kettenmatrix läßt sich leicht für die Analyse der Siebkette Bild 9 verwenden.

Der Teilvierpol zwischen den Klemmenpaaren 1-1 und 2-2 (Bild 9) läßt sich als Sonderfall der Schaltung Bild 10 auffassen, wenn man in dieser $X_{23} = X_2$ und $X_{L1} = X_{C1} = 0$ setzt. Dessen Matrix ergibt sich somit aus Gl. (37) bis (40), wenn man die Bezeichnungen von Bild 9 einführt, zu

$$[Z]_1 = \begin{bmatrix} X_1/X_{12} & j(s-1/s) X_1 X_C/X_{12} \\ j(s-1/s)/X_{12} & X_{12}/X_1 - (s-1/s)^2 X_C/X_{12} \end{bmatrix} \quad (41)$$

Der Teilvierpol zwischen den Klemmenpaaren 2-2 und 3-3 (Bild 9) ergibt sich als Sonderfall der Siebkette Bild 10, wenn man in dieser $X_{23} = X_2$ und $X_{L3} = X_{C3} = 0$ wählt. Führt man nun die Bezeichnungen von Bild 9 ein, so hat man zu beachten, daß kapazitive Blindwiderstände durch induktive ersetzt werden und umgekehrt; insbesondere hat man X_C anstatt X_L zu schreiben. Es zeigt sich aber, daß die Vorzeichen der Glieder unverändert bleiben. Die Kettenmatrix dieses Vierpols lautet dann

$$[Z]_2 = \begin{bmatrix} X_{23}/X_3 - (s-1/s)^2 X_C/X_{23} & j(s-1/s) X_3 X_C/X_{23} \\ j(s-1/s)/X_{23} & X_3/X_{23} \end{bmatrix} \quad (42)$$

Das Matrizenprodukt aus Gl. (41) und (42),

$$[Z] = [Z]_1 [Z]_2$$

stellt die Kettenmatrix der Doppelsiebketten mit Übersetzungen nach Bild 9 dar. Aus den Elementen A und B dieser Matrix ergibt sich nach Gl. (8) für das Spannungsverhältnis

$$U_1/U_3 = \frac{X_1 X_{23}}{X_{12} X_3} - \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_1 X_C}{X_{12} X_{23}} + j \left(s - \frac{1}{s}\right) \frac{X_1 X_C X_3}{X_{12} X_{23} R_3} \quad (43)$$

wobei $X_C + X_C = X_C$ gesetzt worden ist.

Gl. (43) zeigt, daß der Frequenzgang symmetrisch ist in bezug auf die Trägerfrequenz, wie auf Grund dieser Arbeit zu erwarten war.

6. Schlußbetrachtung

HF-Siebketten eines amplitudenmodulierten Senders erzeugen zusätzliche Phasenmodulation und damit beim Empfang Demodulationsverzerrungen, wenn sie einen unsymmetrischen Frequenzgang in bezug auf die Trägerfrequenz aufweisen.

Die aus zwei gekoppelten Schwingungskreisen bestehende Siebkette ist frequenzsymmetrisch, wenn sie in konventioneller Weise abgestimmt wird, d. h. wenn der angekoppelte Reihenschwingkreis abgestimmt bleibt, der Anodenschwingkreis aber bei Belastung verstimmt wird.

Läßt man aber den Anodenschwingkreis abgestimmt und stimmt im angekoppelten Reihenschwingkreis nach, so wird der Frequenzgang der Siebkette praktisch symmetrisch. Die Frequenzsymmetrie auf diese Art abgestimmter gekoppelter Schwingungskreise ist dieselbe wie die einer Doppelsiebketten, deren Quartglieder aus Parallelschwingkreisen und deren Längsglieder aus Reihenschwingkreisen bestehen (alle auf die Trägerfrequenz abgestimmt).

Die Zweikreisenschaltung läßt sich in der Tat als zweigliedrige Doppelsiebketten auffassen, mit einer Transformation zwischen dem ersten und zweiten Glied. Eine Verallgemeinerung dieser Schaltung führt zu Doppelsiebketten mit beliebig vielen Gliedern und Transformationen zwischen benachbarten Längs- und Quergliedern.

Außer der Doppelsiebketten mit Übersetzungen gibt es noch andere Schaltungen, die Frequenzsymmetrie gewährleisten. Der von Telefunken gebaute, 1938 in Herzberg/Sachsen in Betrieb gesetzte „Neue Deutschlandsender“ (Trägerfrequenz 160 kHz, Antennenleistung 500 kW) koppelte den Reihenschwingkreis gleichzeitig kapazitiv in den kapazitiven Zweig und induktiv in den induktiven Zweig des Anodenschwingkreises, wodurch Modulationsymmetrie erzielt wurde [3]. Ein anderes Beispiel einer frequenzsymmetrischen Siebkette ist in Bild 4, Telefunken-Zeitung Nr. 87/88, S. 33, beschrieben worden [7].

Literatur

- [1] F. Böttcher, Seitenbandunsymmetrie bei Amplitudenmodulation; Hochfrequenz-u. Elektroakust., Jg. 61 (1943), S. 12...19.
- [2] M. Kulp, Entstehung von Klirrfaktoren durch Filter bei Amplitudenmodulation; ENT Bd. 20 (1943), S. 277...284.
- [3] W. Buschbeck, Schwingfrequenz und Abstimmung bei fremdgesteuerten Einkreisendern; ETZ Bd. 61 (1940), S. 25...28.
- [4] F. Streckler und R. Feilckler, Grundlagen der Theorie des allgemeinen Vierpols; ENT Bd. 6 (1929), S. 93...112.
- [5] F. Wilbig, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 3. Aufl., Bd. 1 (1942), S. 202.
- [6] J. Wollat, Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik, 2. Aufl. (1940), S. 331.
- [7] K. Müller, Die ersten nach 1945 gebauten Großsender; Telefunken-Zeitung Jg. 23, Nr. 87-88 (1950), S. 31...38.

Koaxiale HF-Widerstände extremer Anpassung

Von K. Baur

In den vergangenen Jahren sind die Anforderungen an die Güte der Dezimetergeräte erheblich gestiegen, so daß eine Verbesserung der Anpassung von Abschlußwiderständen an Leitungen (Absorber) notwendig wird. Mit Hilfe der bekannten Meßleitung ist der Reflexionsfaktor nur mit einer Genauigkeit von etwa $\pm 1/2\%$ meßbar, da nicht nur am Ende, sondern auch innerhalb der Meßleitung selbst zwischen der Sonde und dem messenden Objekt Reflexionen entstehen. Wie die Praxis gezeigt hat, lassen sich diese Reflexionen auch durch Kompensation nicht in befriedigendem Maße unterdrücken. Das Meßprinzip wird deshalb so abgedrückt, daß man nicht die Leitung mit der Meßsonde abtastet, sondern das Meßobjekt, z. B. den Absorber, geändert, daß man nicht die Leitung mit der Sonde fest einstellt. Dies erfordert aber im Gegensatz zu den ortsbundenen längs der Leitung bewegte und sonstigen Widerstandsabsorbieren, daß nur die konzentrischen Hohlräume der Leitung exponentiellen und sonstigen Widerstandsabsorbieren, daß nur die konzentrischen Hohlräume der Leitung benutzt werden dürfen und die ganze Abtastmöglichkeit für die Anpassung direkt an die Absorberform gebunden ist. In den folgenden Abschnitten wird die Form des Dämpfungskernes bestimmt und sein Abgleich hergeleitet.

1. Grundlegende Differentialgleichungen [1]

Unter Beachtung nur rein periodischer Vorgänge erhält man aus der Telegraphengleichung für die Widerstandstransformation auf einer Leitung folgende nichtlineare Differentialgleichung 1. Ordnung:

$$\frac{dZ}{dx} = \alpha Z - \beta Z^2 \quad (1)$$

$$\alpha = R + j\omega L \quad \text{und} \quad \beta = G + j\omega C \quad (2)$$

Setzt man noch, wie es üblich ist,

Bild 1: Elementarer Leitungsvierpol

und berücksichtigt, daß $\bar{S} = \sqrt{2} S_{eff}$ ist. Man setzt an: $S_{eff} R \Delta X = \int_0^{r-r_0} \frac{\Delta x}{\sqrt{(2\pi r)^2 dy^2}} \frac{\Delta x}{2\pi r \sigma dy}$. Die Gleichung drückt den Leistungsverlust durch die Längsdämpfung aus, wenn man die Annahmen über den Strom in Abschnitt 2 zugrunde legt. Setzt man (13) in der Effektivform oben ein, so wird, indem man nur bis zum Innenleiter integriert

$$R = \frac{1}{2\pi r \sigma d} \left(1 - e^{-\frac{2}{d}(r-r_0)}\right)$$

Mit (10) erhält man endgültig für den Längswiderstand je Zentimeter

$$R = \frac{R'}{r} \left(1 - e^{-\frac{2}{d}(r-r_0)}\right) \quad (19)$$

Jetzt kennt man die Größen, die Gl. (16) bestimmen, und bekommt nach ihrer Einsetzung

$$-\frac{60}{r} \frac{dr}{dx} = \frac{R'}{r} \left(1 - e^{-\frac{2}{d}(r-r_0)}\right)$$

Damit ist die Differentialgleichung für die Form des Dämpfungskernes gegeben:

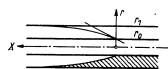
$$-\frac{dr}{dx} = \frac{R'}{60} \left(1 - e^{-\frac{2}{d}(r-r_0)}\right) \quad (20)$$

Wenn der Dämpfungskern vollkommene Anpassung zeigen soll, so ist als Randbedingung nach Bild 4 zu nehmen

$$X = 0, \quad r = r_1 \quad (21)$$

Durch Integration von (20) erhält man den Formtyp I:

$$X = \frac{60}{R'} (r_1 - r) + \frac{60}{R'} \frac{d}{2} \ln \frac{1 - e^{-\frac{2}{d}(r_1 - r_0)}}{1 - e^{-\frac{2}{d}(r - r_0)}} \quad (22)$$



Die Kernform nach Bild 5 berechnet sich ganz analog zu

$$X = \frac{60}{R'} (r - r_0) + \frac{60}{R'} \frac{d}{2} \ln \frac{1 - e^{-\frac{2}{d}(r_1 - r_0)}}{1 - e^{-\frac{2}{d}(r - r_0)}} \quad (23)$$

Dies ist der Formtyp II. Beide Typen zeigen, daß bei den Formeln (22) und (23) rechts das erste Glied einem geraden Kreiskegel entspricht. Dieser würde für sich allein bestehen, wenn die Eindringtiefe verschwindend wäre. Sobald aber die Wellen in das Material eindringen, kommen die logarithmischen Glieder hinzu.

4. Abstimmggrundlage (Beschränkung auf Formtyp I)

Nach den unter Abschnitt 3 abgeleiteten Beziehungen müßte der Dämpfungskern unendlich lang sein, um einen sauberen, d. h. fehlanpassungsfreien Leitungsabschluß zu gewährleisten. Dies ist aber aus technischen Gründen unmöglich, weil man die Spitze des Konus nur beschränkt dünn machen kann. Es ist deshalb nach einer Möglichkeit zu suchen, die auch bei endlicher Konuslänge für die anschließende Leitung keine Fehlanpassung liefert. Dazu müssen für die bereits in Abschnitt 4 berechnete Form gewisse Abweichungen zugelassen werden. Man nimmt die Differentialgleichung (15) wieder zu Hilfe, und läßt für $\Delta \mathcal{R}$ eine gewisse komplexe Abweichung von Z zu

$$\Delta \mathcal{R} = Z + \Delta \mathcal{R} \quad (24)$$

Damit ist also nicht mehr jedes elementare Leitungsstück wie in Abschnitt 3 für sich angepaßt. Doch soll nun gerade diese Fehlanpassung ausgenutzt werden, um nach einem endlichen Konusstück für die freie Leitung Anpassung zu erreichen. (24) in (15) eingesetzt, ergibt

$$\frac{dz}{dx} + \frac{d}{dx} (\Delta \mathcal{R}) = R - j \alpha \Delta \mathcal{R} \left(2 + \frac{\Delta \mathcal{R}}{Z}\right) \quad (25)$$

Vernachlässigt man die quadratischen Glieder von $\Delta \mathcal{R}$, so erhält man für $\Delta \mathcal{R}$ eine inhomogene lineare Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten [5]

$$\frac{d}{dx} (\Delta \mathcal{R}) + j 2 \alpha \Delta \mathcal{R} = R - \frac{dZ}{dx} \quad (26)$$

Der neue Oberflächenradius des Kernes sei $r = r_n + \Delta r$ (27)

wenn man für den in Abschnitt 3 berechneten Radius r_n setzt. Wendet man (27) auf den Wellenwiderstand an, so ist

$$Z = 60 \ln \frac{r_1}{r_n + \Delta r} \approx Z_n - 60 \frac{\Delta r}{r_n} \quad (28)$$

wobei Z_n der in Abschnitt 3 berechnete Wellenwiderstand ist. Zurückgreifend auf die Berechnung von R in Abschnitt 3 teilt man das Integrationsintervall $0 \rightarrow r - r_0$ auf in $0 \rightarrow \Delta r$ und $\Delta r \rightarrow r - r_0$

Damit wird

$$R = \frac{R'}{r} \left(-e^{-\frac{2}{d}\Delta r}\right) \Big|_0^{\Delta r} + \frac{R'}{r} \left(e^{-\frac{2}{d}(r-r_0)}\right) \Big|_{\Delta r}^{r-r_0}$$

Da Δr in unserem Falle recht klein ist, setzt man $r = r_n$ und im 2. Glied auch $\Delta r = 0$. Man bekommt so

$$R = \frac{R'}{r_n} \left(1 - e^{-\frac{2\Delta r}{d}}\right) + R_n \approx \frac{2R'}{d} \frac{\Delta r}{r_n} + R_n \quad (29)$$

wobei R_n der Dämpfungswiderstand je cm aus Abschnitt 3 ist. Mit (28) und (29) wird (26)

$$\frac{d}{dx} (\Delta \mathcal{R}) + j 2 \alpha \Delta \mathcal{R} = \left(R_n - \frac{dZ}{dx}\right) + \left(\frac{2R'}{d} \frac{\Delta r}{r_n} + 60 \frac{d}{dx} \left(\frac{\Delta r}{r_n}\right)\right) \quad (30)$$

Nun ist aber das erste Glied der rechten Seite Gl. (16) und verschwindet somit. Übrig bleibt die Differentialgleichung

$$\frac{d}{dx} (\Delta \mathcal{R}) + j 2 \alpha \Delta \mathcal{R} = \frac{2R'}{d} \frac{\Delta r}{r_n} + 60 \frac{d}{dx} \left(\frac{\Delta r}{r_n}\right) \quad (31)$$

Bezeichnet man den rechten Teil der Gleichung mit $f(x)$, so bekommt man folgendes Integral von (31) [5]

$$\Delta \mathcal{R}_0 = e^{-j 2 \alpha x} \int_0^x f(x) e^{j 2 \alpha x} dx \quad (32)$$

wenn man als Anfangsbedingung sinnvoll $\Delta \mathcal{R} = 0$ für $x = 0$ setzt. $\Delta \mathcal{R}_0$ ist nun die Abweichung des Leistungsstandes von Z an der Spitze des Konus bei $x = l$. Man kann bezüglich $f(x)$ nach Bild 6 folgenden Parabelansatz machen

$$\Delta r/r_n = -\gamma x + \delta x^2 \quad (33)$$

Dieser Ansatz schließt im wesentlichen die in Betracht kommenden Fälle ein. Dann stellt sich $f(x)$ wie folgt dar:

$$f(x) = -60 \gamma + \left(120 \delta - \frac{2R'}{d}\right)x + \frac{2R'}{d} \delta x^2 \quad (34)$$

Mit (34) liefert das Integral (32)

$$\Delta \mathcal{R}_0 = \frac{\sin \alpha l}{\alpha} e^{-j \alpha l} \left[-\left(60 \gamma + \frac{R'}{d}\right) + j \frac{120 \delta - \frac{2R'}{d}}{2\alpha} + \frac{1}{2\alpha} \left(\frac{2R'}{d}\right) - j \left(120 \delta - \frac{2R'}{d} + \frac{2R'}{d} l\right) \right] \quad (35)$$

Die Abweichung des Konuseingangswiderstandes an der Stelle l vom Wellenwiderstand Z_{∞} der ungedämpften Leitung, die letzten Endes zu berechnen ist, erhält man mit (24) und (28) zu

$$\frac{\Delta \mathcal{R}_0}{Z_{\infty}} = \frac{Z_0}{Z_{\infty}} + \frac{\Delta \mathcal{R}_0}{Z_{\infty}} = \frac{Z_{01}}{Z_{\infty}} - \frac{60}{Z_{\infty}} \frac{\Delta r_1}{r_n} + \frac{\Delta \mathcal{R}_0}{Z_{\infty}} \quad (36)$$

Es sind noch die Beziehungen zwischen (33) und den geometrischen Größen der Parabel anzugeben, da letztere der Anschaulichkeit und Nachvollziehbarkeit direkt zugänglich sind. Es gilt mit der Bezeichnung von Bild 6:

$$\gamma = \frac{2c}{l} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{h}{c}}\right) \quad \text{und} \quad \delta = \frac{c}{l^2} \left[1 + \left(1 + \frac{h}{c}\right)^2\right] \quad (37)$$

Um über die Korrekturmöglichkeiten mit der hier gegebenen Methode Aufschluß zu erhalten, ist (36) an Hand eines Beispiels durchgerechnet worden und wird in Bild 7 im Smith-Diagramm gezeigt [6].

Durch passende Wahl von l , c und h am Konusansatz kann man also denjenigen Wellenwiderstand der verlustlosen Leitung erzeugen, der durch den Punkt (1,0) im Diagramm dargestellt wird.

5. Abstimmen des Dämpfungskernes und Meßergebnisse

Bei der praktischen Ausführung ist darauf zu achten, daß der Übergangswiderstand zwischen Kern und Leitung, die beim Verschieben aufeinandergleiten, möglichst klein und gleichmäßig bleibt. Die Verschiebung des Kerns liefert an der Sonde dieselbe Spannungsschwankung, wie man sie von der Meßleitung her gewöhnt ist. Mißt man dazu noch die Kerneingangswiderstände eindeutig im Diagramm festlegen. Um Fehlmessungen zu vermeiden, muß bei dieser Methode der Generator-Innenwiderstand gleich dem Wellenwiderstand Z der Leitung sein, was man durch angepaßte Widerstands-dämpfungsglieder (Abschnitt 6) erreicht (Bild 8). Die Sondenanzeige arbeitet mit Nullpunktunterdrückung und ist deshalb besonders empfindlich. Der Kern wird durch Abschirmgelen des Konus auf der Drehbank nachgestimmt. Hat man nämlich die Lage des Widerstandes im Impedanzdiagramm ermittelt, so kann man sie durch Abnehmen von Material an bestimmten Stellen in gewünschter Richtung verschieben. Bild 9 gibt diesen Vorgang so wieder, wie er experimentell ermittelt wurde. Vergleicht man ihn mit den Ergebnissen aus Abschnitt 4 (Bild 7), so findet man eine recht gute Übereinstimmung.

Das durch die Kerne bedingte Frequenzverhalten des Abschlußwiderstandes ist naturgemäß verwickelt. Es ist sowohl vom Kernmaterial und dessen Frequenzabhängigkeit, als auch vom Konus- und seiner Abstimmmart abhängig. Beispielsweise wurden bei 2000 MHz mit Ferrocart die in Tabelle 1 angegebenen Bandbreiten erzielt.

Ferrocart	Typ	$m \leq$	für eine Bandbreite von
C	I	1,007	10%
M	I	1,001	2%
M	I	1,004	10%
M	I	1,01	25%
C	II	1,008	10%
M	I	1,002	20%

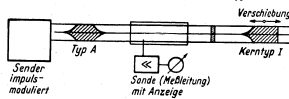


Bild 8: Meßprinzip für den Kernabgleich

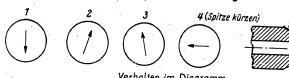


Bild 9: Experimentelle Ermittlung der Abstimmgrundlage

Das letzte Beispiel stellt einen bezüglich der Frequenzabhängigkeit optimal dimensionierten Kern dar. Bild 10 zeigt den Frequenzgang eines Kernes vom Typ I. Da die Kurven einen gleichmäßigen Verlauf haben, kann man nach einigen gemessenen Werten bequem interpolieren und sofort sehen, ob die Kurve durch den Wert I des Diagramms geht oder nicht. Diese Überprüfung kann in die Nachstimmung einbezogen werden, wenn bei einer Frequenz noch bessere Anpassung verlangt wird, als mit der in Bild 9 dargestellten Methode zu schaffen ist.

Die Leistungsabhängigkeit der Kerne ist bei den beiden Typen erheblich verschieden. Da sie hauptsächlich von der Kerntemperatur abhängt, macht sich der durch die verschiedene Form bestimmte große Unterschied in der Wärmeleitung entscheidend bemerkbar. Während bei Typ II für die Wärmeabfuhr der Außenleiter mit seiner großen Oberfläche zur Verfügung steht, ist sie bei Typ I praktisch auf den Innenleiter beschränkt. Die Änderung von m beträgt z. B.:

Typ I Ferrocart M $\Delta m = 11/100$ je Watt; Typ II Ferrocart C $\Delta m = 2/100$ je Watt

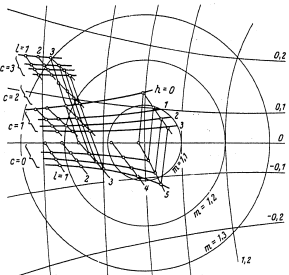


Bild 7: Abgleichgrundlage im Smith-Diagramm

Beispiel:
 $Z_{00} = 60 \Omega$ $Z_n = 60 \ln(r_1/r_2)$
 $R' = 20 \Omega$ $d = 0,33 \text{ cm}$
 $r_1 = 0,8 \text{ cm}$ $\lambda = 15,6 \text{ cm}$
 $r_0 = 0,295 \text{ cm}$ $\alpha = 2n/\lambda = 0,4 \text{ cm}$
 $r_{n1} = \text{Radius des Konus bei der Konusstänge 1 nach Abschnitt 4}$
 I bestimmt sich nach (22) aus r_{n1}

Diagrammpunkte:	(cm)	0,36	0,35	0,34	0,32	0,30
r_{n1}	I	1,86	1,96	2,08	2,4	3,23
c	h	0,031	0,046	0,061		
h	h	0,031	0,046	0,061		
Para-	meter	1	2	3	4	5

Bild 10: Frequenzgang eines Absorbers im Smith-Diagramm. Wellenlänge λ ist Parameter

6. Verwendungsmöglichkeiten

Wie schon erwähnt, eignet sich die beschriebene Dämpfungsvorrichtung besonders für reflexionsfreie Abschlußwiderstände (Absorber). Dabei genügt ein kurzer an den Konus anschließender Zylinder aus Widerstandsmaterial, um die durch die Dämpfungskerne getrennten Leitungen zu entkoppeln. Der Kern-Widerstandsmaterial, um die durch die Dämpfungskerne getrennten Leitungen zu entkoppeln. Der Kern-Widerstandsmaterial, um die durch die Dämpfungskerne getrennten Leitungen zu entkoppeln.

Typ wird nach folgenden Gesichtspunkten ausgewählt. Typ II ist wesentlich leistungsunabhängiger, für den Kerntyp I spricht die günstigere Bearbeitbarkeit. Typ II ist wesentlich leistungsunabhängiger, für den Kerntyp I spricht die günstigere Bearbeitbarkeit. Typ II ist wesentlich leistungsunabhängiger, für den Kerntyp I spricht die günstigere Bearbeitbarkeit.

Für die Verwendung als Dämpfungsglieder mit festen Werten wurden drei Typen entwickelt (A, B und C, Bild 11), bei denen die beiden Konustypen je nach den Anforderungen bezüglich Leistungsverbrauch, Dämpfungsgröße, Platzbedarf usw. verschieden kombiniert sind. Dabei ist Typ C bezüglich der Baulänge am günstigsten. Bild 12 zeigt für diese drei Typen die Abhängigkeit der Dämpfung von der Wellenlänge. Gibt man dem Kern durch eine etwas abweichende Form einen komplexen Widerstand am Kernanfang bzw. an der Stirnseite der Absorber, so lassen sich feste Meßwiderstände schaffen, ebenso Dämpfungswiderstände für Filter, Kreise usw.

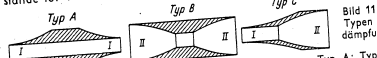


Bild 11 (links): Typen der Festdämpfungsglieder
 Typ A: Typ I + Typ I
 Typ B: Typ II + Typ II
 Typ C: Typ I + Typ II

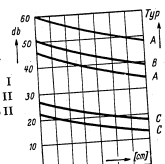


Bild 12: Frequenzgang der Dämpfung einiger Festdämpfungsglieder. Die Mittel beträgt die Frequenzabhängigkeit 1...2 dB auf 10% Wellenlängenänderung

Bild 13: Veränderliches Dämpfungsglied mit geringer Grunddämpfung. Sie zwei konzentrische Leitungen werden übereinandergeschoben. Sie sind mit Dämpfungskernen abgeschlossenen Koppelschlitzes von der variablen Länge l ermöglichen den Energieübergang

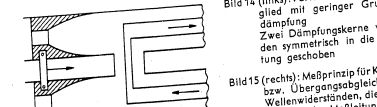


Bild 14 (links): Variables Dämpfungsglied mit geringer Grunddämpfung. Zwei Dämpfungskerne werden symmetrisch in die Leitung geschoben

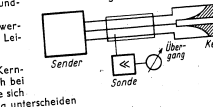


Bild 15 (rechts): Meßprinzip für Kern- bzw. Übergangsgleichheit bei Wellenwiderständen, die sich von dem der Meßleitung unterscheiden

Zwei weitere Anwendungsbeispiele der Dämpfungskerne sind in Bild 13 und 14 dargestellt. Sie zeigen veränderliche Dämpfungsglieder mit niedriger Grunddämpfung.

Unter Verwendung vorhandener Meßmittel, z. B. einer Sonde in einer 60-Ohm-Leitung, kann man ohne großen Aufwand auch Kerne an Leitungen mit anderem Wellenwiderstand anpassen (Bild 15). Hat die dabei auftretende Stoßstelle nur eine geringe Fehlanpassung, so kann der Kern mit der Verschiebemethode direkt abgestimmt werden, da die Fehlanpassung des Übergangs das Ergebnis erst in höherer Ordnung verfälscht. Bei Stoßstellen mit erheblicher Fehlanpassung dagegen kann man ihren Einfluß nicht mehr vernachlässigen. Man hat dann die Möglichkeit, bei Benutzung einer Meßleitung als Sonde eine sukzessive Abstimmmethode (Absorber, Übergang) vorzunehmen. Das Prinzip ist nicht nur auf konzentrische Übergänge beschränkt, sondern kann auch auf Hohlrohre übertragen werden.

Literatur
 [1] K. W. Wagner, Einführung in die Lehre von den Schwingungen und Wellen. Dieterich'sche Verlagsbuchhandlung Wiesbaden (1947).
 [2] R. Feldtkeller, Einführung in die Vierpoltheorie. S. Hirzel, Leipzig (1943).
 [3] W. Weizel, Lehrbuch der theoretischen Physik, Band III. Dieterich'sche Verlagsbuchhandlung Wiesbaden (1948).
 [4] A. Sommerfeld, Vorlesungen über theoretische Physik, Band III. S. Hirzel, Leipzig (1944).
 [5] v. Mangoldt-Knopp, Einführung in die höhere Mathematik, Band III. S. Hirzel, Leipzig (1944).
 [6] P. H. Smith, Transmission line calculator: Electronics 12 (1939) S. 24...31.

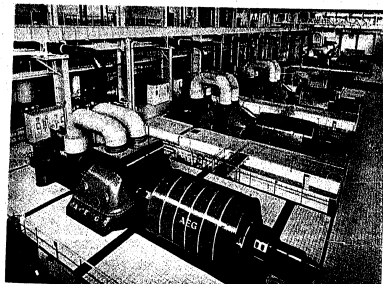


Bild 1: Maschinenhalle des Kraftwerkes Reuter in Berlin, Leistung 308.000 kW. Die Lautsprecher sind an den Trägern im Hintergrund angebracht und bei diesem Übersichtsbild nicht zu erkennen.

Lautsprecher in Kraftwerken

Überall dort, wo Weisungen an Personen zu geben sind, die gleichzeitig zur Bedienung von Maschinen beweglich bleiben und ihre Hände frei haben müssen, ist es zweckmäßig, sich der Übertragung von Nachrichten durch Lautsprecheranlagen zu bedienen.

Die elektroakustische Rufanlage eines Kraftwerkes wird in den meisten Fällen für die Befehlsübermittlung von drei Stellen aus einzurichten sein, von der Warte, von der Betriebsleitung und von der Telephonzentrale aus; die zuletzt

genannte Stelle ist vorzusehen, damit im Bedarfsfalle auch von einem außerhalb des Kraftwerkes gelegenen Punkt Anweisungen gegeben werden können. Die anzurufenden Stellen befinden sich bei den Maschinen, Kesseln, Schaltanlagen und Werkstätten. Die akustische Versorgung großer Maschinenräume erfordert eine erhebliche Lautstärke, da auch beim ruhigsten Lauf der Aggregate der Geräuschpegel groß ist. Die Aufgabe wird allerdings dadurch erleichtert, daß es nicht notwendig ist, die großen Hallen (Bild 1) ganz mit Schall zu versorgen; es genügt, einen bestimmten Umkreis, in dem sich das Personal aufhält, mit Lautsprechern zu erfassen. Hierbei ist es zweckmäßig, vor jeder Durchsage je nach Wichtigkeit einen Gong- oder Heulton zu senden, damit die Angesprochenen sich in die Nähe der Lautsprecher begeben.

Nachdem von den Werken der BEWAG das Kraftwerk Klingenberg die erste Anlage dieser Art bereits im Jahre 1935 erhalten hatte, folgten die Kraftwerke Charlottenburg und West (jetzt Kraftwerk Reuter).

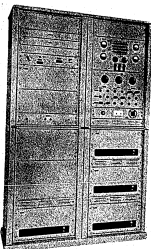


Bild 2: Verstärker d. Lautsprecheranlage im Kraftwerk Reuter

Nach dem Wiederausbau bekam dieses für die Stromversorgung West-Berlins wichtigste Werk im Jahre 1950 eine neuzeitliche elektroakustische Anlage.

Von den drei Sprechstellen: Warte, Betriebsleitung und Vermittlung hat die Warte Vorrang vor der Betriebsleitung und der Vermittlung und die Betriebsleitung Vorrang vor der Vermittlung. Die Warte und die Betriebsleitung können also einen Personruf der Vermittlung, falls erforderlich, unterbrechen und sich einschalten. Sobald eine Stelle spricht, erscheinen bei den beiden anderen Besetzzeichen. Nach Drücken der Sprechaste ertönt selbsttätig bei normalen Durchsagen ein kurzes Gongzeichen. Nach Ablauf des Gongzeichens leuchtet in der Sprechzelle eine Bereitschaftslampe auf. Vor wichtigen, dringenden Ansagen kann die Warte durch Drücken der Taste „Gefahr“ einen durchdringenden Warnton senden.

Die Verstärker (Bild 2) mit einer Gesamtleistung von 400 W arbeiten mit Vorheizung und sind sofort nach Betätigung der Taste in der Sprechzelle betriebsbereit. Bei einer Störung in einem Verstärker schaltet sich selbsttätig der Reserveverstärker ein. Die nach dem Druckkamerasystem arbeitenden Einfachhorn-Lautsprecher (Bild 3) in den Maschinenhallen, Kesselräumen, Werkstätten und im Freien sind mit Kunststoff-Membranen ausgerüstet und gegen Feuchtigkeit unempfindlich. Auf den Gängen im Bürogebäude, den Aufenthalts- und Büroräumen sind Prismen- und Wandgehäuse-Lautsprecher angebracht.

Nachdem diese Anlage sich bereits seit mehreren Jahren bewährt hat, wurde auch das Kraftwerk Moabit der BEWAG mit dieser Einrichtung ausgestattet, und vor kurzem wurde die elektroakustische Rufanlage im Kraftwerk Charlottenburg modernisiert.



Bild 3: Lautsprecher f. Maschinenhallen und Freianlagen

Professor Dr. phil. Dr. med. h. c. A. Esau †

Im Juni vorigen Jahres konnten wir unseren Lesern über den 70. Geburtstag unseres Kollegen, des früheren Laboratoriumsvorstandes unserer Firma, Professor Dr. A. Esau, berichten. Heute, noch nicht ein Jahr später, müssen wir die traurige Nachricht von seinem unvorhergesehenen, am 12. Mai 1955 erfolgten Tode bringen.

A. Esau, aus einer Mennoniten-Familie im Weichseldelta (Westpreußen) stammend, wurde am 7. Juni 1884 geboren, studierte Physik und Naturwissenschaften und promovierte am 7. Juni 1908 zum Dr. phil. an der Universität Berlin. Nach einigen Assistentenjahren wurde er im Jahre 1912 in die Firma Telefunken ein, wo er Laboratoriumsleiter und bald Abteilungsleiter wurde. Auf Grund seines besonderen Interesses für den transozeanischen drahtlosen Verkehr übernahm er im Sommer 1914 den Probetrieb auf unseren Stationen in den afrikanischen Kolonien, wurde in Kamina (Togo) vom Ausbruch des ersten Weltkrieges überrascht und geriet in französische Kriegsgefangenschaft. Nach seiner Freilassung (1917) arbeitete er noch einige Jahre für Telefunken, wobei er insbesondere eine modernere Fernempfangstechnik auf dem Doppelrahmenprinzip aufbaute. Im Jahre 1925 erhielt er einen Ruf zum ord. Professor der angewandten Physik an die Universität Jena, den er auch annahm, so daß er unsere Firma verließ.

In unserem Artikel mit Bild zu seinem 70. Geburtstage in Heft 104 (Juli 1954), S. 104, der Telefunken-Zeitung haben wir seine spätere Laufbahn, seine Erfolge und Tätigkeiten eingehend gewürdigt. Bedauerlicherweise traf ihn auch beim Ausgange des zweiten Weltkrieges ein ähnliches Schicksal wie im ersten.

Seit 1949 Honorarprofessor an der T. H. Aachen war A. Esau in den letzten Jahren Leiter eines Hochfrequenzinstitutes der Deutschen Versuchsanstalt für Luftfahrt in Mülheim a. Ruhr. Im Mai 1955 unterzog er sich einer als harmlos angenommenen Operation, die aber unglücklicherweise durch Embolie zum Tode führte.

Wir haben unseren alten Kollegen A. Esau stets seiner unermüdeten Teilkraft, seiner optimistischen Lebensauffassung und seiner burschikosen Kameradschaftlichkeit wegen hochgeschätzt und werden ihm ein ehrendes Andenken bewahren.

H. Rukop

Diesel-Medaille für Wegbereiter der Funktechnik

Am 24. April 1955 hat der Deutsche Erfinderverband in Nürnberg die Herren

Dr.-Ing. E. h. Hans Bredow,
Prof. Dr. Dr. techn. E. h. Dr.-Ing. E. h. Alexander Meissner,
Prof. Dr. Dr.-Ing. E. h. Hans Rukop

durch die feierliche Überreichung der diesjährigen Diesel-Medaille ausgezeichnet. Das Lebenswerk dieser drei verdienten Wegbereiter der Funktechnik ist aufs engste mit der Geschichte Telefunken verknüpft.



Staatssekretär und Regierungspräsident a. D. H. Bredow war langjähriger Geschäftsführer der TELEFUNKEN G. M. B. H. und schuf vor dem 1. Weltkrieg eine Seefunkorganisation und ein die Welt umspannendes drahtloses deutsches Nachrichtennetz. Der Krieg bereitete diesen Arbeiten ein jähes Ende. Aber nach dem

Krieg ergab sich eine neue Aufgabe für die Allgemeinheit: Bredow rief den Deutschen Rundfunk ins Leben.

Alexander Meissner machte 1913 die entscheidende Erfindung der Erzeugung ungedämpfter Schwingungen durch Rückkopplung mit Hilfe der Verstärkerröhre. Diese Erfindung bildete die Voraussetzung für den Überlagerungsempfang ungedämpfter Maschinensender, aus denen damals das drahtlose Nachrichtennetz vorzugsweise aufgebaut wurde. Später bildete sie die Grundlage für die Röhrensender der drahtlosen Telephonie, vor allem des Rundfunks, die in dem folgenden Jahrzehnt alle anderen Senderarten völlig verdrängte.

H. Rukop hat als langjähriger Leiter der Telefunken-Entwicklung die Röhren für die Übermittlung drahtloser Nachrichten geschaffen. Schon im Sommer 1914 entstanden in seinem Laboratorium die ersten Hochvakuum-Verstärkerröhren und im Jahre 1918 die ersten wassergekühlten Senderöhren, bei denen auch die heute wieder aktuelle Siedekühlung schon angewandt wurde. Er war bis 1950 Vorstandsmitglied der TELEFUNKEN G. M. B. H. und ist heute noch, obwohl im Ruhestand lebend, unentwegt für unser Unternehmen tätig, u. a. auch als Herausgeber dieser Zeitschrift.

Wir beglückwünschen diese Herren zur Verleihung dieser Medaille, die zum Andenken an einen der bekanntesten deutschen Erfinder geprägt wurde.

Abridgments

Vacuum Pumps

By W. Düsing

p. 71

A survey of vacuum pumps is given on the occasion of the tenth anniversary of the death of Prof. Wolfgang Gaede, the originator of modern high-vacuum technics, born on 25th May, 1878 at Bremerlehe near Bremerhaven, deceased on 24th June, 1945 in Munich.

As far as mechanical pumps are concerned, the paper deals with piston pumps, rotary pumps such as multi-slide-valve pumps and oil air pumps inclusive of rotary slide-valve and rotary piston pumps, rotary pumps such as multi-slide-valve principles of the molecular air pump, the diffusion pump and the steam ejector are explained. Details are then given of the different types of mercury and oil vapour pumps. As a promising innovation in the domain of vacuum pumps, Root's principle and the ionic pump are discussed.

The progress made in the communication art during the last four decades would have been impossible if the fundamental idea of the electronic control, that emanated from von Lieben and Lee de Forest, had not been supplemented by the creation of implements permitting to produce in a reliable and economical manner the high vacuum necessary for the manufacture of discharge tubes. Gaede designed and improved mechanical pumps, molecular and diffusion pumps as well as steam ejectors and injectors. At a meeting of physicists at Merano in 1905, where Gaede presented to the public the rotary mercury pump (Fig. 1) invented by him, the high vacuum was opened to the art. Three years later he devised a rotary vane-type pump (Fig. 3) for use as a backing pump, availing himself of the "hydraulic bar" invented in the middle of the 17th century by Prince Rupert of the Palatinate. Later on it was perfected by Gaede to such a degree (Fig. 4) that even today the its basic construction is still prevalent in many fields of the vacuum art in laboratories and the industry. One of the most important improvements was the design of the gas ballast pump in the years 1935 to 1937. This pump permits to exhaust not only the permanent gases, but also more easily condensable vapours. By the gas ballast the vapour is flushed out of the pump before it condenses. The molecular air pump, the principle of which is based on purely molecular-kinetic phenomena, diffusion phenomena in a high vacuum the partial pressure and not the total pressure is decisive (Fig. 11). Thus, after having clarified the diffusion phenomena theoretically and practically, Gaede undertook the construction of high-tension operation in 1913. In the years 1933 and 1934 W. von Meyeren published the results of the investigations of the diffusion pump concerning the gas-absorbing effect of the ionization vacuum gauge. These investigations together with those made by other scientific experimenters are the transition to the ionic pump recently developed and permit to penetrate into the science and technics continues to be effective not only in what has been achieved, but also in what is still growing and progressing towards completion.

A New Cathode-Ray Tube for Maximum Recording Speed

p. 84

For investigating transient phenomena of very short duration cathode-ray tubes are required which can be operated with very high accelerating voltages in order that the brightness of the trace on the fluorescent screen is sufficient for visual observation or for recording on light-sensitive paper. High requirements in regard to the recording speed have to be met for instance when examining high-tension transformers which have to be tested for their reliability of operation in the presence of surge voltages which may occur in networks (transient waves). These requirements of high-tension engineering have been taken into consideration in the design of the Type DBM 13-34 cathode-ray tube developed by Telefunken (Fig. 1).

It is a two-beam tube and hence permits to trace or to observe two actions or phenomena occurring on the test object simultaneously, e. g., voltage and current. Since the tube is designed for post-acceleration of the electron beams, two advantages result for the use intended: Firstly, the necessary high accelerating voltages (max. 11 kV between anode and cathode, max. 22 kV between post-accelerating electrode and cathode) can be produced more easily, because the mains-operated power supply unit has to supply only twice 11 kV to ground. Secondly, the sensitivity of deflection of a tube with post-acceleration is always much higher than the comparable value of the deflection sensitivity of a tube in which

the same total accelerating voltage is applied to the anode alone. With equal sensitivity of deflection — and assuming the most favourable design of the electron-optical system — it is thus possible to apply a higher anode voltage to a tube operating with post-acceleration and to obtain with it a greater screen brilliance than with a tube without post-acceleration.

As shown in Fig. 2, the two electrode systems are parallel to each other in order to keep the distortion as small as possible. The two curves are thus appearing on the screen one above the other. It is possible, of course, by applying additional d-c voltages to the deflecting electrodes, to cause the zero lines of both systems to coincide with each other, just as in all other Telefunken two-beam tubes, the two electrode systems are controllable entirely independently of each other, so that there is no restriction whatever to the application of the systems. The DBM 13-34, like all other modern Telefunken oscillograph tubes, has a sealed-on plane disc as support of the fluorescent screen, so that errors caused by distortion are avoided, especially when photographing the screen pattern.

Filament voltage	6.3 V	Operating values suggested:	8 kV
Filament current	0.3 A	Anode voltage	16 kV
Anode voltage, max.	11 kV	Post-acceleration voltage	3 kV
Post-acceleration voltage, max.	22 kV	Screen-grid voltage	1.8—2.5 kV
Screen-grid voltage, max.	4 kV	Focusing voltage	—60 to —140 V
Focusing voltage, max.	3.5 kV	Cut-off voltage	0.10 mm/V
Grid leak resistance, max.	1.5 megohm	Deflection sensitivity of plates near screen	0.085 mm/V
Leak resistance of deflecting plates, max.	5 megohm	Overall length	464 mm
Diameter	133 mm		

A New Full-Code Selective Calling System with Resonance Relays for Radiotelephone Networks with a Large Number of Subscribers

By H. J. Fründt

p. 85

Mobile VHF radiotelephony equipments permit to connect mobile users to the normal wire telephone system. A high degree of privacy is therefore requested also in radiotelephone networks. This is rendered possible by means of selective calling systems which enable only the called or the calling subscriber to listen in to the emission from the fixed radio station.

For selective calling of the individual subscribers within a radiotelephone network it may be deemed suitable to use the method generally employed in wire telephony, namely to emit a series of pulses which are controlled by a dial switch. However, if a rather large number of field-strength break-downs often encountered, it happens very easily that

ever, on account of the rather large number of field-strength break-downs often encountered, it happens very easily that some pulses fail to be received, so that this system is not recommendable for radio networks.

Another method imaginable is the emission of single tones or of tone combinations in which case the frequency of these tones is characteristic for the selection of the desired subscriber. Such a system is referred to as "full-code system". Since it operates with permanent tones which continue to be emitted until the called subscriber answers, this system is insensitive to interruptions and hence is very reliable in operation. The different tones of a full-code system can be separated with the aid of electrical resonant circuits only if not more than 10 to 12 different tones are used. Consequently, the possible number of subscribers is very restricted.

Larger numbers of subscribers are attainable if a full-code system is used several times during one call. A partial-code system is thus obtained, in which the tones are emitted in the manner of pulses only. Pulses may fail on account of the field-strength zeroes. But the risk of such failure is diminished by the pulse system owing to the greater length of the pulses.

In 1954 the firm Hartmann and Braun of Frankfurt/Main developed a resonance relay permitting to design a full-code system with 32 to 40 different tones, four of which are being emitted simultaneously. Such a system (4) suffices for about

36,000 subscribers while a system (40) is sufficient for about 90,000 subscribers. The energizing power for a resonance relay in practical operation may vary between 3 mVA and 40 mVA owing to different influences. The requirements imposed may be too high to avoid the risk of the relay becoming responsive to combination tones. The requirements imposed may be met only by designing the relay as a mechanical band-pass filter. Fig. 1 shows a resonance relay without its protective cover; its response curve is given in Fig. 2.

Because of the high selectivity of the resonance relays and their dependence on temperature variations, which cannot be entirely avoided, the frequency stability of the emitted individual tones must be about 1·10⁻⁴. The sender of the selective calling system developed by Telefunken was designed as a photoelectric tone generator. Four discs carry 8 to 10 sound tracks each and are driven by synchronous motors. The driving power for these motors being obtained by photoelectric voltage derived from a quartz crystal. Fig. 5 shows a sound track disc with driving motor. A lamp and a photoelectric cell are associated with each sound track. The output terminals of all photoelectric cells is connected in parallel to an amplifier, the individual frequencies being produced by switching the corresponding lamps into circuit. This is done by means of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

of rotary selector switches controlled by a dial plate. Normally eight-digit numbers are needed for selecting 4 out of 32

Two groups of feed-back circuits are dealt with in detail: The combination of an active four-terminal network and a passive one (Fig. 9) and the combination of two active four-terminal networks and one passive network of the same type (Fig. 10). After a survey of the simpler types of regenerative circuits of this kind and a brief explanation of some, the mathematical treatment of such combinations of four-terminal networks is discussed.

According to *Streckler and Feldkeller*, the characteristic magnitudes of a resulting quadrupole consisting of the combination of several four-terminal networks can be ascertained in a simple manner by the matrix calculus. While retaining the fundamental ideas of this method, it is also possible, however, to obtain the resultant characteristic magnitudes in a more evident manner:

By graphical representation of four of the six possible pairs of quadrupole equations, four equivalent circuits for a four-terminal network are obtained. If these are used in a suitable choice for the individual four-terminal networks of a quadrupole combination, a corresponding equivalent circuit for the resultant quadrupole is easily obtained.

The definitions, interrelations, equivalent circuits and formulas required for easy applicability of this method are listed in ten tables. Tables 1 to 3 show the characteristic magnitudes of four-terminal networks, the equivalent circuits for four-terminal networks, and the interrelations existing between them. For the quadrupole combinations according to Figs. 9 and 10, the tables 4 to 6 give the equivalent circuits, rules and interrelations from those of the individual four-terminal networks. Finally, tables 7 to 10 show different operating cases of a quadrupole and formulas for determining its operational properties. Of the magnitudes suitable for characterizing these operational properties, the following are contained in the tables: The operating impedances, the transformation ratios of the external sources, the characteristic impedances, the voltage and current conditions as well as the square roots of the power ratios. The formulas for these magnitudes are given in six different manners, each including the quadrupole parameters of one of the six possible pairs of quadrupole equations.

These ten tables permit mathematical treatment of all transistor amplifiers belonging to the two above-mentioned groups of circuits, i. e., amplifiers with series and parallel feedback, in a very simple manner.

Broad-Band Cables of Extreme Uniformity

By L. Krügel

p. 107

For the transmission of high frequencies and broad frequency bands coaxial cables are used almost exclusively. These cables have to meet different requirements depending on the use for which they are intended. The first and foremost requirements which feeder cables have to satisfy are high current carrying capacity and dielectric strength, whereas coaxial cables for long-distance transmission of wide-band carrier telephony and television have to show a high longitudinal homogeneity in order to avoid reflections at points giving rise to variations of the characteristic impedance (Z).

The first coaxial cable ever manufactured was a feeder cable (the "Telefunken high-frequency cable known as 'Schalenkabel' or shell-type cable). The outer conductor of this cable consisted of half-shells of copper overlapping each other at their ends in a manner similar to spherical joints. The inner conductor was a solid, stranded or hollow wire and disc-shaped insulators were used for the first time as spacers between the outer and inner conductors. This shell construction was also adopted for the manufacture of the first television cables. In a later cable type the outer conductor was formed of a continuous copper tape provided with impressed ribs to ensure adequate flexibility. The cables manufactured after the second world war have their diameter reduced to such an extent that special measures have not to be taken at the outer conductor to render it sufficiently flexible.

The prime requirement to be met by cables for long-distance transmission is a characteristic impedance Z which remains unchanged over the entire length of the cable. The magnitude of Z is dependent on the diameters of the outer and inner conductors and on the effective dielectric constant of the insulation. The accuracy of Z obtainable with the cables described is examined. Depending on the required longitudinal homogeneity, more or less exacting requirements have to be met as far as the accuracy of the diameters and of the dielectric constant is concerned. It has become evident that with the cable type 5,5/20 formerly used (inner conductor 5.5 mm, inner diameter of outer conductor 20 mm) the required accuracy of Z could be maintained more easily than with the cables nowadays generally used, which have diameters of 2.6 mm and owing to the higher number of picture elements used in modern television technique.

For the cable type 2,6/9,5 the required consistency of the diameter of the inner conductor is attainable only with wires drawn by means of diamond dies. Smooth hollow tubes without impressed grooves are used as outer conductor mostly in bending the cables, which results in slight variations of Z. Therefore, to stabilize the cross-sectional form, the cables manufactured by our company have flat ribs impressed in the outer conductor.

It became evident when examining the uniformity of the dielectric that soft material is not suitable for insulation purposes, because the insulating material will get crumpled when subjected to bending stresses. Differences in ϵ and hence in Z will appear in this case. Disc type insulation is the only suitable means and in this case, too, preference should be given to discs of hard material.

In a manufacture of ribbed cables with hard disc-shaped insulators it has become possible to drive the accuracy of Z so high that reflection coefficients measured by the pulse reflection method remain below 0.5% .

R-F Filters and Tuning of Transmitters with Amplitude Modulation

By Rudolf Guertler

p. 116

The filter frequently used in the output stage of transmitters consists of two coupled resonant circuits (Fig. 2). Conventionally resonant anode circuit (the "secondary") remains exactly tuned to the carrier frequency whilst the parallel-resistive circuit (the "primary"), depending on the degree of coupling, is detuned to make the anode load purely resistive.

An analysis (Sect. 4) shows that a filter of two coupled circuits "re-tuned" according to the conventional method (called method "A") produces a frequency response asymmetrical with respect to the carrier frequency. The amplitude and phase distortion in reception, even with linear demodulation.

Contrary to the conventional method "A", the author suggests that the primary circuit be left exactly tuned and that the secondary circuit be detuned to make the anode impedance purely resistive (method "B"). Mathematical investigation shows that coupled circuits re-tuned according to this method "B" (Sect. 4) have a symmetrical frequency response and, therefore, distortion due to additional phase modulation is practically avoided.

The re-tuning process of the filter is represented in locus diagrams (Fig. 3 for method "A", and Fig. 6 for method "B"); therefore, distortion due to additional phase modulation is practically avoided. The re-tuning of the filter according to the conventional method "A", that is by detuning the primary circuit, is indicated by anode current minimum (Fig. 5 and Fig. 3), and the re-tuning according to the method "B", that is by detuning the secondary circuit, is indicated by anode current maximum (Fig. 6 and Fig. 4) when at the start of this process both circuits were exactly tuned.

Coupled resonant circuits adjusted according to method "B" exhibit similar properties as confluent filters (Fig. 8) which also have symmetrical frequency response with respect to the resonant (i. e. carrier) frequency. In the special case where the primary inductance is equal to the mutual inductance ($L_1 = L_{12}$, Fig. 7), the two-coupled-circuits network becomes identical with a confluent filter of two sections (Fig. 4).

In a general case, method-"B"-tuned coupled circuits can be considered as confluent filters with (step-up or step-down) transformations inserted between parallel-tuned and series-tuned sections of the confluent filter (Fig. 9 and Fig. 10). The transformations inserted between parallel-tuned and series-tuned sections of the confluent filter (Fig. 9 and Fig. 10) correspond to the ordinary confluent filter of Fig. 8. The transformation is obtained by tapping of the capacitive or inductive branch of parallel-tuned sections (Figures 7, 9 and 10) or by inserting a transformer between a parallel-tuned and a series-tuned section (Fig. 2).

When more than two coupled circuits are required as an R-F filter in transmitters (e. g. three circuits, Fig. 9), the author suggests tuning them according to the method "B" (Sect. 5) extended to confluent filters with transformations: The parallel-tuned sections (as the first and last in Fig. 9, and the second in Fig. 10) remain exactly tuned to the carrier frequency whilst the series-tuned sections are suitably detuned (according to eq. (35) and (36) in Sect. 5) to provide a symmetrical frequency response which is characteristic of confluent filters.

Extremely Well Matched Coaxial RF Resistances

By K. Bour

p. 123

The matching condition of the terminal resistances usually employed in the technique of coaxial high-frequency cables is determined by the accuracy of measurement of the coaxial slotted section used as measuring line. Since this accuracy is not sufficient for various purposes, the design of the absorber has to be changed in such a manner that the latter is measurable by a method permitting, as known from experience, to exceed the said accuracy of measurement. When so changed, the absorber itself instead of the probe is moved inside the internal diameter of the measuring line.

The first chapters show how to choose the tapering of the absorber on the basis of certain properties of the damping material. The assumption made in equation 13 in regard to current distribution is sufficient despite its rather coarse approximation. The shape of the tapering piece initially of any length is determined from the linear differential equation, and the necessary correction terms (equation 22). Depending on the assumption of the length of the tapering piece, the other of the outer conductor has two different taper forms are obtained: one has its pointed end at the inner conductor, the other at the outer conductor of the coaxial cable (Figs. 4 and 5). As it is impossible for reasons of stability to render the taper tip arbitrarily thin, it has to be broken off at some point. The resulting deviation thereof is given by the linear differential equation 31. The taper form are discussed in paragraph 4. A description thereof is given by the calculation made for a given introduction of a parabolic eking-piece for correction of the taper form permits to find a solution which takes into account all cases occurring in practice. The Smith diagram of Fig. 7 shows the result given by the calculation made for a given example. It will be seen that by choosing definite corrections of shape, matching of the absorber can also be achieved in the case of finite length of the tapering piece. The next chapters deal with the practical side of the manufacture of absorbers and in particular with the measuring method and the limiting procedure. Figs. 7 and 9 show how well theory and practice agree with each other. The dependency of the absorber matching on frequency and power is discussed in the same paragraph. The paper ends with a discussion on the choice of the two taper forms according to the use intended. In addition, some other possible applications are mentioned, the most interesting one being the use for fixed and variable attenuators (Figs. 11, 13 and 14).

Loudspeakers in Power Stations

p. 130

In all places where instructions have to be given to persons who have to go around and must have their hands free for handling the machines, it is suitable to make use of loudspeaker installations for the transmission of information and instructions.

In most cases the electroacoustic calling equipment of a power station will have to be designed for the transmission of orders from three places, viz. from the control room, from the office of the works manager and from the telephone exchange. This last-mentioned place has to be included in the system to permit instructions to be given also from a place outside of the power station if this should become necessary. The places to be called up are situated near the engines, boilers, switch gear covering a large power house whose noise level is still rather high from the viewpoint of the safety of plants and workshops. For extremely smoothly running generators this is facilitated by the fact that it is not necessary to supply even in the case of extremely smooth running generators the sound energy from the loudspeakers covers only a certain communication technique. Fortunately the solution of such problems is facilitated by the fact that it is not necessary to supply a large engine room (Fig. 1) entirely with sound equipment. It will be suitable in this case to emit prior to each announcement area round the place where the personnel is stationed, in order that the men called upon a gong signal or a howling tone, depending on the importance of the announcement, in order that the men called up go to the loudspeaker.

After the Klingenberg Power Station of the Berlin Municipal Power Supply Company BEWAG had been fitted with such an electroacoustic equipment already in 1935 as the first one of the BEWAG power plants, the power stations Charlottenburg and West (now Power Station "Reuter") followed. After the reconstruction and extension of the last-mentioned plant which is the most important one for power supply to Western Berlin, a modern electroacoustic equipment was installed there in 1950.

L'installation d'appel électro-acoustique d'une centrale électrique devra, dans la plupart des cas, être réalisée pour la transmission des ordres à partir de trois places, à savoir le poste de surveillance, la direction de l'exploitation et le central téléphonique. La préférence doit être accordée à cette dernière place afin qu'en cas de besoin on puisse aussi donner des instructions d'un point situé en dehors de la centrale électrique. Les postes appelés se trouvent aux machines, chaudières, installations de distribution et dans les ateliers. Sonoriser par haut-parleur de vastes salles de machines exige une grande intensité sonore parce que, même en cas de marche très calme des groupes, le niveau de bruit est élevé lorsqu'on le considère du point de vue de la technique des communications électriques. A la vérité, la tâche est facilitée par le fait qu'il n'est pas nécessaire de sonoriser par haut-parleur toute la surface des grands halls (fig. 1) et qu'il suffit de couvrir un rayon déterminé dans lequel le personnel se tient. Il est alors utile d'émettre avant chaque annonce, selon l'importance, un son de gong ou un son hülulé servant de signal, afin que la personne appelée puisse se rendre à proximité des haut-parleurs.

Après que la centrale électrique Klingenberg Berlin, qui compte au nombre des usines de la Berliner Kraft- und Licht AG. (BEWAG), eut déjà reçu en 1935 la première installation de ce genre, les centrales électriques Charlottenburg et West (maintenant centrale électrique Reuter) suivirent. Après la reconstruction, cette centrale de la plus grande importance pour l'approvisionnement en courant électrique de Berlin-Ouest a reçu en 1950 une installation électro-acoustique moderne.

Des trois postes microphoniques précités (poste de surveillance, direction de l'exploitation et central téléphonique), le poste de surveillance a la priorité sur la direction de l'exploitation et le central téléphonique, et la direction de l'exploitation sur le central téléphonique. Le poste de surveillance et la direction de l'exploitation peuvent donc, en cas de besoin, interrompre un appel de personnes provenant du central téléphonique et parler. Dès que l'on parle d'un des postes, des signaux d'occupation apparaissent aux deux autres postes. Après que l'on a appuyé sur la touche de conversation, un court son de gong retentit automatiquement en cas d'annonce normale. Après expiration de ce signal par gong, une lampe indique que l'on peut parler s'allume dans la cabine du poste microphonique. Avant des communications urgentes importantes, un son d'avertissement pénétrant peut être émis en appuyant sur la touche désignée «danger» située au poste de surveillance.

Les amplificateurs (fig. 2), dont la puissance totale est de 400 watts, travaillent avec chauffage préalable et sont prêts au service dès que l'on a appuyé sur la touche située dans la cabine du poste microphonique. En cas de perturbation d'un amplificateur, l'amplificateur de réserve entre automatiquement en fonction. Les haut-parleurs à pavillon unique fonctionnant d'après le système à chambre de pression (fig. 3) dans les salles de machines et de chaudières, ateliers et en plein air sont munis de membranes en matière plastique et, par conséquent, insensibles à l'humidité. Dans les corridors du bâtiment des bureaux, les bureaux eux-mêmes et les salles de séjour pour le personnel sont disposés des haut-parleurs avec ébénisterie en forme de prisme ou d'applique murale.

Cette installation ayant déjà donné d'excellents résultats pendant des années, la centrale électrique Moabit de la BEWAG a été équipée aussi d'une telle installation et l'installation d'appel électro-acoustique de la centrale électrique Charlottenburg a été récemment modernisée.

TELEFUNKEN ZEITUNG

HERAUSGEBER
PROF. DR. H. RUKOP

JAHRGANG 28 SEPTEMBER 1955 NUMMER 109

TELEFUNKEN · G M B H · BERLIN

Veröffentlicht von der TELEFUNKEN G · M · B · H, Schriftleitung: Dr.-Ing. E. Roessler
TELEFUNKEN G · M · B · H, Berlin SW 61, Mehringdamm 32—34
Hersteller: Buch- und Verlagsdruckerei H. Heenemann KG, Berlin-Wilmersdorf, Uhländstraße 102

TELEFUNKEN ZEITUNG



JAHRGANG 28

September 1955

NUMMER 109

TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE MITTEILUNGEN
DER TELEFUNKEN G.M.B.H.

I N H A L T S A N G A B E

H. Muth und G. Ulbricht Tragbare Funksprechgeräte	143
W. Lelner Tragbare FM-UKW-Funksprechgeräte „Teleport“ im industriellen Einsatz	150
A. Schupp und F. Pepping Tragbare Funksprechgeräte in Eisenbahnbetrieben	154
* * * Einsatz tragbarer Funksprechgeräte auf Flughäfen	159
W. Hasselbeck Wachsende Weltverkehrs-Empfangsanlagen für Telegrafendienste	162
H. Bodenschütz Über sprachgesteuerte Freisprechanlagen	171
A. Chlond und O. Köhler Neue Vorfideinrichtungen für die Deutsche Bundespost	178
* * * Telefunken-Tonsäulen	190
* * * Errichtung eines Dezimeter-Richtfunknetzes für Rundfunkprogramm-Übertragung in Österreich 191	
* * * Eine moderne Röhrenserie in Subminiatur-Ausführung für tragbare Funksprechgeräte	192
H. Rukop Dr. Karl Rotgardt gewidmet	193
* * * Abridgments (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in englischer Sprache) 194	
* * * Abrégés (Zusammenfassung der in diesem Heft enthaltenen Aufsätze in französischer Sprache) 199	

Die Telefunken-Zeitung erscheint in zwangloser Folge mit etwa drei bis vier Heften im Jahr und kann gegen eine Schutzgebühr von 3,— DM je Heft (Doppelheft 6,— DM) zuzüglich Porto von der Schriftleitung der Telefunken-Zeitung, TELEFUNKEN G.-M.-B.-H., Berlin SW 61, Mehringdamm 32—34, bezogen werden. Postcheckkonto: Berlin-West 355 15, Bankkonten: Berliner Bank, Depositenkasse 5, Berlin SW 61, Mehringdamm 20—22, Konto-Nr. 83455; Berliner Disconto-Bank, Depositenkasse 1, Berlin SW 61, Mehringdamm 48.

Nachdruck von Aufsätzen und Bildern nur mit unserer Genehmigung.

Tragbare Funksprechgeräte

Von H. Muth und G. Ulbricht

1. Geschichtliches, Aufgabenstellung

Ein viel besprochener Zukunftsraum des Hochfrequenz-Ingenieurs ist eine drahtlose Nachrichtenverbindung eines jeden Menschen mit einem anderen Menschen in seinem Wohngebiet mit Hilfe eines kleinen Gerätes, das man in der Tasche tragen kann, das einen Sender mit einer Rufeinrichtung und einen Empfänger mit einem Telefon enthält. Wenn es auch zweifelhaft sein mag, ob ein Stand der Technik, der dieses ermöglicht, für das Leben der Menschen wertvoll und notwendig ist, so ist doch längst erwiesen, daß für tragbare Funksprechgeräte von geeigneter Form, kleinem Volumen und Gewicht und ausreichender Leistung im beruflichen Leben ein dringender Bedarf besteht. In allen Fällen, in denen Menschen räumlich abgesetzt eine Arbeit leisten, deren Verlauf oder Ergebnis mit der Arbeit anderer im Zusammenhang steht, ist eine solche Nachrichtenverbindung erwünscht. Das hierfür erforderliche Gerät soll von dem Bedienenden getragen werden können, ohne daß er in seiner Bewegungsfreiheit, möglichst auch nicht in der Benutzung seiner Arme, gehemmt ist.

Im vergangenen Kriege wurden solche Geräte für militärische Zwecke bereits in großen Stückzahlen eingesetzt. Die Forderungen bezüglich elektrischer Leistungen, also Reichweite, Selektion und Temperaturabhängigkeit, unterschieden sich nicht sehr von denen, die heute an zivile Geräte gestellt werden, da sie im wesentlichen durch den Stand der Technik bzw. durch die physikalischen Grenzen gegeben sind.

In bezug auf Gewicht und Volumen aber waren diese Geräte den heutigen ganz wesentlich unterlegen. Bei 10- bis 15stündigem Betrieb füllte das Send-Empfangs-Gerät einschließlich seiner Batterien eine ganze Tornistertraglast von etwa 15 kg mit einem Volumen zwischen 15 und 25 Liter, ein Gerät für 25stündigen Betrieb sogar zwei solcher Traglasten.

Von Telefunken wurde der erste Versuch, ein wirklich kleines tragbares Gerät zu schaffen, 1943 gemacht. Die sogenannte Funk-Pistole war ein 1-Röhren-Sender von der Größe einer Pistole, mit einer quartzesteuerten Frequenz, einigen Zehntel Watt Senderleistung, einer Peitschenantenne bei UKW-, einer längeren Wurfantenne bei KW-Ausführung, Gewicht etwa 400 g, Speisung aus einem eingebauten Hand-Dynamo.

Seit jener Zeit hat die Nachrichtentechnik in jeder Richtung Fortschritte gemacht, die die Lösung der Aufgabe erleichtern. Es sind sowohl kleinste Röhren mit geringem Stromverbrauch (Subminiaturröhren) als auch kleine Batterien verschiedener Art entstanden. Die Spulen sind durch Verbesserung des Hochfrequenz-eisens in viel kleinerer Ausführung zu bauen als damals, kleinste Kondensatoren sind durch die Erfindung neuer keramischer Massen möglich geworden. Auch bei den übrigen, in einem Funksprechgerät gebrauchten Teilen, wie Stecker, Schalter, Mikrotelefon usw., ist man bemüht, zu Ausführungen von möglichst geringen Abmessungen und Gewichten zu kommen. Zweifellos wird eines Tages auch der Transistor als Verstärker-element in tragbaren Geräten eine bedeutende Rolle übernehmen.

Wie überall, hat die Technik auch bei den tragbaren Geräten keinen Sprung, sondern eine stetige Entwicklung durchgemacht, deren Ende noch keineswegs erreicht ist. Nachdem 1947 in Deutschland das Verbot der Entwicklung tragbarer Funkgeräte gefallen war, entstanden an den verschiedensten Stellen Geräte, die, wenn auch nicht in Idealer, so doch in ausreichender Form die notwendigen Bedürfnisse der Wirtschaft erfüllen. In den folgenden Zeilen soll über die Arbeit Telefunkens auf diesem Gebiet und den heutigen Stand der Geräte berichtet werden.

Die Aufgaben für ein tragbares Funksprechgerät sind nicht einheitlich für alle Verwendungszwecke zu stellen, sondern sind von Fall zu Fall verschieden. Beispiele hierfür enthalten die folgenden Aufsätze. Gemeinsam für alle Zwecke ist die Forderung auf kleinstes Gewicht und Volumen des Gerätes, auf Wetterfestigkeit in bezug auf Feuchtigkeit, Regen, Kälte, Wärme und Staub und auf Schüttel- bzw. Fallfestigkeit. Vom Verwendungszweck bestimmt wird die Reichweite (Senderleistung und Empfängerempfindlichkeit), die Betriebsdauer, die Verkehrsmöglichkeiten (Kanalarzahl, Wechsel- oder Gegensprechen, Aufschaltbarkeit) und die konstruktive Ausführung.

2. Gesichtspunkte für die technische und praktische Auslegung der Geräte

a) Wellenlänge

Für die Wellenlänge stehen die im Plan von Atlantic City für beweglichen Funkdienst bereitgestellten Bereiche zur Verfügung. Es sind Bereiche im 40, 80, 160 und 300 MHz-Band. Das 40 MHz-Band ist wegen der erforderlichen Antennenlänge ungünstiger als die anderen UKW-Bänder und wird für zivile Zwecke wenig verwendet. Das 300 MHz-Band (235 bis 416 MHz) ist bezüglich der Röhren und elektrischen Bauteile in Europa erst im Begriffe, erschlossen zu werden. Zur Zeit beschränkt man sich auf die Anwendung der beiden mittleren

Bänder von 68 bis 88 MHz und 156 bis 174 MHz. Man erhält dabei Antennenstäbe von etwa 80 und 40 cm Länge (2/4). Ausbreitungsmäßig ist die längere Welle günstiger als die kürzere.

Es liegt im Wesen des mobilen Sprechfunks, daß bezüglich der Frequenzen eine gewisse Disziplin eingehalten werden muß. Darum wickelt sich der Verkehr auf festen, von der zuständigen Behörde zugewiesenen Frequenzen ab. Das gesamte Wellenband ist wieder in eine Anzahl Teilbänder unterteilt, in denen die Betriebskanäle festgelegt sind. Darum ist es nicht notwendig, daß die Sende- und Empfangskreise über den ganzen Bereich bedienbar durchgestimmt werden können, es genügt eine nur bei geöffnetem Gerät zugängliche Trimmerabstimmung, was eine wesentliche Aufwandsersparnis darstellt. Die Betriebsfrequenz wird durch einsteckbare Quarze bestimmt.

Von besonderer Bedeutung ist die Frage, ob Sender und Empfänger auf der gleichen Frequenz arbeiten können. In diesem Falle kann man durch gemeinsame Verwendung von gewissen Baugruppen für Sender und Empfänger erheblich an Aufwand sparen. Das bekannteste dieser Verfahren besteht darin, den Sender als freischwingenden Oszillator zu betreiben und zur Erreichung einer genügenden Konstanz über den Diskriminator des Empfängers in der Frequenz nachzusteuern. Solche Schaltungen erlauben jedoch nicht, daß Sender und Empfänger auf verschiedenen Frequenzen arbeiten, wie das erforderlich ist, wenn zum Zwecke des Übergangs auf Leitungen bedingtes Gegensprechen*) möglich sein muß. Da der Teilnehmer, der an der ortsfesten Anlage spricht, nicht die Möglichkeit hat, die Sende-Empfangs-Taste dieser Anlage zu drücken, muß die ortsfeste Station mit einer Gabelschaltung vor und einer Antennenweiche hinter Sender und Empfänger arbeiten, wozu beide gleichzeitig in Betrieb sein und also auf verschiedenen Frequenzen arbeiten müssen. Während z. B. beim Rangierfunk Simplex-Betrieb*) (einfaches Wechselsprechen) ausreicht, erfordert der Betriebsfunk der Eisenbahn einen Übergang auf das Basa-Netz**) (bedingtes Gegensprechen).

Die Anzahl der erforderlichen hochfrequenten Sprechkanäle hängt vom Einsatzzweck ab. Für den Sprechverkehr in industriellen Betrieben ist im allgemeinen 1 Kanal ausreichend, beim Rangierfunk oder im Hafenfunk werden 3 bis 6 Kanäle, beim Polizeifunk u. U. noch mehr benötigt. Hierbei spielt der Preis der Quarze bereits eine nicht mehr zu vernachlässigende Rolle, besonders wenn Sender und Empfänger auf verschiedenen Frequenzen arbeiten.

b) Modulationsverfahren

Das verwendete Modulationsverfahren wird durch die geforderte Wellenlänge und Schüttelfestigkeit und durch den zugelassenen Aufwand bestimmt. Im 300 MHz-Band sind die Störungen durch „man made noise“, vor allem durch Zündfunken meistens so gering, daß das Modulationsverfahren mit dem geringsten Aufwand, die Amplitudenmodulation, benutzt werden könnte. In den Bereichen von 1,7...3,5 m Wellenlänge ist das aber nicht der Fall, so daß es zweckmäßig ist, Frequenzmodulation vorzusehen. Die Forderung auf hohe Schüttelfestigkeit des Gerätes führt zur Anwendung der FM in der Form der Phasenmodulation. Die damit erreichte Konstanz der Frequenz ist so hoch, daß der Betrieb auch bei härtesten Stößen des Gerätes nicht beeinflusst wird. Dies wird mit Hilfe eines einzigen Quarzes erreicht.

c) Stromversorgung

Die Stromversorgung bedarf einer besonders sorgfältigen Prüfung, da von ihrer Lösung Preis und Gewicht des Gerätes wesentlich beeinflusst werden. Die charakteristischen Merkmale der Stromversorgung sind: Betriebsdauer, Trockenbatterie oder Akkumulatorenbatterie oder Akkumulator mit Zerkhackereinrichtung, Akkumulatortypen, konstruktive Ausführung.

Je länger ein ununterbrochener Betrieb gemacht werden muß, um so größer und schwerer ist die Batterie. Im allgemeinen wird man die Geräte für 8 Stunden Betriebsdauer auslegen, wovon etwa 20% Sendezeit sind, nur in besonderen Fällen für eine geringere oder höhere Stundenzahl. Am wirtschaftlichsten ist die Ausrüstung mit Batterien, die geladen werden können. Neben Bleiakkumulatoren, die heute in sehr kleinen Dimensionen, d. h. für kleine Amperestundenzahlen, hergestellt werden können, kommen Nickel-Kadmium- und Silber-Zink-Akkumulatoren in Betracht. Sie sind aber zur Zeit noch wesentlich teurer als Bleisammler. Die geringsten Betriebskosten je Stunde ergeben sich bei Zerkhackerbetrieb mit Blei-Sammlern. Bezüglich Gewicht und Volumen ist eine Anodenstromversorgung aus Blei- oder Edison-Zellen besonders günstig.

*) „Simplex (Einfach)-Betrieb“ bedeutet, daß nur ein Betriebskanal zwischen den Teilnehmern besteht, der abwechselnd für Senden oder Empfangen, d. h. zum Wechselsprechen benutzt wird. Die Betriebsart, bei der zwei Betriebskanäle vorhanden sind, wie beim normalen Fernsprecherverkehr, heißt „Gegensprechen“. Der Teilnehmer kann dann dem Partner ins Wort fallen. Beim „bedingten Gegensprechen“ sind zwar zwei Kanäle vorhanden, trotzdem ist nur Wechselsprechen möglich, weil auf der beweglichen Station Sender und Empfänger nicht gleichzeitig betrieben werden können.

**) Bahnselbstanschluß.

Die Stromversorgung kann auch aus Trockenbatterien betrieben werden. Diese Lösung wird bei militärischen Geräten, bei denen nicht immer mit regelmäßiger Wartung gerechnet werden kann, in manchen Ländern bevorzugt. Sie ist aber zweifellos die teuerste Art der Speisung und ist mit Rücksicht auf ihre Wirtschaftlichkeit für den zivilen Einsatz nicht vorteilhaft. Die Betriebsstunde kostet nämlich über DM 1,-, während sie bei aufladbaren Batterien meist unter 0,10 DM liegt. Ein Netzanschlußbetrieb des tragbaren Funksprechgerätes wird ein Ausnahmefall sein. Er kommt bei ortsfestem Einsatz eines an sich tragbaren Gerätes vor, z. B. auf Bohrtürmen oder Kränen.

Der Verwendungszweck des Gerätes bestimmt die konstruktive Form der Stromversorgung. Ein 1-Kanal-Funksprech-Gerät, das für den Verkehr von Fahrzeugen und Schiffen, auf Expeditionen und von festen Stationen aus eingesetzt wird, erhält zweckmäßig die Stromversorgung direkt als Gerätebauteil angebaut (Bild 5), so daß man am Traggriff das gesamte Gerät in der Hand hält. Das Stromversorgungsbauteil befindet sich in einem geschlossenen Kasten, der das Unterteil des gesamten Gerätes bildet, und ist abnehmbar bzw. auswechselbar. So kann je nach Bedarf ein Zerkhacker- oder ein Netzgerät angeschlossen werden.

Andere Forderungen sind z. B. beim Rangierfunk zu erfüllen. Da der Benutzer beide Hände frei haben muß, ist das Stromversorgungsbauteil als Traglast auszubilden, am besten als Rückenlast, die zu dem auf der Brust zu tragenden SE-Teil einen Lastenausgleich bildet. Der Rangiermeister muß mit dem Gerät unter den Puffern der Wagen hindurchkriechen und auf fahrende Züge aufspringen können. Bild 1 zeigt, durch welche Konstruktion diese Forderungen erfüllt werden können. Es handelt sich um eine Stromversorgung mit einem Sammler zur Heizung der Röhren und einem Sammler zum Betrieb des Zerkhackers. Im Rückenteil eines Traggurtes ist Batterie und Zerkhacker untergebracht. Sie sind mit dem SE-Gerät durch ein flexibles Kabel verbunden.

Bild 2 zeigt eine Anodenstromversorgung mit Zerkhacker in einem Blechgehäuse von der Form und Größe des SE-Gerätes, das sowohl in mechanischer Verbindung mit diesem als auch getrennt benutzt werden oder unter Verwendung von Tragriemen in der Hand oder auf dem Rücken getragen werden kann.

Diese Beispiele mögen genügen, um zu zeigen, wie leicht sich allein durch Änderung der konstruktiven Ausführung der Stromversorgung das Funksprechgerät dem jeweiligen Verwendungszweck anpassen läßt, wie vielseitig aber auch diese Formen sein müssen, wenn das Gerät universell einsetzbar sein soll.

d) Wetterfestigkeit, Schüttelfestigkeit

Da die Funksprechgeräte im Freien eingesetzt werden, müssen sie allen Einflüssen des Wetters widerstehen, vorzugsweise extremen Temperaturen und Feuchtigkeit. In einem den jeweiligen Verhältnissen angepaßten Temperaturbereich (im allgemeinen von -30 bis $+50^{\circ}\text{C}$), müssen die Geräte einwandfrei arbeiten. Diese Forderungen in zulässigen Grenzen bleiben, andererseits, daß — vor allem bei Lagerung der Geräte — keine mechanischen Störungen durch die verschiedenartigen Ausdehnungskoeffizienten der benutzten Materialien (z. B. Metall und Keramik) entstehen dürfen.

In Deutschland bestimmt das Fernmeldetechnische Zentralamt die Forderungen, denen die zivilen Geräte genügen müssen, damit die größtmögliche Sicherheit des Funkverkehrs gewährleistet wird. Diese Forderungen lauten bezüglich der zulässigen Frequenzabweichungen $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ innerhalb des Bereiches von -10° bis $+40^{\circ}\text{C}$. Das bedeutet in dem Frequenzbereich von $160\text{ MHz} \pm 8\text{ kHz}$. Der Temperaturkoeffizient der Schwingquarze beträgt im Mittel etwa $0,5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. Der Gang des TK

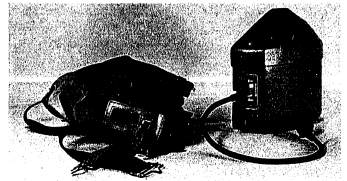


Bild 1: Stromversorgung für Teleport IV als Rückentraglast. Links die Tragetasche, rechts das Gehäuse des Zerkhackers und Batterien.

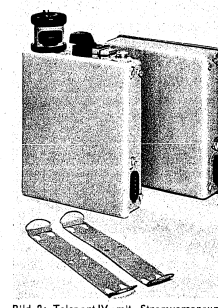


Bild 2: Teleport IV mit Stromversorgungsgerät im Blechgehäuse.

über den ganzen Bereich ist jedoch unregelmäßig, so daß ein Fehlerrechteck in dem betrachteten Temperaturbereich angenommen werden muß. Dieses Fehlerrechteck umfaßt auch die Schlei fungenaugkeit. Bei guten Quarzen liegen diese Frequenzfehler bei $\pm 4 \cdot 10^{-5} \cdot f$ im geforderten Bereich. Nimmt man an, daß sich die Frequenzfehler von Sender und Empfänger addieren, was durchaus möglich ist, da über die Richtung des Fehlers innerhalb des Rechtecks keine Aussage gemacht werden kann, so erhält man bei $f = 168$ MHz eine Gesamtabweichung von 13,2 kHz. Bei dieser Abweichung gegenüber der Abstimmfrequenz darf keine Verwechslung der Betriebskanäle, keine Unterschreitung der Selektionsbedingungen und keine störende Verschlechterung des Klirrfaktors eintreten. Die Gesamtbreite der ZF-Durchlaßkurve muß also etwas mehr als $\pm 13,2$ kHz betragen. Wegen des Frequenzhubes von ± 15 kHz, der für eine gute Sprachübertragung notwendig ist, wird man sowieso eine Bandbreite von etwa $\pm 18 \dots 20$ kHz vorsehen.

Die höchsten Forderungen bezüglich Wasserdichtheit werden im Hafen- und Lotsendienst gestellt, wo damit gerechnet werden muß, daß die Geräte beim Einholen mit der Wurffleine zeitweise unter Wasser tauchen. Durch Anwendung von Gummidichtungen an allen Verschlüßstellen und Achsdurchführungen und von wasserdichten Steckverbindungen lassen sich diese Forderungen erfüllen.

Besondere Beachtung muß der Feuchtigkeit innerhalb des Gerätes, dem sich u. U. niederschlagendes Kondenswasser, geschenkt werden. Die Gehäusewand muß daher genügend großen Abstand von allen Kondukten und elektrischen Bauteilen haben, und man muß darauf achten, daß sich nicht auf den Kontakten selbst Kondenswasser niederschlagen kann. Dies ist bei den Subminiaturbauteilen besonders wichtig, da die Abstände sehr klein, die Betriebsspannungen aber von normaler Größe sind.

Die notwendige Schüttel- und Fallfestigkeit wird in erster Linie dadurch erreicht, daß das ganze Chassis des Gerätes gegenüber dem Gehäuse durch Anwendung von Gummipuffern abgedeutert wird (Bild 3). Davon abgesehen, ist für eine geeignete Befestigung aller Bauelemente zu sorgen. Die Röhren müssen durch Federbügel in ihren Fassungen gehalten werden.

3. Entwicklungsprobleme

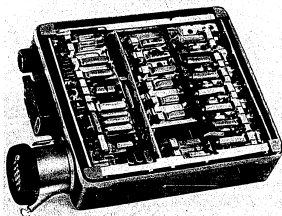


Bild 3: Innenchassis eines Funksprechgerätes mit Gummipuffern abgedeutert

des Gerätes mit den übrigen Bedingungen in Einklang zu bringen.

Es ist eine relativ einfache Aufgabe, bei dem heutigen Stand der Technik einen FM-Empfänger mit guter Empfindlichkeit bei hoher Selektion und guten Begrenzereigenschaften zu entwickeln, wenn das Gewicht des Gerätes und die Leistungsaufnahme aus dem Netz oder einer Batterie bei dem Entwurf eine untergeordnete Rolle spielen. Bei einem tragbaren Funksprechgerät ist die Leistungsaufnahme des Empfängers aus dem Stromversorgungsgerät aber ganz entscheidend, weil damit die Größe der notwendigen Batterie und damit das Gewicht wesentlich beeinflusst werden.

Bei tragbaren Funksprechgeräten beträgt die Leistungsaufnahme des Empfängers für die Heizung und den Anodenstromverbrauch der Röhren nur etwa 2 W, und das Gesamtgewicht des Empfängers darf das Gewicht von etwa 400 Gramm nicht überschreiten. Deshalb ist der Entwurf eines Schaltbildes zu einem FM-Empfänger für ein tragbares Funksprechgerät mit sehr viel mehr Sorgfalt zu planen als bei einem stationären Gerät. Kommerzielle Empfänger gleicher Empfindlichkeit, Selektion usw. nehmen Leistungen von 50 bis 100 W auf. Ihr Gewicht ist 10 bis 20mal höher als das Gewicht des Empfängers eines tragbaren Funksprechgerätes.

a) Allgemeines

Die an tragbare Funksprechgeräte zu stellenden Anforderungen mechanischer Art (Wetterfestigkeit, Schüttelfestigkeit, Betriebssicherheit in einem großen Temperaturbereich, geringes Gewicht, kleine Abmessungen) und die Forderungen elektrischer Art (große Konstanz der Senderfrequenz, hohe Empfänger-Selektion und große -Empfindlichkeit) stehen vielfach in Widerspruch zueinander. Das Schaltbild des Gerätes darf deshalb nicht einseitig mit dem Ziel der Erreichung der geforderten elektrischen Eigenschaften, z. B. Senderleistung, Konstanz der Oszillatoren usw., entworfen werden, sondern es gehen sämtliche Forderungen in seinen Entwurf ein. Besonders schwer sind die Forderungen bezüglich Gewicht und Größe

Die allgemeine Brauchbarkeit des Gerätes unter Berücksichtigung von Gewicht, Abmessungen, Einsatzfähigkeit und Preis ist daher von der Geschicklichkeit abhängig, mit der bei der Entwicklung alle Anforderungen durch Kompromisse einander angeglichen worden sind.

b) Subminiatur-Bauteile

Seit 1945 hat sich die Verwendung von Subminiaturröhren in tragbaren Funksprechgeräten mehr und mehr durchgesetzt, und heute sind fast alle auf dem Weltmarkt befindlichen Geräte mit solchen Röhren bestückt. Die Verwendung von Subminiaturröhren an Stelle der bisher benutzten Miniaturröhren konnte nur dann zu einem kleineren Volumen des Gerätes und damit auch zu einer wesentlichen Gewichtsersparnis führen, wenn auch die anderen elektrischen Teile (Widerstände, Kondensatoren, Spulen, Relais usw.) im gleichen Verhältnis wie die Röhrenabmessungen verkleinert wurden. Bild 4 stellt die Größenverhältnisse zwischen einer Miniaturröhre mit Fassung und einer kompletten ZF-Stufe mit Subminiaturröhre dar. Trotz der Umstellungen in den Abmessungen dieser Teile mußten die elektrischen Eigenschaften erhalten bleiben. Diese Aufgabe hat die Zubehörindustrie bereits ziemlich gelöst.

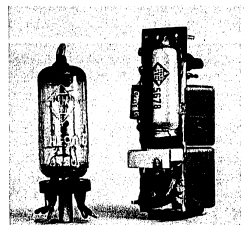


Bild 4: Miniaturröhre mit Fassung (links) im Vergleich zu kompletter ZF-Stufe mit Subminiaturröhre (rechts)

Mit der Einführung der Subminiaturtechnik konnte die Stoß- und Schüttelfestigkeit der Geräte ganz wesentlich verbessert werden, weil die Massen der einzelnen Teile erheblich heruntergingen. Beschleunigungen von 30 g werden von modernen tragbaren Funksprechgeräten vertragen.

Schwierige Entwicklungsaufgaben traten bei der Verkleinerung der Spulen ein, die in den HF- und ZF-Teilen der Geräte verwendet werden. Da die Güte einer Spule in erster Annäherung durch ihre Abmessungen gegeben ist, bedurfte es besonderer Anstrengungen, bei den sehr viel kleineren Spulen die gleiche Güte zu erreichen wie bei den bisherigen, um so alle elektrischen Eigenschaften des Gerätes zu erhalten. Bei den umfangreichen Entwicklungsarbeiten, die diesem Zweck dienten, mußten neue Verfahren entwickelt werden, mit denen die Spulen in ihrer Induktivität bei ausreichender Einstellgenauigkeit und vorgeschriebenem Trimmerbereich abgeglichen werden konnten. Bei der Konstruktion dieser Subminiaturspulen mußte auch der Temperaturkoeffizient (TK_L) erhalten bleiben, den die vorher verwendeten großen Spulen hatten.

Die ebenfalls notwendig gewordene Verkleinerung der Keramik-Kondensatoren, insbesondere derjenigen, bei denen ein bestimmter Temperaturkoeffizient (TK_C) vorgegeben ist, stieß anfänglich auf Schwierigkeiten, weil man mit der Wandstärke der verwendeten Keramikröhren nicht beliebig weit heruntergehen kann. Weiterhin zeigte sich, daß viele keramische Massen, die für solche Kondensatoren verwendet werden, keinen ausreichend linearen TK_C haben, insbesondere im Bereich tiefer Temperaturen. Kondensatoren mit nicht-linearem TK_C sind jedoch ungeeignet zur Temperaturkompensation von Spulen. Hier bedurfte es der Entwicklung von keramischen Sondermassen, um dieses Problem zu lösen. Auch die Kapazitätsänderung solcher Kondensatoren bei Erreichung des Taupunktes bedurfte wesentlicher Verbesserungen durch neuartige Konstruktionen.

c) Sender

Die Sender bei den zur Zeit auf dem Markt befindlichen tragbaren Funksprechgeräten haben eine Konstanz der Trägerfrequenz von $\Delta f \leq \pm 5 \cdot 10^{-5}$. Diese Konstanz ist, solange man mit Kanalabständen 100 kHz arbeitet, ausreichend. Bei Neuentwicklungen von tragbaren Funksprechgeräten wird bereits seit einiger Zeit mit Rücksicht auf den in Zukunft zu verwendenden Kanalabstand von 50 kHz ein Δf von $\pm 2,5 \cdot 10^{-5}$ angestrebt. Mit einer wesentlichen Verbesserung des TK_C der zur Zeit verwendeten Schwingquarze kann gerechnet werden.

Bei Geräten mit Amplitudenmodulation findet man fast ausschließlich quarzstabilisierte Sender. Bei frequenzmodulierten Sendern hat sich zur Erreichung bestmöglicher Konstanz des Sendeträgers die Phasenmodulation bewährt. Der phasenmodulierte Sender, bei dem die Trägerfrequenz durch eine hohe Verflechtung der Quarzfrequenz erreicht wird, erfordert jedoch einen hohen Selektionsaufwand zur Vermeidung von Störstrahlungen und deshalb einen ziemlichen Aufwand an Röhren und Kreisen.

Bei Geräten, die mit einigen Kanälen arbeiten, sind trotz des großen für die Modulation nötigen Aufwandes die Vorteile beim phasenmodulierten Sender größer als beim frequenzmodulierten, weil bei diesem der Aufwand für die erforderliche Frequenzkonstanz noch größer wäre (frei schwingender Oszillator, angebunden an den Empfänger-Diskriminator). Bei Geräten mit einer größeren Kanalzahl ist man zu anderen Lösungen übergegangen. Eine davon besteht darin, auf eine relativ hohe quarzstabilisierte Frequenz eine tiefere Frequenz

von einigen MHz aufzumischen, die relativ leicht konstant gehalten werden kann und in einem freischwingenden Oszillator erzeugt wird. Sie wird frequenzmoduliert. Durch Weiterverstärken des oberen oder unteren Seitenbandes gewinnt man die Sender-Trägerfrequenz. Die gewünschten Kanäle, d. h. die Frequenzen des Senderträgers, ergeben sich dann durch kontinuierliche oder gesteuerte Frequenzeinstellung des freischwingenden Oszillators. Diese Art der Frequenzaufbereitung des Senders bietet die Möglichkeit, die Frequenz des im Empfänger notwendigen Misch-Oszillators dadurch zu gewinnen, daß man den gleichen freischwingenden Oszillator auf eine Quarzfrequenz aufmischt, die gegenüber der Empfangsfrequenz um die Summe von Zwischenfrequenz und Frequenz des freischwingenden Oszillators versetzt ist.

d) Empfänger

Die in tragbaren Funksprechgeräten verwendeten FM-Empfänger sind in ihrer elektrischen Entwicklung abgeschlossen. Die erreichten Empfindlichkeiten liegen bei etwa $1 \mu\text{V}$ für den Störabstand 20 db. Hinter einer Hochfrequenz-Verstärkeröhre und einer ersten Mischröhre mit Oszillator wird eine zweifache Frequenzumsetzung verwendet. Um eine hohe Spiegelwellenselektion zu erreichen, liegt die 1. ZF zwischen 10 und 20 MHz. In dem zweiten ZF-Verstärker werden Frequenzen von 500 kHz bis zu 3 MHz angewendet. Für eine Trägerverstärkung von 100 kHz werden Selektionen von > 100 db erreicht. Mit Rücksicht auf den immer größer werdenden Geräteinsatz und den in Einführung begriffenen Kanalabstand von 50 kHz liegt bereits die Forderung auf 70 db bei 50 kHz Verstärkung vor und ist auch schon in einigen tragbaren Funksprechgeräten durchgeführt. Besonders wichtig ist die Vermeidung von Interkanalmodulation, d. h. von unerwünschten Mischprodukten aus mehreren Empfangsfrequenzen, die in den eingestellten Empfangskanal fallen ($f_1 \pm 2f_2$ etc.). Wegen des dauernd wachsenden Einsatzes ist in naher Zukunft damit zu rechnen, daß die durch die Interkanalmodulation bedingte Betriebsselektion des Empfängers ebenso groß gehalten werden muß wie die Selektion.

e) Stromversorgung

Das Gewicht der Stromversorgung beträgt bei Verwendung von Blei- oder Eisenzellen gewöhnlich etwa 2/3 des Gesamtgewichts des Gerätes.

Die geringsten Gewichte werden zur Zeit bei Benutzung von Trockenbatterien erreicht. Hierbei wiegt die Stromversorgung etwa die Hälfte des Gesamt-Gerätes. Bei Geräten, die sich im Dauereinsatz befinden, verbietet jedoch der Preis der Trockenbatterien ihre Anwendung. Aus diesem Grunde ist man darauf angewiesen, Blei- oder Eisensammler zu nehmen, die über einen Zerkacker die notwendigen Anodenspannungen erzeugen. Hierbei bestimmen die Treiberleistung des Zerkackers und die Eisenverluste der Transformatoren den Wirkungsgrad. Die erzielten Wirkungsgrade mit Zerkackerstromversorgung lagen bisher bei 50 bis 60%. Neuere Zerkacker mit höheren Frequenzen und sehr viel kleineren Treiberleistungen ergeben Wirkungsgrade bis 75%. Diese scheinbar geringe Verbesserung wirkt sich bereits erheblich im Batteriegewicht aus. Auch die Verwendung von Germaniumdioden als Gleichrichter bringt eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrades.

Blei- und Nickel-Eisen-Sammler können, wenn nicht besondere Maßnahmen konstruktiver Art getroffen wurden, Korrosionsschäden infolge Austretens der Säure oder Lauge verursachen. Gasdichte, verlötete Akkumulatoren (Nickel-Eisen- oder Nickel-Kadmium-Zellen), die von verschiedenen Firmen entwickelt wurden, haben sich bereits bestens bewährt.

4. Ausführungsbeispiele

Das Telefunken-Gerät Teleport III

Das tragbare Funksprechgerät Teleport III (Bild 5) hat einen Frequenzbereich von 156 bis 174 MHz. Es gestattet Sende-Empfangsbetrieb im Wechselsprechverkehr mit Antennenumschaltung durch Sprechstaste auf 12 gesteuerten quarzstabilisierten Frequenzkanälen, benötigt dazu aber nur drei Quarze. Stabantenne und Sprechgarnitur sind ansteckbar. Zum Tragen auf dem Rücken ist eine besondere, abnehmbare Trageeinrichtung vorhanden. Das Gerät besitzt einen Tonanruf und eine Krachsperrung mit einstellbarem Ansprechwert.

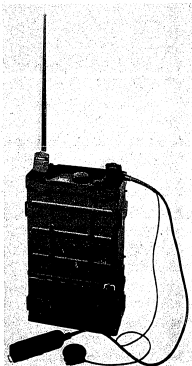


Bild 5: Teleport III

Als Stromversorgung dienen Blei- oder Silber-Zink-Akkumulatoren mit Zerkackereinrichtung oder ein Netzanschlußgerät. Sie ist im auswechselbaren Untersatz des Gerätes untergebracht. Mit 1 Batterie-ladung ist ein Zerkackerbetrieb von 8 Stunden möglich.

Das Gerät besitzt ein spritzwasserdichtes Gehäuse. Seine mechanischen und elektrischen Daten sind folgende:

Abmessungen: ca. $440 \times 275 \times 120$ mm,

Gewicht: ca. 7,0 kg.

Bandbreite: 1,1 MHz.

Frequenzmodulation

Kanalabstand: 100 kHz.

Frequenzhub: ± 15 kHz.

Frequenzkonstanz bei $-20^\circ\text{C} \dots +40^\circ\text{C}$:

besser als $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

Senderleistung: 0,5 W.

Oberwellendämpfung: > 60 db.

Nebenwellendämpfung: > 80 db.

NF-Bandbreite: 300...3000 Hz.

Empfängerempfindlichkeit bei Störabstand 20 db: ca. $1 \mu\text{V}$.

Selektion bei 100 kHz Kanalabstand: 120 db.

NF-Ausgang: 2,5 mW an 600 Ohm.

Antenne: $\lambda/4$ -Strahler.

Das Telefunken-Gerät Teleport IV

Das tragbare Funksprechgerät Teleport IV ist mit den Frequenzbereichen 30 bis 40, 68 bis 73, 75 bis 83, 80 bis 88, 156 bis 172 und 158 bis 174 MHz lieferbar. Es ist für den Einsatz im Dienste der Behörden, Industrie-Unternehmen, Versorgungsbetrieben, Rangierdienst usw. gedacht und kann mit 3 bzw. 6 quarzstabilisierten Kanälen ausgerüstet werden. Zur Umschaltung ist ein Kanalwahlschalter vorgesehen. Das Gerät besitzt einen dynamischen Mikrofonlautsprecher, der mit der entsprechenden Taste für die Sende-Empfangsumschaltung und mit der Rufaste für den Tonruf kombiniert ist. Auf Wunsch kann der Wechselsprechbetrieb auf zwei verschiedenen Frequenzen vorgesehen werden.

Das Gerät ist mit Handriemen oder mit Schulterriemen tragbar (Bild 7), kann aber auch als Brust- oder Rückenlast getragen werden. Bilder, die diese Tragarten zeigen, sind in den folgenden Aufsätzen enthalten. Die Stromversorgung, die aus Bleiakkumulatoren und Zerkackereinrichtung besteht, ist in einem besonderen Kasten von der gleichen Größe wie das Sende-Empfangsgerät untergebracht und kann je nach Bedarf mit diesem mechanisch vereinigt oder getrennt getragen werden (z. B. das Gerät auf der Brust, die Stromversorgung auf dem Rücken).

Mikrofonlautsprecher, Kanalwahlschalter, Antenne sind vom Gerät durch steckbare Zwischenkabel absetzbar. Das Gehäuse ist spritzwasserdicht und wetterfest. Die mechanischen und elektrischen Daten des Teleport IV sind folgende:

Abmessungen: ca. $300 \times 210 \times 120$ mm,

Gewicht: ca. 5,5 kg.

Frequenzmodulation

Bandbreite: 1,2 MHz im Bereich 160 MHz.

Kanalabstand: 100 kHz.

Frequenzhub: ± 15 kHz.

Frequenzkonstanz bei $-20^\circ \dots +50^\circ\text{C}$: $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

Senderleistung: 0,5 W.

Oberwellendämpfung: > 45 db.

Nebenwellendämpfung: > 60 db.

NF-Bandbreite: 400...3000 Hz.

Empfängerempfindlichkeit bei Störabstand 20 db:

etwa $1 \mu\text{V}$.

Selektion bei 100 kHz Kanalabstand: 100 db.

Spiegelselektion: 70 db.

Antenne: $\lambda/4$ -Strahler.



Bild 7: Teleport IV am Schulterriemen getragen



Bild 6: Teleport IV

Tragbare FM-UKW-Funksprechgeräte „Teleport“ im industriellen Einsatz

Von W. Leisner



Bild 1: Teleport im Führerhaus eines Krans

Weiterentwicklung, bei der die Erfahrungen mit den bisherigen tragbaren Geräten verwertet wurden.

Aber nicht nur bei der Funk-Nachrichtenübermittlung für Polizeidienststellen und Behörden, sondern auch im Bereich der Industrie haben die Teleport-Geräte vielfache Anwendung gefunden.

Bei Krananlagen (Bild 1) dienen sie zur Übermittlung von Arbeitsanweisungen vom Lademeister an den Kranführer, um die Arbeiten schnell und reibungslos abzuwickeln. In einer großen Gaskokerei (Bild 2) konnte der

Die tragbaren Funksprechgeräte von Telefunken haben sich zur Nachrichtenübermittlung im Einsatz bei verschiedenen Polizei-Dienststellen und Behörden vielfach bewährt. Dabei wurde vornehmlich das 1-Kanal-Gerät „Teleport II“ für Punkt-zu-Punkt-Verbindungen und das 12-Kanal-Gerät „Teleport III“ für verschiedene taktische Einsätze verwandt. Das neue tragbare Gerät „Teleport IV“, das infolge der bei den Röhren und Bausteinen angewendeten Subminiaturtechnik leichter und kleiner ist und wahlweise als 1- bis 6-Kanal-Gerät betrieben werden kann, ist eine



Bild 2: Teleport in einer Gaskokerei

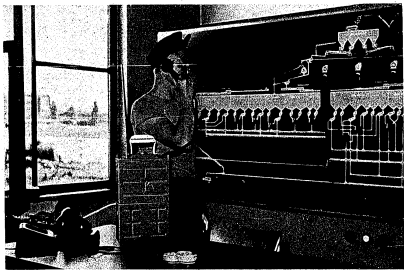


Bild 3: Teleport in der Steuerwarte

Arbeitsablauf durch die drahtlose Nachrichtenübertragung zum Kranführer auf der Verladebrücke erheblich verbessert werden. Die verschiedenen Steinkohlensorten werden nach den Funkanweisungen zu den einzelnen Kokerei-Öfen herangeholt, wobei von einer Steuerwarte mit optischer Anzeige die Arbeitsvorgänge überwacht werden (Bild 3).

Eine Brauerei leitet die Beladung ihrer Bierwagen sowie das Herausuchen der im Kellerraum lagernden Fässer mit der notwendigen Durchgabe der Literzahlen und Faßkennzeichen über Funk zwischen Versand (Bild 4) und Kellermeister (Bild 5) und



Bild 4: Teleport im Versandbüro



Bild 5: Teleport im Keller einer Brauerei

erreicht dadurch eine zügige Beladung der einzelnen Lastwagen.

Während die vorgenannten Beispiele sich mit dem 1-Kanal-Gerät „Teleport II“ lösen lassen, erforderte die Steuerung von großen Walzenstraßen in einem Hüttenwerk die Einrichtung mehrerer Funkkreise, die nach Umschaltung auch untereinander Funkbetrieb machen können. Mit Mehrkanalgeräten „Teleport III“ wurde diese Aufgabe gelöst. Jede Walzenstraße hat ihren eigenen Leitstand. Dort befinden sich die ferngesteuerten Meßeinrichtungen für die Anzeige der Temperatur der einzelnen Tieföfen, in denen die Kokillen-Blöcke vor der Bearbeitung auf der Walzenstraße vorgewärmt werden. Ein Hauptleitstand gibt auf Grund der Werksplanningen die Anweisungen getrennt an die drei Walzenstraßen. Jeder von ihnen steht ein eigener Funkkreis zwischen dem Leitstand und dem Kranführer zur Verfügung. Die drei Kanäle dieser Funkkreise liegen nur 100 kHz auseinander. Vom Hauptleitstand aus kann man sich in den Funkverkehr der gewünschten Walzenstraße wahlweise einschalten. Die Funksprechgeräte werden bei diesem Einsatz über ein Netzgerät aus dem Wechselstromnetz betrieben, um das Auswechseln und die Wartung der Bleisammler zu ersparen. Das Gerät arbeitet im Wechselsprechbetrieb, und der Sender wird durch Druckknopfbedienungen an einem besonderen Tischgerät eingeschaltet. Um mit der geringen Sendeleistung von 0,5 W trotz der stark absorbierenden Eisenmassen der Hüttenanlagen die drei auseinander liegenden Leitstände noch sicher zu erreichen, werden die Funksprechgeräte nicht mit den sonst üblichen Stabantennen, sondern an abgesetzten Antennen betrieben. Senderausgang und Empfangereingang jedes Gerätes sind über den als Tischgerät mit Verstärker ausgeführten Mikrofonlautsprecher angeschlossen. Am Hauptleitstand besteht dadurch eine bequeme Durchsagemöglichkeit für die Arbeitsanweisungen an die Kranführer und Tieföfen-Wärter. Man



Bild 6: Teleportsprechstelle mit Lautsprecher im Leitstand einer Walzenstraße

braucht nach der Kanalwahl nur die Sendertaste des Mikrofonlautsprechers zu betätigen und kann so das Hauptaugenmerk auf die für die Produktion notwendige Übersichtskarte und den Produktionsablauf richten.

Der zu jeder Walzenstraße gehörende Leitstand gibt gleichfalls über Mikrofonlautsprecher (Bild 6) seine Anweisungen an den Kranführer. Für den Kran wurde der beim

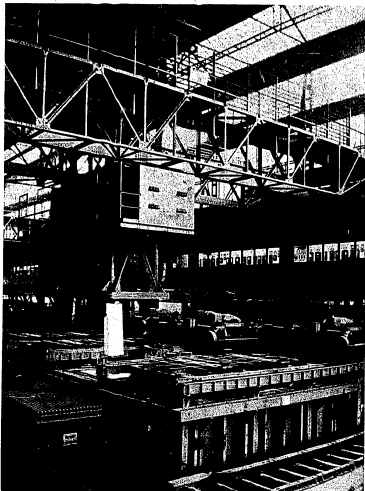


Bild 8: Teleportgesteuerte Krananlage eines Hüttenwerkes. In den Tieföfen darunter werden die Stahlblöcke gewärmt

Bild 7 (rechts): An Teleport angeschlossener Mikrofonlautsprecher mit Druckkammersystem



Rangierfunk bewährte Mikrofonlautsprecher mit Druckkammersystem gewählt (Bild 7), um dem rauhen Betrieb im Kranhaus gerecht zu werden. Der Kranführer schaltet den Sender über eine Fußtaste ein und hat so seine Hände für die Bedienung der Krananlage frei. Er betätigt die Öffnungsvorrichtung des gewünschten Tiefofens und befördert mit seinem Kran den vorgewärmten Stahlblock zur Formung des gewünschten Profils auf die Walzenstraße (Bild 8). Bei den großen Entfernungen, die der Laufkran und die Laufkatze zwischen den Tieföfen und der Walzenstraße zurückzulegen hat, war bisher in der lärmgefüllten Halle eine Verständigung mit dem Kranführer nur durch Zeichen und Pfeilsignale möglich. Der Funkerschluss die direkte Sprechverständigung mit den Kranführern und ist bei den mannigfaltigen Arbeitsgängen ein unentbehrliches Hilfsmittel für eine rei-

busunglose und rationelle Arbeitsweise in Hüttenwerken geworden.

Ein weiteres industrielles Einsatzgebiet für den Sprechfunk ist die Steuerung von Elektrokarren in Großbetrieben (Bild 9). Die einzelnen Elektrokarren werden mit einem Funkgerät ausgerüstet und erhalten ihre Fahrweisungen nach einem einheitlichen Plan zentral vom Versandleiter. Zeitraubende Wege können hierdurch erspart und die im Betrieb befindlichen Elektrokarren können besser ausgenutzt werden. Dadurch werden nicht nur Betriebskosten für Ladung und Instandhaltung der Batterien, sondern auch Anlagekosten gespart, da eine Funkanlage nicht einmal halb so viel wie ein Fahrzeug kostet.

Neben diesen vorgenannten Industrie-Einsatzorten findet das „Teleport“-Gerät vielfach Verwendung bei Bergbahnen und Sesselliften, um auch bei Ausfall der Telefonleitungen eine sichere Nachrichtenübermittlung zu gewährleisten. Bild 10 zeigt die Richtantenne der Bergstation (Kanzelwandbahn in Riezlern, Kleines Walsertal). Eine ähnliche



Bild 9: Teleport auf dem Elektrokarren

Anlage befindet sich in der Talstation. Beide Stationen können auf diese Weise jederzeit miteinander drahtlose Verbindung aufnehmen. Im Bedarfsfalle kann ein Teleportgerät in der Kabine mitgeführt oder am Boden eingesetzt werden (Bild 11). Die in Bild 12 an der Mastspitze erkennbaren Telefunken-Lautsprecher dienen zur Verständigung der Fahrgäste in den unterwegs befindlichen Kabinen bei unvorhergesehenen



Bild 11: Teleport im Seilbahnbetrieb

Ereignissen. Sie sind über Draht an Tal- und Bergstation angeschlossen. In Österreich, der Schweiz und Italien ist diese doppelte Sicherung durch Sprechfunk und Lautsprecher gesetzlich vorgeschrieben. Aber auch dort, wo diese Vorschrift nicht besteht, wurde das tragbare Funkgerät zu einem unentbehrlichen Helfer, da bei Überwachungs- und Reparaturarbeiten eine leichte Lenkung des Arbeitstrupps von der Betriebszentrale der Bergbahn aus möglich ist.

Die vorstehend geschilderten Anwendungen der Nachrichtentechnik umfassen nur einen Teil der vielfältigen, bereits heute in den verschiedenen Industriezweigen erprobten Funkverbindungen mit tragbaren Geräten. Bei den Arbeiten im Tagebau von Braunkohlengruben, bei Erdölbohranlagen, bei Großbaustellen von Wasserkraftwerken und Talsperren haben Teleport-Geräte die Vorteile von schnellen und beweglichen Nachrichtenverbindungen erkennen lassen. In Zukunft werden sich sicher weitere Aufgaben für diese Art der Nachrichtenübermittlung im Bereich der Industrie ergeben, zumal die zunehmende Ausdehnung und Rationalisierung der Betriebe die Unterstützung durch den Sprechfunk immer dringender erforderlich macht.



Bild 10: Richtantenne einer ortsfesten Funkstelle auf einer Seilbahnstation (der Mann neben d. Antenne ermöglicht den Größenvergleich)

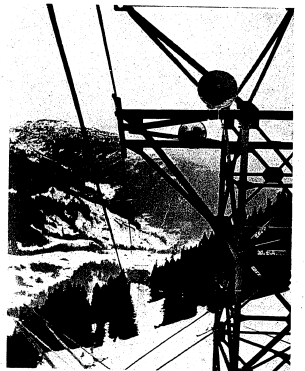


Bild 12: Seilbahn mit Telefunken-Lautsprechern zur Durchgabe von Nachrichten an die Fahrgäste



Bild 4: Der mit Teleport IV ausgerüstete Rangierer beim Kuppeln; die auf dem Rücken getragene Stromversorgung des Gerätes ist so geformt, daß sie beim Rangieren nicht hinderlich ist.

Zugende geschaffen [2] und später speziell für den Zugschiebedienst auf elektrifizierten Strecken zwischen Spitzen- und Schlußlok mit einem Hochfrequenzträger gearbeitet, der den Fahrdrift als Übertragungsglied mitbenutzte. Heute bieten sich die tragbaren UKW-Funksprechgeräte für das gleiche Problem als wirtschaftlichere Lösung an. Umfangreiche Einsatzversuche Anfang dieses Jahres auf einer Bergstrecke haben ergeben, daß Senderleistung, Empfängerempfindlichkeit sowie Mikrofoneigenschaften und Lautstärke des Teleport-IV-Gerätes alle Bedingungen des Schiebedienstes erfüllen. Im geplanten Betriebsausbau erhält jede Schiebelok auf dem Führerstand ein fest eingebautes, aus der Lokbatterie gespeistes Teleport-IV-Gerät, jede Zuglok der Strecke eine einfache Aufnahmevorrichtung, in die am Ausgangsbahnhof der Bergstrecke das batteriegespeiste Teleport-Gerät eingesetzt wird, das die Verständigung mit der Schiebelok aufnimmt und am nächsten Haltebahnhof wieder abgegeben wird. Mit den fahrenden Zügen in der Gegenrichtung wird das Gerät dann wieder zum Ausgangsbahnhof zurückgenommen und von neuem in den Kreislauf eingeschleust. Auf der geplanten Strecke erhalten nicht nur Zug- und Schiebelok Funkgeräte, sondern auch der Ausgangs- und Endbahnhof der Bergstrecke, so daß die Loks auf den entsprechenden Betriebskanälen auch mit Dienststellen auf den Bahnhöfen funksprechen können.

Sonderdienste

Ein dem Zugschiebedienst ähnliches Einsatzgebiet für tragbare Funksprechgeräte ist der Straßen-Schwerlasttransport auf Spezialtransportwagen mit Einzelachsteuerung. Ein derartiger Transportzug (Bild 6), der über 100 m lang sein kann, besteht aus bis zu sechs zusammengekuppelten Zugmaschinen, von denen drei die Last ziehen und drei schieben. Die Fahrgeschwindigkeit der einzelnen Zugmaschinen muß insbesondere bei den Anfahr- und Bremsvorgängen genau aufeinander abgestimmt sein. Diese Fahrbedingungen lassen sich nur dadurch lösen, daß von einer als Kommandofahrer fungierenden Zugmaschine oder einem Begleitfahrzeug gleichzeitig an alle anderen Transportfahrzeuge Kommandos gegeben werden. Versuche mit drahtgebundenen Einrichtungen waren unbefriedigend, da Leitungskupplungen zwischen den Fahr-

Wagen- und Rangierdienst zeigen die wesentlichen Einsatzgebiete im Bahnhofsbereich. Am Beispiel des Zugschiebedienstes (Bild 5) soll ein Einsatz auf der Strecke erläutert werden: Schwere Eisenbahnzüge können Streckenabschnitte mit übermäßig starker Steigung nur mit Hilfe von Schiebeloks überwinden. Das Anfahren und Bremsen muß auf beiden Loks gleichmäßig erfolgen, um das Auseinanderreißen eines Zuges und die hierbei entstehenden erheblichen Betriebsstörungen zu vermeiden. Bei elektrischen Loks ist das gleichmäßige Schalten der Fahrstufen von besonderer Bedeutung für einen reibungslosen Ablauf des Schiebevorgangs, da sonst die elektrische Einrichtung der Lok und der Fahrdrift überlastet werden könnten. Der bisher üblichen Verständigung zwischen Zug- und Schiebelok durch Pfeifsignale haften verschiedene Mängel an. Bei E-Loks kommt hinzu, daß bei dem hohen Geräuschpegel auf den Loks die Pfeifsignalverständigung bei Zuglängen von 600...900 m bereits unsicher wird. Schon vor fast drei Jahrzehnten hat man versuchsweise die Funktechnik zu Hilfe genommen und eine drahtlose Sprechverbindung zwischen Lok und

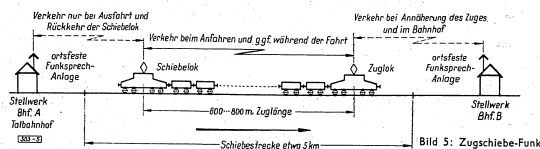


Bild 5: Zugschiebe-Funk

zeugen häufig Anlaß zu Störungen gaben und bei den Umstellungen im Transportzug, die auf einer Einsatzfahrt je nach Gelände vorgenommen werden müssen, auch als lästig und zeitraubend empfunden werden. Der Einsatz von tragbaren Funksprechgeräten ermöglicht eine Verbindung nicht nur zwischen den Zugmaschinen und den Steuerständen auf dem Speziallastwagen, sondern auch mit einem Begleitfahrzeug, das zur Wegerkundung und Regelung des Straßenverkehrs bei einem derartigen Transport teilweise einige Kilometer vorausfahren muß. Allerdings war noch eine Schwierigkeit zu überwinden: Infolge des starken Geräusches in den Führerständen der Diesellokomotiven ist eine Verständigung mit normalen Sprechgarnituren unmöglich. Die Geräuschstärke auf den Führerständen beträgt 90 Phon und darüber, da das Transportgut meist nur langsam transportiert werden kann, wobei das Motorgeräusch besonders groß ist. Durch ein geräuschkompensiertes Mikrofon, das auf einem Schwannenhals in Gesichtshöhe des Fahrers montiert und bei Durchsagen auf die richtige Sprechentfernung herangezogen wird, ließ sich eine gute Sprechverständigung erzielen. Zur Sprachwiedergabe ist ein Hornlautsprecher im Führerstand eingebaut, der über einem aus der Fahrzeugbatterie gespeisten Kleinverstärker bis zu einer Leistung von 10 Watt angesteuert werden kann. Diese Anordnung gewährleistet, ohne die Fahrer in ihrer Bewegungsfreiheit und bei der Straßenbeobachtung zu behindern, eine einwandfreie Verständigung auf und mit allen Führer- und Steuerständen des Transportzuges.

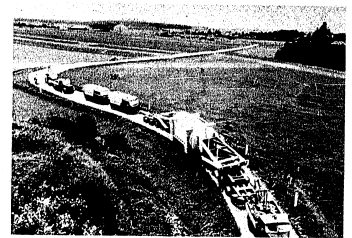


Bild 6: Straßentransport eines schweren Turbogenerators. Von den drei vor den Transportwagen gespannten Zugmaschinen ist nur eine zu sehen. Alle Fahrzeuge können über Funk miteinander sprechen. Foto BZA München

Entstörungs- und Unterhaltungsdienst

Zur Abwicklung des Eisenbahnbetriebes mit seinen vielseitigen technischen Einrichtungen in den Bahnhöfen und auf der Strecke gehört auch ein umfangreicher technischer Entstörungs- und Unterhaltungsdienst. Störungen haben vielfach Betriebsstockungen und Leistungsminderungen zur Folge, verursachen Einnahmeverluste und können, wenn die Sicherungs- und Signalanlagen davon betroffen werden, zu Gefährdungen führen. Schnellste Beseitigung von Betriebsstörungen ist deshalb in Verkehrsbetrieben oberstes Gebot. Bei der großen räumlichen Ausdehnung der technischen Einrichtungen an den Strecken und infolge ihrer gegenseitigen Abhängigkeit, ist das sofort einsatzbereite tragbare Funksprechgerät ein willkommenes Mittel zur Verständigung der Entstörrtrupps untereinander. Dies gilt auch für die laufende Unterhaltung der bahntechnischen Anlagen, für die Einrichtung und Inbetriebsetzung von Signal- und Sicherungsanlagen, für die Überprüfung von Weichen und Signalen bei der Inbetriebsetzung von Stellwerken, insbesondere von modernen, schaltungstechnisch verwickelten Gleisbildstellwerken, für die Erneuerung des Streckenoberbaus u. a. m.

Ein Beispiel für den wirtschaftlichen Einsatz tragbarer Funksprechgeräte bei der Störungssuche und Störungsbeseitigung an Starkstromeinrichtungen für die elektrische Zugförderung soll hier herausgegriffen werden: Bei Fahrleitungsbrüchen auf der Strecke rückt von der zuständigen Fahrleitungsmeisterei sofort der Schienenturmwagen mit einem Entstörtrupp aus und setzt auf dem letzten Bahnhof vor dem gestörten Abschnitt ein tragbares Funksprechgerät ab, das über eine Kleinvermittlung an die Unterwerktelefonleitung angeschlossen wird. Der Schienenturmwagen fährt auf der Strecke bis zur Störungsstelle weiter und gibt sofort über seine eingebaute Fahrzeugfunkanlage die Feststellungen über das am nächsten Bahnhof befindliche tragbare Gerät unmittelbar an das Unterwerk. Bei der Behebung der Störung, z. B. Neuziehen eines Leitungsabschnittes, kann der Truppführer außerdem auf der Strecke einen Baurupp vom Turmwagen mit einem weiteren tragbaren Gerät absetzen und hat damit Sprechverbindung für die Durchgabe von Reparaturanweisungen von seiner Einsatzstelle aus. Von dem abgesetzten tragbaren Gerät kann auch über den Turmwagen als Relaisstelle unmittelbar mit dem Unterwerk gesprochen werden. Die hierbei verwendeten Teleportgeräte haben für Sender und Empfänger verschiedene Frequenzen, entsprechend den Frequenzen der Gegensprechanlage im Turmwagen. Das im Bahnhof auf die Bahnfernsprechleitung aufgeschaltete Teleportgerät kann durch ein zweites erweitert werden (Bild 7) und läßt dann reine Gegengespräche zwischen Turmwagen und Unterwerk oder irgendeinem Drahtteilnehmer zu, der über die Kleinvermittlung angewählt werden kann.

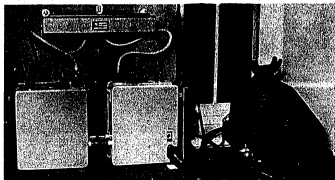


Bild 7: Teleport-IV-Gegensprechanlage im Ent-störungseinsatz auf einem Bahnhof; rechts daneben die Kleinvermittlung zur Durchschaltung ins Drahtnetz

sprochen (Bild 8 und 9). Der Einsatz von tragbaren Funkensprechern bietet gegen-über der bisherigen leicht zu Mißverständ-nissen führenden Übermittlung von Anwei-sungen durch Wink- oder Rufsignale auf dem gestörten Streckenabschnitt den Vor-teil erhöhter Sicherheit. Optische Signale sind bei ungünstiger Witterung, z. B. bei Nebel, völlig unbrauchbar. Eine Benach-richtigung des Unterwerkes ist ohne Funk bestenfalls durch einen in der Nähe liegenden Streckenfunkensprecher möglich. Funkgeräte beschleunigen dagegen die Ent-störungsarbeiten und verkürzen die Ausfallzeiten des Verkehrs.

Ein Beispiel für den Einsatz tragbarer Funk-sprechgeräte aus dem Unterhaltungsdienst bieten Oberbau-Großbaustellen (Bild 10 und 11) [3]. So werden bei der Deutschen Bundesbahn Streckenbaustellen zur Erneue-rung des gesamten Oberbaues eines Gleis-tranges genannt. Der Zugverkehr muß trotz dieser Arbeiten durch Umleitung auf das Nachbargleis praktisch ohne Fahrplan-störungen mit vollen Zuggeschwindigkeiten einleisig aufrechterhalten werden.

Umfangreiche Einsatzversuche wurden mit der geschilderten Funkausrüstung für die Deutsche Bundesbahn im Alpenraum an der Bahnstrecke Murnau-Mittlerwald und an den bahneligen Überlandleitungen zwischen dem Walchenseekraftwerk und Murnau bzw. Mittlerwald gemacht. Dabei wurde über Entfernungen von 30 km bis zum nächstgelegenen Bahnhof über Funk und weiter über Bahntelefonlei-tungen mit dem zuständigen Unterwerk ge-



Bild 8: Fahrbare Relaisstation für Entörungsdienste an Hochspannungs-Überlandleitungen, ein-gesetzt bei Wallgau (vgl. Bild 9)

Die Baustelle, die aus vier oder fünf Bau-abschnitten besteht und insgesamt 5 bis 7 km lang ist, wandert täglich um etwa 1000 m. Der massierte Einsatz von Großgeräten in einem lückenlos ineinander eingreifenden Arbeits-programm bei einleisigem Zugbetrieb verlangt eine Verständigungsmöglichkeit innerhalb der Baustellenabschnitte. Ferner wird eine Sprech-verbindung zwischen Bauleitung und dem nächst-gelegenen Bahnhof für die Regelung der Bau-stoffzufuhr, für Betriebsmeldungen und siche-



Bild 9: Funkensprechverkehr mit Teleport IV über Relaisstationen im gebirgigen Gelände. Z. B. hat ein Reparaturtrupp in Urfeld über die fahrbare Relaisstation (R) bei Wallgau Funkensprecherverbindung mit dem Bahnhof Klais, wobei Vermittlungsmöglichkeit über Draht zum Unterwerk in Murnau besteht.

rungstechnischen Anweisungen zum und vom Fahrdienstleiter benötigt.

Diese vielfachen Aufgaben lassen sich durch den Einsatz neuzittlicher UKW-Geräte leicht lösen. Die Baustellenab-schnitte erhalten tragbare Teleport-Geräte mit Batterie-Stromversorgung und können mit dem Baubüro, das in einem Kraft-fahrzeug ortsbeweglich untergebracht ist und eine leistungsstärkere UKW-Fahr-zeugstation besitzt, direkt verkehren. Über die Fahrzeugstation als Relais können sie auch untereinander Verbin-dung halten. Das Baubüro hat außerdem über seine Station Sprechverbindung mit dem nächstgelegenen Bahnhof und kann über eine dort eingerichtete Funk-Drahtvermittlung ins Basernetz¹⁾ mit jedem beliebigen Drahtteilnehmer sprechen. Man wählt in diesem Falle für Sender und Empfänger der tragbaren Geräte verschiedene Frequenzen (bedingter Gegensprechbetrieb), so daß auch Gespräche vom Drahtteilnehmer über die Bahnhofsstelle und die als Relais geschaltete Baubürostation mit den tragbaren Geräten bei den Baukolonnen und in umgekehrter Richtung möglich sind. Da am tragbaren Gerät von Senden auf Empfangen umgeschaltet werden muß, müssen diese Gespräche als Wechselgespräche geführt werden.

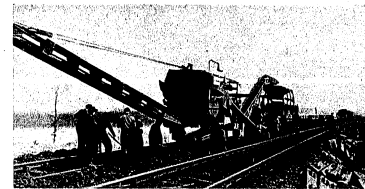


Bild 10: Teil einer Oberbau-Großbaustelle (vgl. Bild 11). Betungs-Reinigungsmaschine. Foto Deutsche Bundesbahn, Filmstelle Minden (Westf.)

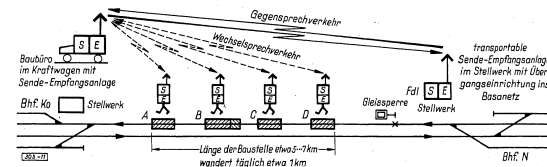


Bild 11: Oberbau-Großbaustelle. A. Betungs-Reinigungsmaschine, B. Portalkran mit Arbeitszug, C. Planiergerät, D. Schwellenverlegung, Schienentrupp. Das Baubüro hat mit allen Baustellen-Abschnitten und dem nächsten Bahnhof Funkensprechverbindung

Literatur

- [1] A. Schepp, Das UKW-Funkensprechgerät Teleport IV für die Deutsche Bundesbahn: Signal und Draht, Jg. 47, H. 1 (Januar 1955) S. 8...10.
- [2] M. Fink u. F. Pepping, Drahtlose Nachrichtentechnik im Dienste des deutschen Eisenbahnsens: Telefunken-Zeitung Jg. 25, H. 96 (August 1952) S. 176...184.
- [3] A. Schepp, Einsatz von UKW-Funkensprechern auf Oberbau-Großbaustellen: Signal und Draht, Jg. 46, H. 11 (1954) S. 188/189.

¹⁾ Basa = Bahnstellenschluß.

Einsatz tragbarer Funkensprechgeräte auf Flughäfen

Zu den Betrieben, die sich durch ihre großen Ausdehnungen auszeichnen und die deshalb aus dem Einsatz von UKW-Funkensprechern besonderen Nutzen ziehen können, gehören auch Flughäfen. Obwohl von ihnen aus bereits zahlreiche Funkverbindungen zu den fliegenden Flugzeugen und zu anderen oft weit ent-ferten Bodenstationen bestehen, kann man weder mit diesen Funkverbindungen, noch mit dem üblichen drahtgebundenen Betriebsfunknetz das Nachrichtenbedürfnis befriedigen, das innerhalb des Flug-hafens oder seiner nächsten Umgebung besteht. Selbst wenn es sich um einen kleineren Flughafen handelt, liegen die zu überbrückenden Entfernungen in der Größenordnung von 1 bis 2 km, so daß eine Verständigung durch akustische oder optische Zeichen meist nicht ausreicht.

Die Anwendung von Drahtfunkensprechern genügt nur für die Verbindung zwischen den festen Sprechstellen innerhalb der Gebäude. Zusätzlich zu diesen besteht aber Bedarf für eine beträchtliche Zahl in ihrer ört-lichen Verteilung ständig wechselnder Sprechstellen, deren Lage von der durch den Wind bedingten Start-

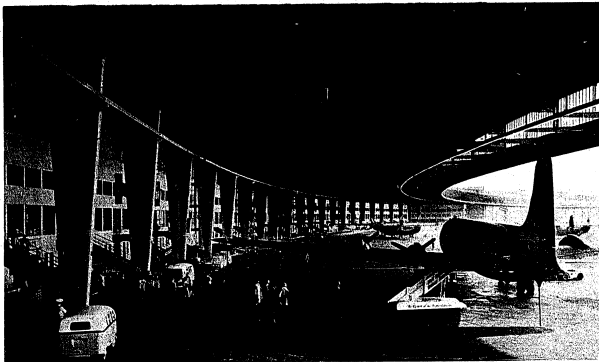


Bild 1: Die überdachten Flugsteige des Flughafens Berlin-Tempelhof, der mitten in Berlin liegt

richtung, von der Belegung der Tankplätze, dem jeweils gewählten Flugsteig und dem Ort der auf dem Flughafen durchzuführenden Instandhaltungsarbeiten abhängt. Man müßte eine sehr große Anzahl ortsfester Sprechstellen über das ganze Gelände verteilen, wenn man diesen wechselnden Ansprüchen Rechnung tragen wollte. Bild 1 vermittelt einen Eindruck von der Ausdehnung, die allein die nebeneinander liegenden Flugsteige haben können.

Die Funkrichtungen der Maschinen können nur unmittelbar vor und nach dem Flug zur Verständigung innerhalb des Flugplatzes benutzt werden, da zu anderen Zeiten die Besatzung abwesend ist und die Funkgeräte für die Überprüfung und Instandhaltung zur Verfügung stehen müssen. Auch würde eine im Innern des Flugzeuges befindliche Funksprechstelle wenig befriedigen, wenn z. B. Instandsetzungsarbeiten an den Motoren vorgenommen werden sollen oder das Flugzeug zu beladen ist (Bild 2). In solchen Fällen ist eine unmittelbare Verbindung zwischen dem Flugzeug, dem Arbeitsplatz auf dem Flugfeld (Bild 3) und den in den Gebäuden liegenden Werkstätten oder Abfertigungsstellen erwünscht (Bild 3).



Bild 2: Einsatz von Teleport beim Beladen eines Flugzeuges zur Verständigung mit der im Flughafengebäude liegenden Abfertigungsstelle

Derartige Verbindungen werden auch bei Arbeiten an den Einrichtungen des Flughafens, z. B. an der Beleuchtung benötigt, denn eine auf dem Rollfeld arbeitende Kolonne muß jederzeit erreichbar sein, da immer mit Landungen, die nicht im Flugplan vorgesehen sind, gerechnet werden muß. Dann kann es notwendig werden, die Arbeiten plötzlich zu unterbrechen, um z. B. die Befehle für ein landendes Flugzeug in Betrieb zu nehmen. Die Zeit, die zur Übermittlung der Nachrichten durch einen Boten benötigt würde, läge durchaus in der Größenordnung jener Zeit, die ein Flugzeug zum Anflug

benötigt. In diesen Funkdienst können außer den Kolonnen, die innerhalb des Flughafens arbeiten, auch jene einbezogen werden, die in der Umgebung des Flugplatzes die Hindernisbefehreung Instandzuhalten und zu überprüfen haben.

Das Funksprechgerät wird für derartige Aufgaben meist in einem Fahrzeug mitgeführt (Bild 4) und an eine Wagen-dachantenne angeschlossen. Im Bedarfsfalle kann es mit wenigen Handgriffen herausgenommen



Bild 3 (oben):

Besondere Aufgaben für den Einsatz von tragbaren Funksprechgeräten stellt der Verkehr mit langsam fliegenden Flugzeugen (Hubschrauber). Das Teleport-Gerät ist bei dieser Anwendung nicht nur vor dem Start und nach der Landung eine wertvolle Verständigungshilfe, sondern kann auch an Bord mitgeführt und während des Fluges oder nach einer Landung außerhalb des Flughafens zur Nachrichtenübermittlung auf Frequenzen, die nicht in dem für den Flugfunk vorbehaltenen Bande liegen, verwendet werden. Die Polizei hat z. B. von dieser Möglichkeit bei der Verkehrsregelung großer Veranstaltungen (Messe Hannover) Gebrauch gemacht



Bild 4: Teleport II in einem Fahrzeug des Flughafens München-Riem. Teleport kann in Fahrzeuge derart eingebaut werden, daß es sowohl im Innern des Fahrzeuges benutzt als auch leicht herausgenommen werden kann

und unabhängig vom Fahrzeug zur Verbindung mit einer ortsfesten Funkanlage und den an sie angeschlossenen Fernsprechteilnehmer oder mit anderen tragbaren Funksprechgeräten benutzt werden. Sender und Empfänger der Geräte sind dabei auf verschiedene Frequenzen eingestellt, so daß bedingtes Gegensprechen möglich ist. Die tragbaren Geräte werden bei Gesprächen untereinander über die ortsfeste Zentralstation als Relais verbunden. Diese Station hat eine Leistung von etwa 10 W. Die Bedienungsstelle ist im allgemeinen im Kontrollturm untergebracht. Von dort aus können die tragbaren Geräte auch mit den verschiedenen Teilnehmern des Betriebsfernprechnetzes verbunden werden.

In Anbetracht der großen Bedeutung, die einer schnellen Nachrichtenübermittlung nicht nur zur Beschleunigung des normalen Betriebes, sondern auch bei unerwarteten Ereignissen zukommt, sind auf mehreren deutschen Flughäfen solche örtliche Funksprechnetze eingerichtet worden.



Bild 5: Von den Abfertigungs- und Sicherungsstellen in den Flughafengebäuden kann jederzeit mit den Arbeitskolonnen auf dem Flugfeld Verbindung aufgenommen werden

Kurzwellen-Empfänger E 127 (1,5–30 MHz) „Kiel 2“ (s. S. 166, Bild 6)

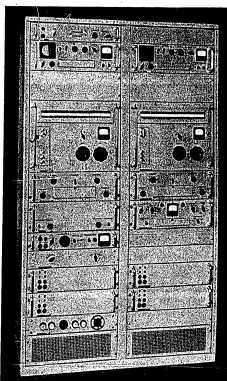
Dieser einfachste für Weitverkehrsanlagen geeignete Empfänger ist bei guter elektrischer Leistung ein preisgünstiges Gerät. Ein zweitufiges, neu entwickeltes Quarzfilter, dessen Bandbreite in vier Stufen zwischen $\pm 0,1$ und ± 3 kHz geändert werden kann, verleiht ihm bemerkenswerte Selektionseigenschaften.

In Bild 3 sind die ZF-Selektionskurven dieses Empfängers gezeigt. Die gute Selektion wäre aber nutzlos, wenn nicht gleichzeitig eine entsprechend hohe Sicherheit gegen Kreuzmodulation vorhanden wäre. Diese Eigenschaft wurde daher durch Einsatz von vier Vorkreisen besonders geübt. Das Gerät kann mit einem Quarzoszillator versehen werden. Mit ihm ist es möglich, sechs vorgewählte Frequenzen, die beliebig im Empfangsbereich liegen können, mit hoher Konstanz und Treffsicherheit „gerastet“ einzustellen. Eingebaut in eine Telegrafie-Diversity-Anlage wird der Empfänger in Bild 1 gezeigt.

Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 (1,1–30 MHz) (s. S. 166, Bild 7)

Der Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 ist ein besonders hochwertiger kommerzieller Kurzwellen-Empfänger. Er arbeitet mit quartzesteuertem ersten Oszillator und variabler erster ZF. Daher erreicht er ungewöhnliche Frequenzkonstanz. Auch seine Treffsicherheit ist beachtlich. Eine auf der Skala abgelesene Empfangsfrequenz weicht stets um weniger als 2000 Hz von der tatsächlich eingestellten ab. Jeder Sender, der die ihm zugeleitete Frequenz einhält, kann also

allein nach der Skala eingestellt und aufgefunden werden. Die Selektion dieses Gerätes ist gegenüber der des Empfängers „Kiel 2“ noch gesteigert. Zusammen mit anderen Geräten, die für einen bestimmten Betrieb benötigt werden, ist er in Bild 4 dargestellt.

**Bild 5:**

Kurzwellen-Weitverkehrsanlage ESI 305 für Diversity-Empfang in zweifelligem Gestellschrank. Bestückung der Anlage: linke Schrankhälfte (von oben nach unten): Abhörgerät, Fernschreiber-Tastgerät, Empfänger E 305 Teil A, Empfänger E 305 Teil B, Nachstimmergerät, Doppelstromgerät, Leitungsschiene, Netzgerät, Netzschleife; rechte Schrankhälfte (von oben nach unten): Fernschreiber-Tastgerät, Empfänger E 305 Teil A, Empfänger E 305 Teil B, Ablösegerät, Netzgerät, Netzgerät

geschaffen werden. Um den Anschluß der Zusatzgeräte sicherzustellen, erfolgt dann Rückmischung auf eine vierte ZF von wiederum 525 kHz. Im Gegensatz zum E 104 ist bei ihm sogar eine selbsttätige Frequenznachstellung vorgesehen, um Frequenzabweichungen zwischen Sender und Empfänger klein zu halten. Sie

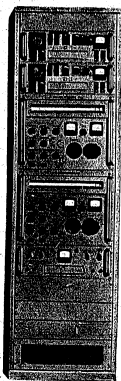


Bild 4: Kurzwellen-Weitverkehrsempfänger ESI 104 für Diversity-Empfang in einstelligem Gestellschrank. Bestückung (von oben nach unten): Fernschreiber-Tastgerät, Fernschreiber-Tastgerät, Empfänger E 104, Empfänger E 104, Ablösegerät

Kurzwellen-Weitverkehrsempfänger E 305 (4–28 MHz) (s. S. 166, Bild 8 u. 9)

Für höchste Anforderungen, wie sie beim drahtlosen Überseeverkehr vorliegen, und dort, wo es auf die Aufrechterhaltung von Verbindungen unter schwierigsten Verhältnissen ohne Rücksicht auf Aufwand ankommt, wurde der Weitverkehrsempfänger E 305 entwickelt. Er wird nicht als selbständiger Empfänger sondern nur als Baustein einer Großempfangsanlage in einem Gestellschrank geliefert (Bild 5). Das Gerät ist mechanisch in zwei Bausteine aufgeteilt, die als Empfangsteil A und B bezeichnet werden. Zur Stromversorgung dieser beiden Bausteine dienen zwei Netzgeräte Ng 305, die auf S. 167 näher beschrieben werden. Der Weitverkehrsempfänger E 305 ist aus dem Empfänger E 104 abgeleitet. Auch er verwendet einen quartzesteuerten ersten Oszillator und eine variable Zwischenfrequenz und besitzt daher die gleiche hohe Treffsicherheit und Frequenzkonstanz. Die Selektion dagegen ist weiter bis nahe an die Grenze des technisch Möglichen gesteigert. 1 kHz neben der Bandkante beträgt sie bei allen Bandbreitenstellungen 80 db. Technisch wird diese ungewöhnliche Selektion dadurch erreicht, daß sich an die zweite ZF von 525 kHz eine dritte ZF von 25 kHz anschließt. Auf dieser tiefen Frequenz kann mit Bandpassen ein nahezu rechteckiger Durchlaßbereich

fordert den Einsatz eines Nachstimmergerätes und vermindert die Frequenzabweichung auf 2,5% des Wertes, der ohne Regelung vorhanden wäre.

Lang- und Mittelwellen-Verkehrsempfänger E 108 (10–1800 kHz) (s. S. 166, Bild 10)

Für den Frequenzbereich von 10 kHz bis 1,8 MHz steht der Lang- und Mittelwellen-Verkehrsempfänger E 108 zur Verfügung. Das Gerät stellt ein Gegenstück zum Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 dar. Es besitzt sehr gute Selektion. Sie entsteht durch die schon einmal erwähnten Quarzfilter, zwei von ihnen sind im vorliegenden Fall in der zweiten ZF eingesetzt. In der ersten ZF liegen zwei sechskreisige Filter, und im HF-Teil sind bis zu vier Vorkreise benutzt. Frequenzkonstanz und Treffsicherheit sind wieder ausgezeichnet.

Bemerkenswert ist, daß der Empfänger E 108 sowohl für den Anschluß einer Rahmenantenne, einer Linearantenne als auch eines Generators mit 60 Ohm Innenwiderstand (elektronische Antennenverteller) [4] gebaut ist. Der Rahmenempfang ist im Langwellengebiet von besonderer Bedeutung. Er ist ein einfaches und sicheres Mittel, Signale, die beim Empfang mit einer Linearantenne im Störpegel von Nahfeldstörungen versinken, mit gutem Störabstand zu empfangen.

Fernschreiber-Tastgerät Tg Fs 305 (s. S. 166, Bild 11)

Zur Aufnahme frequenzmodulierter Sendungen (F1, F1-Twinplex oder Duplex, F3) mit vorstehenden Empfängern dient das Fernschreiber-Tastgerät. Es entnimmt dem Empfänger die Zwischenfrequenz, begrenzt und demoduliert sie. Nach Regeneration werden die Zeichen als Gleichstromimpulse abgegeben. Sie sind dann unmittelbar zum Betrieb einer Fernschreibmaschine geeignet. Gleichzeitig stehen die Signale an einem zweiten Ausgang als getastete Tonfrequenz zur Verfügung. Es können sowohl frequenzgetastete Fernschreibsendungen als auch Morsesendungen empfangen werden. Dabei strahlt bekanntlich der Sender abwechselnd eine von zwei möglichen Frequenzen aus. Sie bedeuten Trenn- und Zeichenstrom.

Man kann den Sender aber auch mit zwei unabhängigen Nachrichten belegen. Dann läßt man ihn jeweils eine von vier möglichen Frequenzen abstrahlen. (Twin- oder Duplexbetrieb). Auch für Aufnahme derartiger Sendungen ist das Fernschreiber-Tastgerät geeignet. Welcher der beiden ankommenden Nachrichtenkanäle bei Twinplexsendungen aufgenommen wird, entscheidet die Stellung des Betriebsartenschalters.

Das vorliegende Tastgerät hat gegenüber den üblichen Geräten einen entscheidenden Vorteil. Es besitzt keine Filterkreise. Es ist daher ohne Nachstellung für jeden Frequenzhub zwischen ± 50 Hz und ± 3000 Hz geeignet. Es beweist seine Überlegenheit immer, wenn es gilt, trotz Rausch- oder atmosphärischer Störungen eine Nachricht aufzunehmen. Messungen der Fehlerhäufigkeit bei kleinen Störabständen haben gezeigt, daß es gelungen ist, den theoretischen Grenzen mit diesem Gerät sehr nahe zu kommen.

Ablösegerät Abl. 305 (s. S. 166, Bild 12)

Beim Diversity-Empfang wird die Tatsache ausgenutzt, daß Schwund an verschiedenen Antennen nur selten zur gleichen Zeit eintritt. Die Antennen können räumlich an zwei verschiedenen Orten aufgestellt sein (Raumdiversity) oder am gleichen Ort auf verschiedene Polarisationsrichtungen ansprechen (Polarisationsdiversity). Sie können schließlich auch auf zwei verschiedenen Frequenzen die gleiche Nachricht aufnehmen (Frequenzdiversity). Jede Antenne bildet zusammen mit einem Empfänger einen Empfangskanal. Eine Umschalteneinrichtung sorgt dafür, daß nur der Kanal mit besserem Störabstand mit dem Ausgang verbunden wird. Auf diese Weise wird eine Verbesserung des Empfanges bei starken Schwunderscheinungen erreicht.

Das Ablösegerät führt diese Umschaltung automatisch durch. Es ist für jede praktisch wichtige Sendebetriebsart geeignet, d. h. für alle amplitudenmodulierten Sendungen einschließlich Bildfunk, für frequenzmodulierte Morse-, Telefonie-, Fernschreib- und auch Fernschreib-Twinplex-Sendungen. Von den beiden verfügbaren Empfängern wird mit Hilfe eines elektronischen Schalters stets nur einer auf den Ausgang durchgeschaltet. Die Regelspannungen beider Empfänger werden im Ablösegerät zusammengefaßt. Diese Tatsache ist wichtig, denn dadurch wird bei gleichen Empfängern erreicht, daß der mit der größeren Eingangsspannung den anderen zurecht. Bei Verwendung von Antennen gleicher effektiver Höhe ist dann die von einem Empfänger gelieferte ZF-Amplitude ein Kriterium für den Störabstand des Kanals. Daher wird, sobald die eine ZF-Ausgangsspannung die andere um einen einstellbaren Wert ($10 \dots 30\%$) überschreitet, der zugehörige Kanal auf den Ausgang durchgeschaltet. Die Umschaltzeit beträgt etwa 20 μ s. Diese Zeit ist kurz gegen die Dauer jedes Telegrafiesignals. Daher ist mehrmalige Umschaltung zwischen den Empfangskanälen innerhalb eines einzigen Zeichens möglich, wenn dies die Ausbreitungsverhältnisse erfordern. Das Ablösegerät ist so ausgelegt, daß die Empfänger nicht nur in Diversity-Schaltung betrieben werden können. Sie sind vielmehr

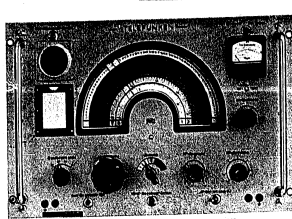


Bild 6: Kurzwellen-Empfänger E 127

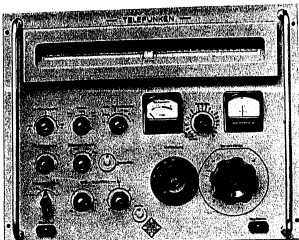


Bild 7: Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104

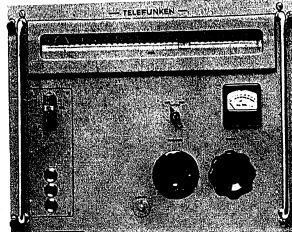


Bild 8: Kurzwellen-Wellverkehrsempf. E 305, Empfangsteil A

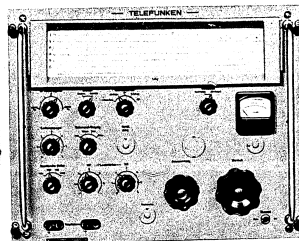


Bild 10: Lang- und Mittelwellen-Verkehrsempfänger E 108



Bild 9: Kurzwellen-Wellverkehrsempf. E 305, Empfangsteil B



Bild 11: Fernschreiber-Tastgerät Tg Fs 305

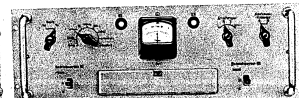


Bild 12: Diversity-Ablesegerät Abl. 305



Bild 13: Abhörgerät L 305



Bild 14: Doppelstromgerät Kg 305 2

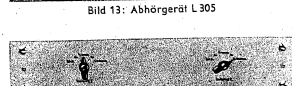


Bild 15: Leitungsschiene Vt 305

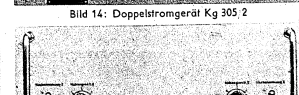


Bild 16: Nachstimmgerät Kg 305 1 zum Wellverkehrsempfänger E 305

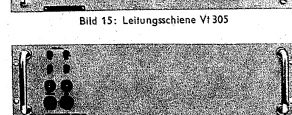


Bild 17: Netzgerät Ng 305



Bild 18: Netzschiene AF 305

mit einem Schalter leicht zu trennen und arbeiten dann wie zwei normale Empfänger völlig unabhängig voneinander.

Abhörgerät L 305 (s. S. 166, Bild 13)

Zur Überwachung einer Anlage und beim Abstimmvorgang ist es erwünscht, die Signale mit einem Lautsprecher abhören zu können. Diese Aufgabe übernimmt das Abhörgerät. Es enthält einen Niederfrequenz-Verstärker und einen Lautsprecher. Der Eingang des Verstärkers kann mit einem Wahlschalter auf die wichtigsten Punkte der Anlage aufgeschaltet werden.

Doppelstromgerät Kg 305/2 (s. S. 166, Bild 14)

Ein Fernschreiber-Tastgerät gibt den zum Betrieb einer Fernschreibmaschine benötigten Strom ab. Es fließt im Ruhezustand ein Dauerstrom von 40 mA. Jeder Zeichenschritt bedeutet Unterbrechung dieses Stromes für die Zeit von 20 ms. Für viele Anwendungszwecke ist ein solcher Einfachstrombetrieb nicht erwünscht. So erfordert die Weiterleitung eines Fernschreibsignals über längere Leitungen (mehr als 30 km) Doppelstrom. In gleicher Weise werden Modler von Trägerfrequenzanlagen oder von Wechselstrom-Telegrafiesystemen stets mit Strömen gesteuert, die zwischen ± 20 mA wechseln. Diese Umsetzung von Einfach- auf Doppelstrom übernimmt das Doppelstromgerät. Das Gerät ist zur gleichzeitigen Umformung zweier Fernschreibströme ausgelegt. Dies ist zweckmäßig mit Rücksicht auf den Twinplex-Betrieb. Auch bei getrenntem Betrieb beider Empfänger wird der Fall häufig sein, daß zwei Fernschreibkanäle auf Doppelstrom umgesetzt werden müssen. Die Anschlußmöglichkeit einer mit Einfachstrom arbeitenden Millesemaschine ist vorgesehen. Sie kann ohne Störung des Nachrichtenflusses in jeden der beiden Kanäle eingeschaltet werden.

Leitungsschiene Vt 305 (s. S. 166, Bild 15)

Es ist zweckmäßig, während der Abstimmung der Empfänger die vom Gestell aus abgehenden Fernleitungen völlig abzutrennen. Auf diese Weise werden auf den Leitungen am sichersten Überpegel vermieden, die Übersprechen verursachen können. Gleichzeitig werden auch alle unerwünschten Signale von den nachgeschalteten Auswerte-Einrichtungen ferngehalten. Daher wurde die Leitungsschiene Vt 305 geschaffen. Sie gestattet, jeweils zwei vom Gestell abgehende Leitungen aufzutrennen. Gleichzeitig können mit ihrer Hilfe ganz verschiedenartige Signalströme wie relaisgesteuerte Gleichstromimpulse, tongesteuerte Zeichen oder die von den NF-Ausgängen der Empfänger gelieferten Telegrafie- oder Telefonienachrichten, die normalerweise an verschiedenen Ausgängen erscheinen, auf einen einzigen Ausgang geschaltet werden, an den die abgehende Leitung angeschlossen wird.

Nachstimmgerät Kg 305/1 (s. S. 166, Bild 16)

Um höchsten Anforderungen entsprechen zu können, wurde der Wellverkehrsempfänger E 305 mit einem Oszillator ausgerüstet, der parallel zum frequenzbestimmenden Kreis ein Blindrohr besitzt. Wird diesem Rohr eine Gleichspannung zugeführt, dann kann die Empfängerabstimmung beeinflußt werden. Durch Anschluß des Nachstimmgerätes kann diese Einrichtung zu einer selbsttätig arbeitenden Frequenznachstellung ergänzt werden. Das Gerät liefert die zum Frequenznachlauf erforderlichen Steuerspannungen für zwei Empfänger E 305. Da es selbst keinen Diskriminator enthält, entnimmt es die Spannung, die das Abstimmkriterium liefert, entweder dem Ablesegerät oder, falls dieses in der Anlage fehlt, dem Fernschreiber-Tastgerät. Da die mit Quarzoszillatoren ausgerüsteten Empfangsteile selbst ausreichend konstant sind, ist mit Rücksicht auf den Empfänger eine Frequenzregelung unnötig. Beim Zusammenarbeiten mit älteren, etwas inkonstanten Sendern ist aber die selbsttätige Frequenznachstellung willkommen. Sie arbeitet nicht nur bei amplitudenmodulierten Sendebetriebsarten, sondern auch bei F1-Betrieb. Eine Speichereinrichtung hält auch bei völligem Ausfall des Trägers den Regelzustand längere Zeit aufrecht. Deshalb ist auch bei totalem Trägerschwind ein „Herausfallen“ der Frequenzregelung nicht zu befürchten.

Netzgerät Ng 305 (s. S. 166, Bild 17)

Zur Versorgung des Wellverkehrsempfängers E 305 und auch in anderen Anlagen, die in dieser Übersicht nicht aufgeführt sind, wird ein Netzgerät benötigt, das die Heiz- und die Anodenspannung liefert. Letztere wird sowohl stabilisiert als auch ungestabilisiert benötigt. Um nicht in jedem denkbaren Fall zu einer speziellen Lösung zu kommen, wurde ein Einheitsnetzgerät geschaffen. Es wird auch dann eingesetzt, wenn es bei dem vorliegenden Anwendungszweck nicht vollständig ausgelastet wird.

Netzschleife AF 305 (s. S. 166, Bild 18)

Bei einer in einem Gestellschrank eingebauten Empfangsanlage wird die Verbindung zum Starkstromnetz zweckmäßig von einer zentralen Schleife aus an- und abgeschaltet. Dieser Hauptschalter ist zusammen mit Sicherungselementen und einer Steckdose, die den Anschluß von Maß- oder Hilfsgeräten ermöglicht, auf der Netzschleife untergebracht. Sie ist für die Funktion der Anlagen nicht unbedingt erforderlich, macht aber ihre Bedienung bequemer.

Empfangsanlagen

Wenn man aus den vorstehend beschriebenen Empfängern und Zusatzgeräten betriebsfähige Anordnungen zusammenstellt, ergibt sich eine überraschend große Zahl von Möglichkeiten. Es ist unzweckmäßig, jede denkbare Kombination einzeln zu beschreiben. Ihre Zahl ist zu groß, sie werden daher besser zu Gruppen zusammengefaßt. Dieses Verfahren ist auch deshalb vorzuziehen, weil die charakteristischen Eigenschaften einer Anlage durch den verwendeten Empfänger bestimmt werden. Die anderen, hier als Zusatzgeräte bezeichneten Einschübe sind in allen Anlagen identisch und können daher keine Unterscheidungsmerkmale liefern.

Die Weltverkehrsanlage ESt 127

Wie schon aus der Bezeichnung hervorgeht, benutzt die Weltverkehrsanlage ESt 127 den Empfänger E 127 als wesentliches Bauelement. Da er ein hochwertiges Gerät ist, kann mit ihm eine Anlagenreihe erstellt werden, die dem sonst auf dem Weltmarkt üblichen Standard ebenbürtig ist. Daß dieses Niveau im vorliegenden Fall mit besonders geringem Aufwand an Röhren erreicht wird, steigert die Zuverlässigkeit der Anlagen. Sie können in einen einteiligen oder in einen zweiteiligen Gestellschrank eingebaut werden. Der erste Fall war in Bild 1 dargestellt.

Im einteiligen Gestellschrank, der zuerst betrachtet werden soll, ist die Möglichkeit vorgesehen — in der Reihenfolge von oben nach unten — folgende Einschübe einzusetzen: Abhörgerät, zwei Fernschreiber-Tastgeräte, zwei Empfänger E 127, Ablösegerät, Doppelstromgerät, Leitungsschiene und Netzschleife. Im voll

bestückten Zustand ergibt sich daher eine Anlage, die im Diversity-Betrieb und auch im getrennten Betrieb der Empfänger folgende Betriebsarten aufnehmen kann: A1 bis A4, F1 (Morse- oder Fernschreibsendungen), F3 und F1-Twinplex. Bei der zuletzt genannten Betriebsart können beide Nachrichtenkanäle gleichzeitig aufgenommen werden. Genauer zeigt Tabelle 1, ihr können die bei vorgegebener Anlagenbestückung möglichen Betriebsarten bei Diversity- und bei Einfachempfang entnommen werden. Es sind im ganzen neun Bestückungen denkbar. Sie sind in der Tabelle als Anlage 1 bis 9 aufgeführt. Jeder Anlage ist eine vertikale Spalte zugeordnet. In der unteren Tabellenhälfte findet man die Bestückung des Gestellschranks. Die mit diesem Ausbaustand zu empfangenden Betriebsarten sind in der oberen Tabellenhälfte durch + bezeichnet. Anlage Nr. 9 entspricht dem voll ausgebauten Zustand. Die in der Tabelle weiter rechts folgenden Anlagen Nr. 8, 7 usw. zeigen die sich ergebenden Möglichkeiten, wenn beim Kauf nicht gleich der voll ausgebaute Zustand gewählt wird. Man erkennt aus dieser Zusammenstellung, daß bei Weglassen des Ablösegerätes Anlagen entstehen, die dieselben Funktionen erfüllen können wie zwei getrennt eingesetzte, normale Empfänger mit Fernschreiber-Zusatzgeräten. Wird schließlich auch der für den zweiten Empfänger vorgesehene Raum nicht ausgefüllt, dann entsteht eine gewöhnliche, einfache Telegrafie-, Telefonie- oder Fernschreiberempfangsanlage. Gleichgültig, mit welcher Bestückung begonnen wird, stets ist der durch Anlage Nr. 9 beschriebene Endausbau durch nachträgliches Zufügen der fehlenden Einheiten erreichbar. Bild 1 zeigt als Beispiel die Anlage Nr. 8, in welche die zur Funktion nicht unbedingt erforderlichen Netz- und Leitungsschienen nicht eingesetzt wurden. In gleicher Weise kann eine ähnliche Anlage in einem zweiteiligen Gestellschrank zusammengestellt werden. Sie unterscheidet sich von der eben betrachteten dadurch, daß ihre Bedienung bequemer und übersichtlicher ist. Ferner können im voll ausgebauten Zustand sowohl im Diversity-Betrieb als auch im getrennten Betrieb und dann sogar gleichzeitig mit beiden Empfängern je zwei Twinplexkanäle aufgenommen werden. Dies bedeutet, daß Anschlußmöglichkeit für maximal vier Fernschreibmaschinen oder Rekorder vorgesehen ist. In Tabelle 2 wird diese voll ausgebaute Anlage wieder durch die erste vertikale Spalte (Anlage Nr. 13) dargestellt. Von der Anlage im einteiligen Gestellschrank unterscheidet sie sich dadurch, daß Raum für vier Fernschreiber-Tastgeräte, zwei Doppelstromgeräte und zwei Leitungsschienen eingeplant ist.

Tabelle 1: Weltverkehrsanlage ESt 127 oder ESt 104 in einteiligem Gestellschrank

Empfangsart	Sende-Betriebsart	Anlagen Nr.					
		9	8	7	6	5	4
Diversity-Empfang	A ₁ bis A ₄	+	+	+			
	F ₁	+	+				
	F ₃	+					
	Twinplex — 1 Kanal	+	+				
	Twinplex — 2 Kanäle	+					
		kein Diversity-Betrieb					
Einfach-Kanal 1	A ₁ bis A ₄ , F ₁	+	+	+	+	+	+
	F ₁ , F ₃ , Twinplex — 1 Kanal	+	+				
	Twinplex — 2 Kanäle	0					
Empfang-Kanal 2	A ₁ bis A ₄ , F ₁	+	+	+	+		
	F ₁ , F ₃	+					
	Twinplex — 1 Kanal	0					
		kein Kanal 2					
Bestückung der Anlage	Abhörgerät**	1	1	1	1*	1*	1*
	Fs-Tastgerät	2	1		2	1	
	Empfänger E 127 oder E 104	2	2	2	2	2	1
	Ablösegerät	1	1	1			
	Doppelstromgerät**	1	1		1	1	
	Leitungsschiene**	1	1	1	1	1	1
	Netzschleife**	1	1	1	1	1	1
Art der Anlage		Doppel-Diversity-Empfangsstationen		Zweifach-Empfangsstationen		Einfach-Empfangsstationen	

*) entfällt bei Anlage ESt 127. — **) ist für Funktion nicht unbedingt erforderlich.
o) alternative Möglichkeiten.

Tabelle 2: Weltverkehrsanlage ESt 127 oder ESt 104 in zweiteiligem Gestellschrank

Empfangsart	Sende-Betriebsart	Anlagen Nr.												
		13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
Diversity-Empfang	A ₁ bis A ₄	+	+	+	+	+								
	F ₁	+	+	+	+									
	F ₃	+	+	+										
	Twinplex — 1 Kanal	+	+	+										
		kein Diversity-Betrieb												
Einfach-Kanal 1	A ₁ bis A ₄ , F ₁	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	F ₁ , F ₃ , Twinplex — 1 Kanal	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	Twinplex — 2 Kanäle	+	+	0										
Empfang-Kanal 2	A ₁ bis A ₄ , F ₁	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	F ₁ , F ₃ , Twinplex — 1 Kanal	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	Twinplex — 2 Kanäle	+	+	0										
		kein Kanal 2												
Bestückung der Anlage	Abhörgerät**	1	1	1	1	1	1*	1*	1*	1*	1*	1*	1*	1*
	Fs-Tastgerät	4	3	2	1		4	3	2	1				2
	Empfänger E 127 oder E 104	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	1
	Ablösegerät	1	1	1	1	1								
	Doppelstromgerät**	2	2	1	1		2	2	1	1				1
	Leitungsschiene**	2	2	1	1		2	2	1	1				1
	Netzschleife**	1	1	1	1		1	1	1	1				1
Art der Anlage		Doppel-Diversity-Empfangsstationen				Zweifach-Empfangsstationen				Einfach-Empfangsstationen				

*) entfällt bei Anlage ESt 127. — **) ist für Funktion nicht unbedingt erforderlich.
o) Das zweite Fernschreiber-Tastgerät kann an 2 Stellen der Anlage eingesetzt werden. Dabei ergeben sich die beiden durch o gekennzeichneten Betriebsarten alternativ.

Die Weltverkehrsanlage ESI 104

Wird als Grundelement der Anlage nicht der Empfänger E 127 sondern der Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104 benutzt, dann ergeben sich alle im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Möglichkeiten nur mit dem Unterschied, daß durch den Einsatz des Empfängers E 104 als Folge seiner hohen Treffsicherheit, Konstanz und Selektion Empfangsstationen entstehen, die mit ihren elektrischen Eigenschaften deutlich über den auf dem Markt befindlichen Durchschnittsanlagen liegen. Bild 4 zeigt eine solche Anordnung in einem einseitigen Gestellschrank. Ihre betrieblichen Eigenschaften können der Tabelle 1 unter Anlage Nr. 9 entnommen werden. Auch Tabelle 2 bleibt für zweiteilige Gestellschränke bei Einsatz des Empfängers E 104 gültig. Mit Empfangsstationen dieser Bauart ist, solange kein Frequenzwechsel notwendig wird, ein nahezu unbedienter Betrieb möglich. Dies gilt auch dann, wenn der Träger zeitweise völlig abschaltet. Die Konstanz der Geräte ist ausreichend hoch, um eine Nachstellung oder eine laufende Überwachung überflüssig zu machen. Der höhere Anschaffungspreis wird daher bald durch eingesparte Personalkosten ausgeglichen.

Die Weltverkehrsanlage ESI 305

Mit dem Weltverkehrsempfänger E 305 als Grundbaustein ergibt sich schließlich die Reihe der Empfangsstationen ESI 305. Es sind Anlagen, bei denen sowohl die Konstanz und Treffsicherheit als auch die Selektion bis nahezu an die Grenze des technisch Möglichen gesteigert sind. Derartige Anlagen werden von der Deutschen Bundespost im Übersee-Telegraphieverkehr eingesetzt. Sie entsprechen voll dem Pflichtenheft der Post und überbieten dieses sogar noch in einer Reihe von Punkten.

Trotz der hohen Konstanz der Geräte ist bei diesen Empfangsstationen ein Frequenznachlauf vorgesehen, der bei Zusammenarbeit mit Sendern geringer Konstanz benötigt wird. Eine Anlage dieser Type zeigt Bild 5. Sie entspricht in ihrem Ausbaustand der Anlage Nr. 11 in Tabelle 3. Sie kann noch durch Einsatz von zwei weiteren Fernschreiber-Tastgeräten, einer Doppelstromschiene sowie einer Leitungsschiene, erweitert werden.

Tabelle 3: Weltverkehrsanlage ESI 305 in zweiteiligem Gestellschrank

Empfangsart	Sende-Betriebsart	Anlage Nr.														
		13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1		
Diversity-Empfang	A ₁ bis A ₄	+	+	+	+	+										
	F ₁	+	+	+	+											
	F ₂	+	+	+	+											
	Twinplex — 1 Kanal	+	+	+	+											
	Twinplex — 2 Kanäle	+	+	+	+											
Einfach-Empfang	Kanal 1	A ₁ bis A ₄ , F ₁	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		F ₁ , F ₂ , Twinplex — 1 Kanal	+	+	+	+										
		Twinplex — 2 Kanäle	+	+	+	+	0									
Empfang	Kanal 2	A ₁ bis A ₄ , F ₂	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
		F ₁ , F ₂ , Twinplex — 1 Kanal	+	+	+	+	0									
		Twinplex — 2 Kanäle	+	+	+	+	0									
Bestückung der Anlage	Abhörgerät**)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
	FS-Tastgerät	4	3	2	1		4	3	2	1		2	1			
	Empfänger E 305	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	
	Nachstromgerät**)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
	Doppelstromgerät**)	2	2	1	1		2	2	1	1		1	1			
	Leitungsschiene**)	2	2	1	1	1	2	2	1	1	1	1	1	1	1	
	Netzschiene**)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	
	Netzgerät	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	
Ablösegerät	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1		
Art der Anlage		Doppel-Diversity-Empfangsstationen					Zweifach-Empfangsstationen					Einfach-Empfangsstationen				

***) Ist für die Funktion der Anlage nicht unbedingt erforderlich.
 o) Das zweite Fernschreiber-Tastgerät kann an 2 Stellen der Anlage eingesetzt werden. Dabei ergeben sich die beiden durch o gekennzeichneten Betriebsarten alternativ.

Tabelle 4: Weltverkehrsanlage ESI 305 in einseitigem Gestellschrank

Empfangsart	Betriebsarten	Anlage Nr.		
		3	2	1
Einfach-Empfang	A bis A ₄ , F ₁	+	+	+
	F ₁ , F ₂ , Twinplex — 1 Kanal Twinplex — 2 Kanäle	+	+	+
Bestückung der Anlage	Abhörgerät**)	1	1	1
	FS-Tastgerät	2	1	1
	Empfänger E 305	1	1	1
	Nachstromgerät**)	1	1	1
	Doppelstromgerät**)	1	1	1
	Leitungsschiene**)	1	1	1
	Netzschiene**)	1	1	1
Netzgerät	2	2	2	

***) Ist für die Funktion der Anlage nicht unbedingt erforderlich.

Dann entsteht die Anlage Nr. 13. Mit ihr kann man dann sowohl bei Diversity-Betrieb als auch bei Einfachempfang alle im Punkt-zu-Punkt-Verkehr üblichen Betriebsarten aufnehmen. Insbesondere kann bei Einfachempfang jeder Empfangskanal gleichzeitig zwei Twinplexnachrichten verarbeiten. Anlagen dieser Type können für Diversity-Empfang nur in zweiteiligen Gestellschränken geliefert werden.

Wird nur Einfachempfang gewünscht, dann besteht die Möglichkeit, solche Empfangsstationen in einem einseitigen Gestellschrank unterzubringen. Die Ausbaumöglichkeiten und die Betriebsarten, die sich mit einer solchen Anlage ergeben, zeigt Tabelle 4. Mit ihr ist zwar kein Diversity-Empfang möglich, doch sind alle übrigen für einen Telegrafempfang wichtigen Eigenschaften bis zur höchsten heute erreichbaren technischen Vollendung gezeitet.

Literatur:

- [1] A. Heidesler, Moderner Diversity-Empfang: Funktechnik Jg. 10, Nr. 6 (März 1955) S. 148 ... 149.
- [2] W. E. Meyer, Der Telefunken-Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104/Kw 4: Fernmeldepraxis (1954), S. 161, 239, 391, 457.
- [3] W. Hessebeck, Frequenzkonstanz und Treffsicherheit beim Kurzwellen-Verkehrsempfänger E 104: Telefunken-Zeitung, Jg. 28, Nr. 107 (Mai 1955) S. 39 ... 45.
- [4] K. Fischer, Elektronische Antennenverteilung: Elektronische Rundschau Jg. 1, Nr. 4 (1955) S. 144 ... 146.
- [5] B. Betzenhämmer und E. Henze, Theoretische Untersuchungen über dreireihige Bandfilter vom Tschebyscheffschen Typ. AEU 8 (1954) S. 545 ... 552.

Über sprachgesteuerte Freisprechanlagen

Von H. Bodenschatz

Wechselsprech-Anlagen in der bekannten Ausführung mit einem Mikrofon-Lautsprecher und einem von Hand unsteuerbaren Verstärker stellen das gegebene Mittel zur Durchgabe und Bestätigung kurzer Anordnungen in technischen Betrieben dar. Für den Bürobetrieb dagegen wird immer mehr die Freisprechanlage verlangt, die ein fließendes Sprechen in beiden Richtungen ohne zusätzliche Tastenbedienung erlaubt.

Das dominierende Problem bei der freien Unterhaltung zwischen zwei mit Lautsprechern ausgerüsteten Sprechstellen ist die Beherrschung der akustischen Rückkopplung. In der Literatur und vor allem in der Patentliteratur sind sehr viele Vorschläge zu ihrer Verhütung gemacht worden, und in der Tat kann man jede Kenngröße einer Tonfrequenzspannung wie Amplitude, Frequenz, Phase in speziellen Schaltungen zur Entkopplung heranziehen. Die Lösungen, die mit beiden zuletzt genannten Größen operieren, erfordern allgemein einen großen Aufwand, ohne andererseits voll zufriedenstellen, wie überhaupt noch keine Lösung bekannt ist, die alle Ansprüche erfüllt. So will ein Vorschlag, um nur einige der markantesten anzuführen, in jeder Richtung mittels komplementärer Filter nur Frequenzgebiete übertragen, die einander ausschließen. Ein anderer Vorschlag verschiebt das in einer Richtung übertragene Frequenzband um eine Größe f_s , so daß die Phasenbedingung für den Rückkopplungseinsatz nie erfüllt sein kann. Aber im ersten Fall steht, abgesehen von den Übertragungsverzerrungen und Einschwingvorgängen, der beträchtliche Bedarf an Filtern mit steilen Flanken einer Verwirklichung entgegen. Im zweiten Fall zwingt das unangenehme Rückhören im eigenen Lautsprecher doch wieder zum Betrieb mit geringer Verstärkung und Wiedergabelaststärke.

Betrieb mit reduzierter und konstanter Verstärkung

Der Betrieb mit reduzierter Verstärkung in beiden Sprechrichtungen, bei der noch kein Rückkopplungseinsatz zu befürchten ist, wäre die nächstliegende und einfachste Lösung. Da durch die wechselnde Stellung des Sprechers vor Lautsprecher und Mikrofon die akustische Kopplung zwischen beiden veränderlich ist und da u. U. eine Schwingung beim Besprechen und Aussteuern der Wandlerrmembranen leichter angestoßen

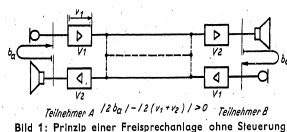


Bild 1: Prinzip einer Freisprechanlage ohne Steuerung

werden kann als im Ruhezustand, muß die Verstärkung mit genügend Sicherheitsabstand gewählt werden. Resonanzartige Überhöhungen in der Übertragungscharakteristik beider Sprechwege geben zu erst Anlaß zum Schwingeneinsatz; ein gut ausgeglichener Frequenzgang der Sprachwandler ist deshalb unumgänglich, wenn für eine ausreichende Wiedergabelautstärke eine höhere Verstärkung eingestellt werden soll. Die Frage der Verbindung zwischen den Sprechstellen, ob Vier- oder Zweidrahtleitung, ist bei dieser einfachen Lösung nicht von Belang. Die im Bild 1 gezeigte grundsätzliche Anordnung bleibt stabil, wenn die Summe der Dämpfungen eines Gesamtumlaufs positiv bleibt. Aus der angezogenen Bedingung folgt aber auch: $|b_{0a}| - |v_1 + v_2| > 0$, d. h. das Vierdrahtsystem der gezeichneten einfachen Art bleibt auch bei Überführung in ein Zweidrahtsystem ohne Gabelschaltung, bei einfacher Parallelschaltung der Verstärker, stabil (gestrichelte Verbindung).

In der Praxis wird man eine solche Vereinfachung allerdings vermeiden, weil der Abstand des Arbeitspunkts vom Punkt des Schwingeneinsatzes auf die Hälfte verringert und weiter auch das Rückhören im eigenen Lautsprecher verstärkt wird und weil bei nicht zu vernachlässigenden Leitungsdämpfungen die erreichbare Lautstärke sinken würde. Bei Verwendung von Gabelschaltungen sind die Anforderungen an deren Fehlerdämpfung jedoch gering, sie steigen erst mit größeren Leitungslängen. Das kann für die Bildung von Konferenzschaltungen wichtig sein, weil bei Parallelschaltung mehrerer Leitungen die Nachbildungen in den Gabeln nicht mehr stimmen. Wie sich später noch zeigen wird, können aber die Anforderungen bei sprachgesteuerten Anlagen u. U. höher liegen.

Betrieb mit gesteuerter Verstärkung

Man kann die Verstärkung und damit die Wiedergabelautstärke der Richtung, in der gerade gesprochen werden soll, erhöhen, wenn währenddessen die Verstärkung der Gegenrichtung herabgesetzt wird. Wenn diese korrespondierenden Änderungen, sprunghaft oder kontinuierlich, abhängig von den Signalspannungen beider Kanäle erfolgen, kommt man zu vielfältigen Möglichkeiten von sprachgesteuerten Anlagen.

Die Fernsprechtechnik kennt sprachgesteuerte Echosperrern, um in Vierdrahtsystemen mit größeren Laufzeiten unerwünschte Rückflüsse elektrischer Energie zu sperren. Diese Echosperrern werden jeweils nur von einer Signalspannung gesteuert, nämlich der Sprechspannung des einen Teilnehmers, und ihre Aufgabe besteht in einer vorübergehenden Sperrung des anderen Sprechkanals. Bei Freisprechanlagen dagegen muß die Steuerung in unterschiedlicher Weise auf beide Sprechkanäle einwirken, und sie kann bzw. könnte ihrerseits von mehreren Signalen beeinflusst werden, dann neben dem Sprechschall der Teilnehmer wird auch der Schall, den jeder Lautsprecher abstrahlt, wieder das Mikrofon des Gegenkanals erreichen. Damit diese rückfließende akustische Energie nicht mehr auf die Steuerung einwirken kann, müssen zusätzliche Maßnahmen getroffen werden.

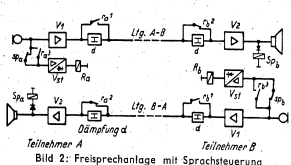


Bild 2: Freisprechanlage mit Sprachsteuerung

jeweils von den Mikrofonspannungen über einen Steuerverstärker und -gleichrichter V_1 erzeugt. Für die praktische Durchführung der gewünschten Steuerungsaufgaben wird man im allgemeinen nicht auf Relais zurückgreifen; die Relaisymbole wurden lediglich gewählt, weil sich die Darstellung dadurch sehr übersichtlich gestalten läßt. Im Ruhezustand sollen die gedachten Relais R_a und R_b abgefallen und dadurch in jedem Sprechkanal eine Dämpfung d wirksam sein. Beide Teilnehmer hören einander dann noch mit einer reduzierten Lautstärke, so daß auch bei Sprechbeginn nicht einzelne Silben verlorengehen können. Die Anlage soll im stabilen Zustand sein, d. h. ein auf einer Leitung ankommendes Signal wird, wenn es über die Sprachwandler auf die andere Leitung weitergegeben wird, dort nur mit verminderter Energie zurücklaufen. Auch bei Ansprechen eines Relais R_a oder R_b wird dieses Verhältnis der Signalspannungen

beider Leitungen dasselbe bleiben, da abgeschaltetes und neu zugeschaltetes Dämpfungsglied einander gleich sind.

Von entscheidender Bedeutung für die Steuervorgänge ist die Frage, welcher Anteil der auf einer Leitung ankommenden Signalenergie über beide Sprachwandler auf den Steuerverstärker V_1 weiterfließt. Es ist augenscheinlich, daß die Steuerung in der beschriebenen einfachen Art einwandfrei arbeiten könnte, wenn z. B. die vom Sprecher in A stammende Eingangsspannung am Steuerverstärker in allen Betriebszuständen um einen technisch nutzbaren Betrag größer wäre als die vom Lautsprecher herkommende. Das wird aber nicht mehr der Fall sein, wenn der Lautsprecher nach Ansprechen des Relais R_b mit erhöhter Lautstärke abstrahlt. Auf dem Weg zum Steuerkreis V_1 kann ja kein gleichwertiges Dämpfungsglied mehr wirksam sein, wenn die volle Steuerempfindlichkeit erhalten bleiben soll. Das Verhältnis der vom Lautsprecher ausgelösten Steuerspannung zur Nutzsteuerspannung wird im allgemeinen Fall größer als 1 werden, und es wird dann kein eindeutiges Kriterium für die Steuerung mehr zur Verfügung stehen. Eine Lösung ist möglich, wenn zur Verstärkersteuerung noch Sperrern treten, die die Einwirkung der Lautsprecherenergie auf die Steuerglieder verhindern. In Bild 2 sind solche in Form der Relais Sp_a, b dargestellt, die immer dann ansprechen und die Steuerrelais R_a, b abschalten, wenn die den Lautsprechern zugeführte Spannung einen bestimmten Wert überschreitet. Man darf diese zusätzlichen Sperrern als Echosperrern bezeichnen, da ihre Teilaufgabe innerhalb der gesamten Steuerung der der Echosperrern der Fernsprechtechnik ähnlich ist.

Die weitere Überlegung zeigt, daß auch eine solche Anordnung noch kein sauberes Arbeiten der Steuerung verbürgt. Ein etwa vom Teilnehmer A ausgehendes Signal, das Relais R_a zum Ansprechen gebracht hat, kann nach Durchlauf der Strecke A—B und Rücklauf über den Gegenkanal B—A trotz verminderter Energie noch genügend stark sein, um das Relais Sp_a zum Ansprechen zu bringen. Kontakt sp_a würde dann Relais R_a wieder abschalten und damit den eingeleiteten Steuervorgang wieder rückgängig und unwirksam machen.

Um diese Möglichkeit auszuschließen, kann man, wie schon Bild 2 zeigt, für die Relais R_a, b einen Haltekreis über eigene Kontakte r_a^3 und r_b^3 vorbereiten. Sie wären dann von den späterkommenden Sperrrelais Sp_a, b bzw. Sp_b unabhängig, könnten aber nicht ansprechen, wenn diese schon vorher erregt werden.

Da die zeitlichen Abstände der Erregungsimpulse auf die Relais R bzw. Sp sehr klein sind und entsprechend der Umlaufzeit eines Signals in der Größenordnung von wenigen ms liegen, besteht die Aufgabe, die Eigenzeiten der Sperr- und Steuerschaltung bei ähnlich kleinen Werten zu halten und so aufeinander abzustimmen, daß die gewünschten Schalfunktionen sicher erreicht werden. Offensichtlich kommen hierfür nur elektronische Schaltungen in Frage und nicht etwa elektromechanische Relaischaltungen.

Bei Einschaltung der Anordnung in eine Zweidrahtverbindung mit Hilfe einer Gabelschaltung muß eine genügende Entkopplung zwischen Mikrofon- und Lautsprecherzweig gesichert sein. Signalrückflüsse, die über die Gabelschaltung unmittelbar in den Lautsprecherzweig gelangen, würden gegenüber dem ursprünglichen Signal am Mikrofonausgang fast nicht verzögert sein und die richtige zeitliche Folge des Ansprechens der Schaltkreise R und Sp gefährden.

Zeitkonstanten solcher sprachgesteuerten Anlagen

An die Eigenzeiten der Steuerschaltung wie auch der Sperrern werden unterschiedliche Forderungen gestellt, die sich zum Teil nur als Kompromißlösungen verwirklichen lassen. Im Hinblick auf die Echosperrern wurde schon angeführt, daß ihre Sperrspannung aufgebaut sein muß, bevor der vom Lautsprecher abgestrahlte Schall das Mikrofon erreicht. Je nach Aufstellung der Schallwandler stehen hierfür 2...4 ms zur Verfügung. Auch für die Steuerschaltung wurde bereits eine ähnlich kleine Eigenzeit zur Schließung eines Haltekreises gefordert. Nicht zu verwechseln mit letzterem mehr internen Zeitwert der Steuerschaltung ist die Schaltzeit, mit der sie auf den Sprechweg einwirkt. Hierfür sind Zeiten von 10 ms noch zulässig, ohne daß die Verständlichkeit von Anfangsilben leidet.

Die Ausschaltzeitkonstanten beider Steuerungen sind vergleichsweise wesentlich größer. Der Sprechkanal soll, wenn er ohne Dämpfung durchgeschaltet ist, diesen Zustand auch über unbetonte, die Steuerung nicht unterstützende Silben hinweg beibehalten, da andernfalls die übertragene Sprache in

beider Leitungen dasselbe bleiben, da abgeschaltetes und neu zugeschaltetes Dämpfungsglied einander gleich sind.

Von entscheidender Bedeutung für die Steuervorgänge ist die Frage, welcher Anteil der auf einer Leitung ankommenden Signalenergie über beide Sprachwandler auf den Steuerverstärker V_1 weiterfließt. Es ist augenscheinlich, daß die Steuerung in der beschriebenen einfachen Art einwandfrei arbeiten könnte, wenn z. B. die vom Sprecher in A stammende Eingangsspannung am Steuerverstärker in allen Betriebszuständen um einen technisch nutzbaren Betrag größer wäre als die vom Lautsprecher herkommende. Das wird aber nicht mehr der Fall sein, wenn der Lautsprecher nach Ansprechen des Relais R_b mit erhöhter Lautstärke abstrahlt. Auf dem Weg zum Steuerkreis V_1 kann ja kein gleichwertiges Dämpfungsglied mehr wirksam sein, wenn die volle Steuerempfindlichkeit erhalten bleiben soll. Das Verhältnis der vom Lautsprecher ausgelösten Steuerspannung zur Nutzsteuerspannung wird im allgemeinen Fall größer als 1 werden, und es wird dann kein eindeutiges Kriterium für die Steuerung mehr zur Verfügung stehen. Eine Lösung ist möglich, wenn zur Verstärkersteuerung noch Sperrern treten, die die Einwirkung der Lautsprecherenergie auf die Steuerglieder verhindern. In Bild 2 sind solche in Form der Relais Sp_a, b dargestellt, die immer dann ansprechen und die Steuerrelais R_a, b abschalten, wenn die den Lautsprechern zugeführte Spannung einen bestimmten Wert überschreitet. Man darf diese zusätzlichen Sperrern als Echosperrern bezeichnen, da ihre Teilaufgabe innerhalb der gesamten Steuerung der der Echosperrern der Fernsprechtechnik ähnlich ist.

Die weitere Überlegung zeigt, daß auch eine solche Anordnung noch kein sauberes Arbeiten der Steuerung verbürgt. Ein etwa vom Teilnehmer A ausgehendes Signal, das Relais R_a zum Ansprechen gebracht hat, kann nach Durchlauf der Strecke A—B und Rücklauf über den Gegenkanal B—A trotz verminderter Energie noch genügend stark sein, um das Relais Sp_a zum Ansprechen zu bringen. Kontakt sp_a würde dann Relais R_a wieder abschalten und damit den eingeleiteten Steuervorgang wieder rückgängig und unwirksam machen.

Um diese Möglichkeit auszuschließen, kann man, wie schon Bild 2 zeigt, für die Relais R_a, b einen Haltekreis über eigene Kontakte r_a^3 und r_b^3 vorbereiten. Sie wären dann von den späterkommenden Sperrrelais Sp_a, b bzw. Sp_b unabhängig, könnten aber nicht ansprechen, wenn diese schon vorher erregt werden.

Da die zeitlichen Abstände der Erregungsimpulse auf die Relais R bzw. Sp sehr klein sind und entsprechend der Umlaufzeit eines Signals in der Größenordnung von wenigen ms liegen, besteht die Aufgabe, die Eigenzeiten der Sperr- und Steuerschaltung bei ähnlich kleinen Werten zu halten und so aufeinander abzustimmen, daß die gewünschten Schalfunktionen sicher erreicht werden. Offensichtlich kommen hierfür nur elektronische Schaltungen in Frage und nicht etwa elektromechanische Relaischaltungen.

Bei Einschaltung der Anordnung in eine Zweidrahtverbindung mit Hilfe einer Gabelschaltung muß eine genügende Entkopplung zwischen Mikrofon- und Lautsprecherzweig gesichert sein. Signalrückflüsse, die über die Gabelschaltung unmittelbar in den Lautsprecherzweig gelangen, würden gegenüber dem ursprünglichen Signal am Mikrofonausgang fast nicht verzögert sein und die richtige zeitliche Folge des Ansprechens der Schaltkreise R und Sp gefährden.

Zeitkonstanten solcher sprachgesteuerten Anlagen

An die Eigenzeiten der Steuerschaltung wie auch der Sperrern werden unterschiedliche Forderungen gestellt, die sich zum Teil nur als Kompromißlösungen verwirklichen lassen. Im Hinblick auf die Echosperrern wurde schon angeführt, daß ihre Sperrspannung aufgebaut sein muß, bevor der vom Lautsprecher abgestrahlte Schall das Mikrofon erreicht. Je nach Aufstellung der Schallwandler stehen hierfür 2...4 ms zur Verfügung. Auch für die Steuerschaltung wurde bereits eine ähnlich kleine Eigenzeit zur Schließung eines Haltekreises gefordert. Nicht zu verwechseln mit letzterem mehr internen Zeitwert der Steuerschaltung ist die Schaltzeit, mit der sie auf den Sprechweg einwirkt. Hierfür sind Zeiten von 10 ms noch zulässig, ohne daß die Verständlichkeit von Anfangsilben leidet.

Die Ausschaltzeitkonstanten beider Steuerungen sind vergleichsweise wesentlich größer. Der Sprechkanal soll, wenn er ohne Dämpfung durchgeschaltet ist, diesen Zustand auch über unbetonte, die Steuerung nicht unterstützende Silben hinweg beibehalten, da andernfalls die übertragene Sprache in

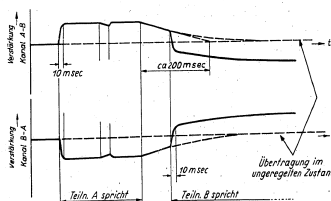


Bild 3: Korrespondierende Steuerung beider Sprechkanäle

Ihrer Lautstärke zusätzlich moduliert wäre. Ein oberer Wert der Zeitkonstante ist dadurch gegeben, daß bei raschem Hin- und Zurücksprechen die Steuerung noch schnell genug den Umschaltungen folgen muß. Allerdings steht der neubesprochene Kanal bei der in Bild 2 dargestellten Anordnung unabhängig von der gewählten Ausschaltzeitkonstanten schon innerhalb von etwa 10 ms nach Beginn der Umschaltung mit einer Mindestverstärkung zur Verfügung, wie sie z. B. bei einer nicht gesteuerten Anlage maximal möglich wäre. Bild 3 zeigt dies am zeitlichen Verlauf der Dämpfungswerte beider Sprechrichtungen, wobei der exponentielle Verlauf der Kurven kontinuierliche Steuerungen mit Röhren- oder Gleichrichterschaltungen voraussetzt. Als zweckmäßig hat sich eine Abschaltzeitkonstante in der Größenordnung von 200 ms erwiesen.

Bei der Wahl der Ausschaltzeitkonstanten der Echosperrung müssen zwei Forderungen berücksichtigt werden: Sie muß klein genug sein, damit der angesprochene Partner, wenn er sofort antwortet oder in sehr kurzen Pausen „zwichensprechen“ will, die Steuerung nicht mehr gesperrt vorfindet. Bei zu kleinen Werten kann andererseits in wenig gedämpften Räumen schon ein Rauecho des Lautsprecherschalls die Schaltung wieder umsteuern („Flattern“). Ein Nachwirken der Sperrung um etwa 80 ms wird etwa beiden Forderungen gerecht, muß aber als Kompromißlösung gewertet werden.

Eigenschaften der Anordnung nach Bild 2 und einiger Varianten

Mit der geschilderten Anlage ist ein abwechselndes Sprechen der Teilnehmer A und B möglich, doch treten Schwierigkeiten beim gleichzeitigen Sprechen auf, wie es auch bei größter Sprechdisziplin unvermeidlich ist. An sich wäre die Anlage durchaus für die gleichzeitige Übertragung beider Sprechsignale ausgerüstet, denn bei Ansprechen beider Steuerungen wäre in beiden Richtungen wieder je ein Dämpfungsglied wirksam und der resultierende verminderte Übertragungspegel könnte für diesen überlappenden Zustand als ausreichend angesehen werden. Aber es wird nicht ohne weiteres gelingen, diesen Schaltzustand zu erreichen. Wenn ein Partner spricht, ist die Steuerung des anderen blockiert, und er kann nur in kurzen Sprechpausen auf sie einwirken. Erst wenn dieses „Einbrechen“ gelingt, hören in der Folge beide Partner einander mit reduzierter, aber gleicher Verstärkung. Vorher ist der Einsprechende nur mit geringerer Verstärkung vernnehmbar, da in dem von ihm abgehenden Sprechkanal zwei Dämpfungsglieder wirksam sind. Man wird aus diesem Grund die gesteuerte Dämpfung d nicht zu groß wählen.

Die Tatsache, daß das Zwischensprechen eines Teilnehmers doch nicht jederzeit im gewünschten Maße möglich ist, legt den Gedanken nahe, überhaupt darauf zu verzichten und den Aufwand zu vereinfachen, indem etwa beim Besprechen eines Kanals der andere Kanal ganz gesperrt wird.

Wenn man dabei von einer Anordnung nach Bild 2 ausgeht und etwa die in den Lautsprecherzweigen vorhandenen Dämpfungen d nach großen Werten hin variiert, ändert sich am Gesamtaufwand wenig. Nur bedingt können etwa die strengen Forderungen hinsichtlich der Eigenzeiten der Sperr- und Steuerschaltung gelockert werden.

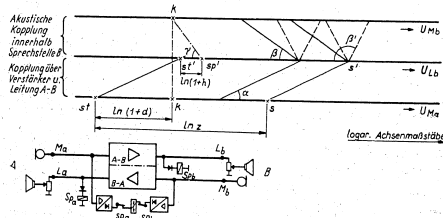


Bild 4: Diagramm der Schallwandler- und Steuerspannungen bei Anlage mit Kippsteuerung

Zu einer anderen Lösung gelangt man, wenn Vor- und Endverstärker V1 und V2 zu einer zentralen Verstärkerschaltung zusammengezogen werden und die dann gemeinsame zentrale Steuerung die Form einer Kippanordnung erhält, die ohne stabile Zwischenstellung den einen Kanal durchschaltet und den anderen vollkommen sperrt, oder umgekehrt (Bild 4). Eine Ruhestellung mit Durchschaltung beider Kanäle unter Einschaltung von Dämpfungen soll also nicht vorgesehen sein. Der jeweils zuletzt besprochene Kanal bleibt durchgeschaltet, bis ein Signal im Gegenkanal den Kippmechanismus in die andere Lage

umsteuert. Die Anlage kann zwar nicht das gleichzeitige Sprechen beider Partner übertragen, doch darf man fordern, daß das Zwischensprechen schon in kurzen Pausen möglich sein soll. Als Vorteil erscheint bei dieser Anordnung, daß nach dem Kippvorgang der Sprechkanal ohne weitere Beeinflussung, insbesondere also auch ohne störende Lautstärkemodulation bei leisen Silben oder in Satzpausen zur Verfügung steht. Die vollkommene Sperrung jedes Energierückflusses hat zur Folge, daß an Mikrofon und Lautsprecher nicht die strengen Voraussetzungen eines ausgeglichenen Frequenzganges gestellt werden müssen, wie es bei Freisprechsystemen sonst der Fall ist. Eine solche Anlage läßt sich demnach mit relativ billigen Mitteln erstellen, hat allerdings den Nachteil, daß ein Kippmechanismus grundsätzlich eine Reizschwelle besitzt und daß deshalb, wenn auch nur bei Sprechbeginn, Konsonanten oder auch eine schwachbetonte Silbe ganz unterdrückt werden können; denn wegen des üblichen Raumergeruschpegels kann die Ansprechempfindlichkeit nicht beliebig hoch gewählt werden.

Es soll gezeigt werden, daß bei dieser Schaltung im Gegensatz zu der vorher erwähnten Variante einer Anlage nach Bild 2 die Verstärkung des nichtgesperrten Kanals nicht beliebig angehoben werden kann. In Bild 4 sind die Klemmenspannungen der Schallwandler einer solchen Vierdrahtanlage mit zentraler Zweigwegverstärker und einer Kippsteuerung in ihren gegenseitigen Abhängigkeiten dargestellt. Die Mikrofonspannung U_{Ma} am Ort A wird auf die Lautsprecherspannung U_{Lb} in B verstärkt. Wenn die Achsenmaßstäbe im logarithmischen Maß aufgetragen sind, verlaufen die Verbindungslinien einander entsprechender Punkte von U_{Ma} und U_{Lb} zueinander parallel; im Neigungswinkel α drückt sich die Verstärkung abzüglich etwaiger Leitungsdämpfungen aus. Es soll angenommen werden, daß die Kipperschaltung bei dem einstellbaren Wert $U_{Ma,b} = k$ anspricht.

Zwischen den Schallwandleranspannungen U_{La} und U_{Mb} kann nicht in allgemeiner Form Linearität angenommen werden, denn schon bei wechselnder Stellung des Sprechers ändert sich die Kopplung, sie ist weiterhin auch noch frequenzabhängig. Aber man kann für eine ungünstigste Frequenz und für eine gegebene räumliche Anordnung einen proportionalen Zusammenhang annehmen. In dem Neigungswinkel β der Kurvenschar, die diesen Zusammenhang nachbildet, sind neben den Wirkungsgraden beider Sprachwandler noch zwei Einflußgrößen enthalten, die variiert werden können. Zunächst kann man sich vor das eigentliche Lautsprecher-system, aber hinter die Potentialpunkte $U_{La,b}$, einen Regler zur Einstellung der gewünschten Lautstärke geschaltet denken, da eine zentrale Verstärkungsregelung unzureichend wäre. Ferner geht ganz allgemein die räumliche Anordnung der Schallwandler, u. a. auch ihre Entfernung voneinander, mit ein. Bei herabgesetzter Lautstärke oder großer Entfernung wird β klein, im anderen Extremfall groß werden, wobei der Wert innerhalb der Grenzen 0 und π liegen muß.

Die Echosperrungen werden von den Spannungen an den Verstärkerausgängen ausgelöst, die identisch oder bei längeren Leitungen zumindest proportional U_{La} oder U_{Lb} sind. Es ist leicht einzusehen, daß die Sperrung erst nach Überschreiten einer Reizschwelle $U_{La,b} = sp'$ erfolgen darf, damit nicht schon die relativ kleinen Spannungen einer Geräuschkulisse im durchgeschalteten Kanal die Kippanordnung blockieren. Wenn die Schwelle überschritten ist, baut sich die Sperrspannung sehr rasch auf, so daß sie ihren vollen Wert schon bei einer geringen weiteren Steigerung erreicht. Dem Diagramm Bild 4 ist zur Vereinfachung der Darstellung zugrunde gelegt, daß die Anreicherung der Steuerung bei Überschreitung des Wertes sp' sprunghaft erfolgt.

Durch die Verbindung der Achsenpunkte $U_{La} = sp'$ und $U_{Mb} = k$ wird ein Winkel γ definiert. Man kann zeigen, daß die Steuerung unsauber arbeitet, wenn infolge der gewählten Einstellungen der Winkel $\beta > \gamma$ wird. Der Lautsprecherschall kann dann, wenn bei leisen Signalen etwa die Spannung U_{Lb} an den Lautsprecherklemmen in B den Wert sp' eben noch nicht erreicht und deshalb noch keine Sperrung einsetzt, trotzdem schon am Mikrofon des Gegenkanals B—A die Klemmenspannung k auslösen und die Kipperschaltung umsteuern. Dann schaltet sich der Kanal B—A durch, obwohl der Kanal A—B besprochen wird. Entsprechend den Schwankungen der Besprechungs-lautstärke wird die Steuerung abwechselnd in die richtige und in die entgegengesetzte Stellung schalten und das durchgegebene Signal laufend unterbrechen und zerhacken.

Da man zur Abhilfe den Winkelwert γ nicht einfach beliebig vergrößern kann — das würde eine Herabsetzung der Ansprechempfindlichkeit bedeuten —, hilft in diesem Fall nur eine Verkleinerung von β , d. h. entwerfen den Abstand der Schallwandler zu vergrößern oder eben die Lautsprecherstärke zu verringern. Es hat sich gezeigt, daß die Forderung $\beta < \gamma$ die erforderliche Mindestentfernung zwischen Lautsprecher und Mikrofon bei üblichen Lautstärken zumindest ebenso beschränkt wie die Forderung nach einer Mindestlaufzeit des Schalls, um Zeit zum Aufbau einer genügend hohen Echosperrspannung zu gewinnen.

Um anschaulich darzustellen, was die Einschränkung $\beta < \gamma$ für den praktischen Fall bedeutet, soll angenommen werden, daß der Sprecher in A am Mikrofon eine Spannung s auslöst, die um den Faktor γ über

Neue Vorfeldeinrichtungen für die Deutsche Bundespost

Von A. Chlond und O. Kohler

Die Kosten des Leitungsnetzes einer Fernsprechanlage betragen durchschnittlich etwa 60% von den Gesamtkosten der Anlage. Diese Kostenverteilung wird — auf den einzelnen Teilnehmeranschluß bezogen — um so ungünstiger, je weiter der Teilnehmeranschluß von der Vermittlungsstelle entfernt liegt. Hinzu kommt, daß gerade die weitabgelegenen Teilnehmeranschlüsse in der Regel Wenigsprechern gehören, wodurch die Anschlußleitung auch noch sehr schlecht ausgenutzt wird. Bei dem ständig wachsenden Bedarf an Fernsprechanlagen und der damit parallelverlaufenden Verknappung an Anschlußleitungen lag daher der Gedanke nahe, die Anschlußleitungen besser auszunutzen, indem eine oder nur eine geringe Anzahl von Leitungen bis zu einem möglichst weit im Vorfeld der Vermittlungsstellen liegenden Knotenpunkt herausgeführt und an diesem Knotenpunkt mit kurzen, sternförmig verlegten Zweigleitungen eine größere Anzahl von Sprechstellen angeschlossen wird. Die Vermittlungseinrichtungen, die für diese Technik benötigt werden, bezeichnet man als Vorfeldeinrichtungen. Sie gliedern sich auf in die sogenannten Gemeinschaftsanschlüsse und die Wählersternanschlüsse. Der Unterschied zwischen diesen beiden Arten von Vorfeldeinrichtungen liegt darin, daß beim Gemeinschaftsanschluß ein Sprechverkehr innerhalb der Gruppe nicht möglich ist und während der Gesprächszeit eines Teilnehmers die übrigen Teilnehmer der Gruppe keine Sprechmöglichkeit mehr haben. Die Gemeinschaftsanschlüsse, wozu z. B. die Zweieranschlüsse und Zehneranschlüsse gehören, sind nämlich mit dem Ortsamt nur durch ein Adernpaar verbunden, wogegen den Wählersternanschlüssen mehrere Adernpaare zugeteilt sind, so daß die genannten Beschränkungen für die an Wählersternanschlüssen angeschlossenen Teilnehmer entfallen.

In wirtschaftlicher, verwaltungstechnischer und betrieblicher Hinsicht müssen die Vorfeldeinrichtungen verschiedenen Forderungen genügen. Die wichtigsten davon sind, daß für die Sprechstellen und die am Knotenpunkt befindlichen Schalteinrichtungen keine Stromquellen benötigt werden, daß keine besondere Wartung der Einrichtungen notwendig ist, daß die Gespräche für die einzelnen Teilnehmer getrennt gezählt werden, daß die Teilnehmer eigene Rufnummern erhalten, daß das Gesprächsgeheimnis gewahrt wird, daß die Gespräche nicht durch andere Teilnehmer gestört werden und daß die Durchführung der Sonderdienste, wie Fernsprechauftragsdienst, Bescheidienst und Teilnehmersperre möglich ist. Vorfeldeinrichtungen, die nach diesen Gesichtspunkten entwickelt worden sind, haben sich in langjährigem Einsatz sehr gut bewährt und damit bewiesen, daß der eingeschlagene Weg zur Mehrfachausnutzung der Anschlußleitungen richtig war.

Diese Tatsache gab den Anreiz zu einer Weiterentwicklung der Vorfeldeinrichtungen, insbesondere der Zweieranschlüsse und Wählersternanschlüsse. Die Verwendung eines neu entwickelten Haftrelais brachte hierbei eine ganz besonders geartete Technik und verschiedene Verbesserungen gegenüber den bereits bestehenden Vorfeldeinrichtungen mit sich, auf welche später noch näher eingegangen wird. Das Haftrelais ist aus dem Flachrelais 48 entwickelt worden, da letzteres das meistverwendete Relais bei der Deutschen Bundespost ist. Dieses Haftrelais hat die Eigenschaft, nach Abschaltung seiner Anzugserrregung im angezogenen Zustand zu verbleiben. Zur Rückführung des Haftrelais in den Ausgangszustand wird der Relaisanker durch eine Gegenerrregung, die die Remanenz im Relaisisen aufhebt, abgeworfen. Um die für die Betätigung der Kontakte notwendige Haltekraft zu erzeugen, wird die Remanenz des Relaisisens ausgenutzt, welche ihren höchsten Wert erreichen würde, wenn der durch Anker und Kern gebildete Eisen-

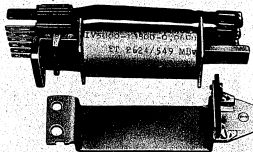


Bild 1: Haftrelais, auseinandergenommen

kreis völlig geschlossen wäre. In der Praxis wird die Haltekraft durch geeignete Ausbildung der Berührungsfächen von Kern und Anker unter Fortlassen des Trennbleches und Ausnutzung des Isthmus-Effektes im magnetischen Kreis erreicht. Hierfür muß z. B. der Anker in Richtung zum Kern einen Pol von bestimmtem Querschnitt besitzen, der den magnetischen Übergang vom Anker zum Kern bildet. Da an der Übergangsstelle direkt Eisen auf Eisen liegen muß, werden aus Korrosionsgründen in Anker und Kern entsprechend ausgeformte Nirosila-Nieten eingepreßt (Bild 1). Ein Haftrelais, das nach dieser Art gebaut ist, unterscheidet sich rein äußerlich kaum von einem normalen Flachrelais (Bild 2).

1. Die Zweieranschlüsse

Im Rahmen der Weiterentwicklung von Vorfeldeinrichtungen wurden zwei neue Zweieranschlüsse entwickelt, der Gemeinschaftsanschluß $\frac{1}{2}$ GA 53 VW für Vorwählerämter und der Gemeinschaftsanschluß $\frac{1}{2}$ GA 53 AS für Anrufsucherämter. Als Teilnehmerweiche dient in beiden Systemen der Gemeinschaftsumschalter $\frac{1}{2}$ GUm 53 (Bild 3), der sich von früheren Umschaltern vor allem durch die Verwendung von Haftrelais unterscheidet. Da das Haftrelais keinen Haltestrom benötigt, konnte auf die bei den bisherigen Umschaltern in den Sprechadern liegenden Haltewicklungen der Weichenrelais verzichtet und somit jeglicher Speisestromverlust vermieden werden. Darüber hinaus hat dieses neuartige Relais u. a. den Einsatz von Gebührenanzeigern ermöglicht und den Zweieranschluß gegen Störungen durch Starkstrombeeinflussung unempfindlich gemacht.

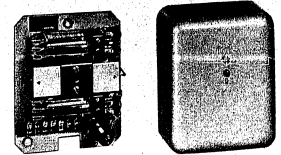


Bild 3: Gemeinschaftsumschalter $\frac{1}{2}$ GUm 53

Die neuen Zweieranschlüsse arbeiten mit einem für beide Sprechstellen gemeinsamen Vorwahlorgan (Vorwähler- oder Teilnehmerschaltung) und mit zwei voneinander unabhängigen Leitungswählerausgängen zusammen. Letztere gestalten es, den Sprechstellen beliebige Rufnummern zuzuordnen, über die sie ohne Nachwahl erreichbar sind. Schaltungstechnisch sind die grundsätzlichen Merkmale der bisherigen Zweieranschlüsse erhalten geblieben. Die Belegung in beiden Richtungen erfolgt für Sprechstelle 1 über die a-Aders der Hauptleitung und Erde, für Sprechstelle 2 über die b-Aders und Erde, wobei bei einem Verbindungsaufbau für Sprechstelle 2 die Sprechadern teilnehmerseitig und ortsseitig gekreuzt werden.

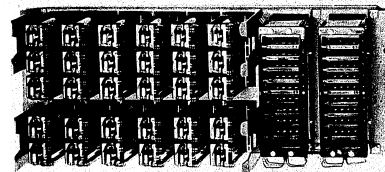


Bild 4: Ansicht der Gemeinschaftsübertragung $\frac{1}{2}$ GÜe 53 VW (Übertragungsrahmen mit 10 Übertragungen)

Der Gemeinschaftsanschluß $\frac{1}{2}$ GA 53 VW

Die für Vorwählerämter entwickelte Gemeinschaftsübertragung $\frac{1}{2}$ GÜe 53 VW bildet mit dem Gemeinschaftsumschalter $\frac{1}{2}$ GUm 53 zusammen den Gemeinschaftsanschluß $\frac{1}{2}$ GA 53 VW. Der konstruktive Aufbau des Übertragungsrahmens (Bild 4), der jeweils 10 Gemeinschaftsübertragungen (GÜe) enthält, wurde im wesentlichen

durch die Verwendung von Trennstekverteilern bestimmt. Sie ermöglichen die bei der Bundespost üblichen Betriebserschaltungen, wie Sperren, Fernsprechauftragsdienst, Bescheidienst usw., wie bei Einzelanschlüssen.

Die Schaltung des Gemeinschaftsumschalters (GUm) ist aus Bild 5, die der GÜe aus Bild 6 ersichtlich. Jeder der beiden Sprechstellen ist im Gemeinschaftsumschalter ein Haftrelais U 1 bzw. U 2 als Weichenrelais und in der Gemeinschaftsübertragung ein Flachrelais R 1 bzw. R 2 als Kennzeichnungsrelais zugeordnet. Das Weichenrelais trennt bei einem Verbindungsaufbau die nichtbeteiligte Sprechstelle von der Hauptleitung ab und schaltet die Teilnehmerschleife zum Amt durch. Das Kennzeichnungsrelais stellt im abgehenden Verkehr die Verbindungen mit dem Vorwähler her und schaltet den entsprechenden Gesprächszähler an. Das gemeinsame Relais T 1 in der Übertragung dient zur Freischaltung der Sprechadern nach erfolgter Belegung und zur Auslösung nach Gesprächsende.

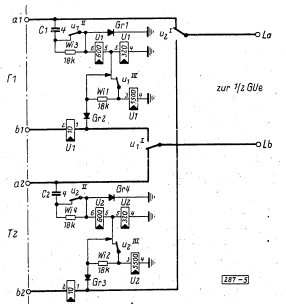


Bild 5: Stromlauf des Gemeinschaftsumschalters $\frac{1}{2}$ GUm 53

Zum Unterschied von früheren Systemen wird bei abgehendem Verkehr der Vorwähler nicht über einen Schließenschlüssel in der Übertragung belegt, sondern wie bei Einzelanschlüssen über die Teilnehmerschleife.

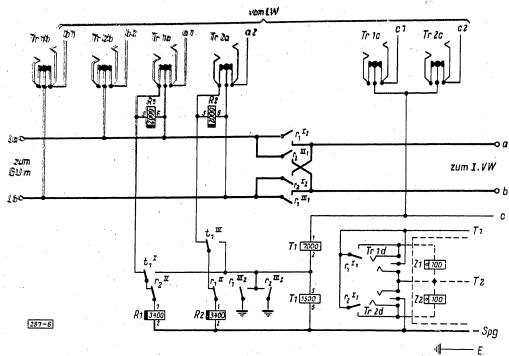


Bild 6: Stromlauf der Gemeinschaftsübertragung 1/2 GUe 53 VW

Bild 7 stellt den prinzipiellen Verlauf eines abgehenden Belegungsstromkreises dar. Beim Abheben des Handapparates kommt ein Stromkreis zustande, in dem zunächst das Relais U im GUM Fehlstrom erhält und das Relais R in der Übertragung anzieht. Das Relais R schaltet die Sprechadern zum Vorwähler durch. Dadurch wird der an der a-Ader des Vorwählers liegende Widerstand, bzw. beim Vorwähler 50 die Wicklung des Relais R, dem Relais R der Übertragung parallel geschaltet und somit der Belegungsstromkreis niederohmig gemacht, so daß jetzt das Relais U im GUM anziehen kann. Dieses vervollständigt mit dem Kontakt u¹ die Teilnehmerschleife, über die nunmehr die Belegung des Vorwählers und der weitere Verbindungsaufbau wie bei Einzelanschlüssen erfolgen. Das Relais U trennt mit seinem Kontakt u¹¹ seinen eigenen Auszugstromkreis auf und schaltet damit die Sprechader frei. Da im Augenblick der Kontaktöffnung das Relais noch nicht ganz durchgezogen hat, die Remanenz des Haftrelais aber — und damit auch die Haltekraft — erst bei völlig geschlossenem Eisenkreis zur Wirkung kommt, muß, um ein Wiederabfallen des Relais zu verhindern, die Erregung bis zum vollen Durchzug aufrecht erhalten bleiben. Dies wird durch den parallel zu der Relaiswicklung liegenden Gleichrichter erreicht, der nach Auftrennen des Anzugstromkreises für die Relaiswicklung einen Kurzschluß darstellt und so den Feldabbau verzögert. Beim Anzug des Relais R 1 bzw. R 2 in der Gemeinschaftsübertragung wird ein Stromkreis für die Anzugwicklung T 1 (1500 Ohm) geschlossen. In einem zweiten Stromkreis liegt jedoch die Gegenwicklung T 1 (7000 Ohm), die ihre Spannung über den Nullschritt des Vorwählers und die c-Ader erhält und einen Anzug des Relais T 1 zunächst verhindert. Erst wenn der Vorwähler seinen Nullschritt verläßt, wird dieser Stromkreis unterbrochen, das Relais T 1 zieht an, schaltet die Sprechadern frei und hält das betreffende R-Relais in einem von diesen unabhängigen Stromkreis. Damit ist sowohl in der GUe, als auch im GUM der Gesprächszustand hergestellt und der Teilnehmer kann mit der Nummerwahl beginnen, an der der Zweieranschluß nicht mehr beteiligt ist.

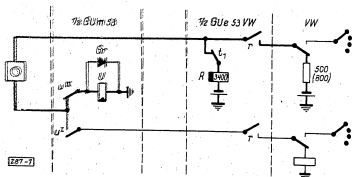


Bild 7: Belegungsstromkreis abgehend

Es muß erwähnt werden, daß eine völlige Freischaltung der Sprechadern im GUM nicht möglich ist. Vielmehr muß dort eine Abwurfwicklung des betreffenden U-Relais vorbereitend zwischen b-Ader und Erde gelegt werden, die nach Gesprächsende die Auslösung des GUM bewirkt. Da jedoch die erforderliche Abwurfenergie nur etwa 20 AW beträgt, konnte der Abwurfstromkreis so hochohmig gehalten werden, daß durch ihn

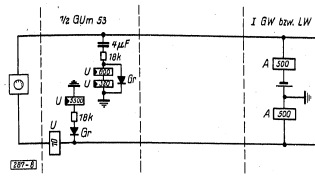


Bild 8: Gesprächszustand

keine wesentliche Dämpfung entsteht. Der Gesprächszustand des Gemeinschaftsanschlusses ist in Bild 8 dargestellt. In diesem Zustand liegt zwischen b-Ader und Erde etwa die halbe Batteriespannung, diese bewirkt in der Abwurfwicklung U (5500) eine Erregung, die u. U. zum Abwurf des Relais ausreichen könnte. Um einen Abwurf mit Sicherheit zu verhindern, wird die Abwurfenergie durch die vom Spelestrom durchflossene niederohmige Wicklung U (10) kompensiert. Da bei aufgetrennter Teilnehmerschleife diese Wicklung stromlos ist, aber auch die b-Ader auf Erdpotential liegt, wird der Erregungszustand des Haftrelais weder durch den Nummernscheibenablauf noch unmittelbar durch das Auflegen des Handapparates beeinflusst, das Relais bleibt in jedem Fall durch seine Remanenz gehalten, so lange sich die Gemeinschaftsübertragung im Belegungs Zustand befindet. Der im Gesprächszustand zwischen a-Ader und Erde liegende Abzweig dient der Symmetrierung.

Durch Auflegen des Handapparates wird in üblicher Weise die Amtseinrichtung ausgelöst. Wenn der Vorwähler den Nullschritt erreicht hat, wird wieder der Stromkreis für die Gegenwicklung T 1 (7000) geschlossen, wodurch in der Übertragung nacheinander die Relais T 1 und R 1 bzw. R 2 abfallen und beide Adern der Hauptleitung über die Anzugwicklungen der R-Relais wieder an Spannung legen. Dadurch kommt der Abwurfstromkreis für das im GUM angezogene U-Relais zustande, der im Prinzip für das Relais U 1 in Bild 9 dargestellt ist. Da der Abwurfstromkreis über das der anderen Sprechstelle zugeordnete R-Relais geführt ist, darf dieses Relais zum Zwecke der abgehenden Sperrung der betreffenden Sprechstelle nicht von der Hauptleitung abgetrennt werden. Aus diesem Grund ist der in diesem Stromkreis liegende Kontakt des Trennstückverteilers durch eine Gegenwicklung des betreffenden R-Relais überbrückt, die den Anzug des Relais im Falle der abgehenden Sperrung verhindert und dennoch den Abwurfstromkreis für das U-Relais der nicht gesperrten Sprechstelle aufrechterhält.

Im Gegensatz zu den Zweieranschlüssen bisheriger Ausführung, bei denen der Anzug des U-Relais im GUM bei ankommender Verkehr über die Teilnehmerschleife bei der Teilnehmermeldung erfolgt, wird beim 1/2 GUm 53 das U-Relais bereits durch den ersten Ruf mit Rufstrom zum Anzug gebracht. Die Sprechstelle ist im Ruhezustand durch den Gleichrichter Gr 2 bzw. Gr 3 (Bild 5) für Rufstrom gesperrt. Der Anzugstromkreis für das U-Relais ist im Prinzip in Bild 10 dargestellt. Die Anzugwicklungen U (320+600) sind gleichstrommäßig durch den 4 µF-Kondensator von der Ader abgetrennt. Die Rufspannung wird durch den Gleichrichter Gr 1 bzw. Gr 2 gleichgerichtet, der auch — wie im abgehenden Verkehr — den Durchzug des Relais nach Auftrennen des Anzugstromkreises durch den Kontakt u¹¹ bewirkt. Nach dem Anzug des Relais U sind die Sprechadern des Leitungswähler-Ausgangs zur Sprechstelle durchgeschaltet, so daß nunmehr der Ruf dort hin gelangt und die Teilnehmermeldung wie bei Einzelanschlüssen erfolgt. In der GUe wurde beim Aufprüfen des Leitungswählers das Relais T 1 zum Anzug gebracht, das die R-Wicklungen von den Sprechadern abtrennt.

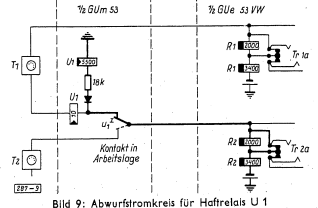


Bild 9: Abwurfstromkreis für Haftrelais U 1

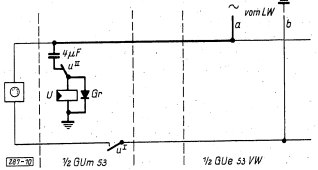


Bild 10: Belegungsstromkreis ankommend

Die Auslösung wird, nachdem sowohl der rufende als auch der angerufene Teilnehmer aufgelegt haben, durch den Abfall des Relais T 1 von der Übertragung aus vorgenommen, in gleicher Weise wie beim abgehenden Verkehr.

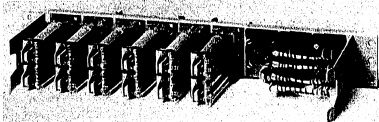


Bild 11: Ansicht der Gemeinschaftsübertragung 1/2 GÜe 53 AS (Relaischiene mit 4 Übertragungen)

Der Gemeinschaftsanschluß 1/2 GA 53 AS

Für Anruferämter wurde die Gemeinschaftsübertragung 1/2 GÜe 53 AS entwickelt, die mit dem Gemeinschaftsumschalter 1/2 GÜm 53 zusammen den Gemeinschaftsanschluß 1/2 GA 53 AS bildet. Den konstruktiven Aufbau der Übertragungsschiene zeigt Bild 11. Jeweils

vier Übertragungen sind auf einer normalen Relaischiene untergebracht. Da bei den kleinen AS-Ämtern Sonderdienste nicht üblich sind, wurde auf Trennstekventeller verzichtet. Die ankommende und abgehende Sperrung der einzelnen Teilnehmer kann durch Auftrennen von Lötbrücken am Anschlußverteiler durchgeführt werden.

Die Schaltung des GÜm ist in Bild 5, die der GÜe in Bild 12 dargestellt. Die Übertragung enthält drei Relais. Das Belegungsrelais D nimmt im abgehenden Verkehr den Belegungsanreiz auf und veranlaßt über die Teilnehmerschaltung (TS) das Anlaufen des Anrufers (AS). Das Relais R 1 kennzeichnet in beiden Verkehrsrichtungen den Teilnehmer, es führt die für Sprechstelle 2 erforderliche Leitungskreuzung in der Übertragung durch und schaltet den entsprechenden Gesprächszähler an. Das Relais T 1 schaltet nach dem Aufprüfen des AS die Sprechadern durch. In der Übertragung liegen im Ruhezustand beide Adern der Hauptleitung über das Belegungsrelais D an Spannung. Hebt einer der beiden Teilnehmer seinen Handapparat ab, so legt er damit über das ihm zugeordnete U-Relais Erdpotential an die betr. Ader der Hauptleitung. Dadurch kommt ein Stromkreis zustande, in dem das U-Relais im GÜm Fehlstrom erhält, und das Belegungsrelais D in der Übertragung anzieht. Das Relais D legt mit Kontakt d^1 Erdpotential an die zur TS führende a-Adern und bringt dadurch in der TS das Relais R zum Anzug, das den Suchvorgang des AS einleitet. Um das Aufprüfen eines LW während des Suchvorgangs zu verhindern, trennt der Kontakt d^{111} die c-Adern der LW-Ausgänge von der Übertragung ab. Hierdurch wurde ein wesentlicher Mangel der alten Zweieranschluß-Übertragung 1/2 GÜe 48 W beseitigt, bei der jeder während des Suchvorgangs ankommende Ruf den falschen Teilnehmer erreicht, sofern der Suchvorgang von der Sprechstelle 2 aus eingeleitet wurde. Die Gefahrenzeit entspricht der Laufzeit des AS und kann bei ungünstiger AS-Stellung über eine Sekunde betragen. Beim Aufprüfen des AS legt dieser Erdpotential an die c-Adern und bringt dadurch das Relais T in der TS und das Relais T 1 in der GÜe zum Anzug. Das Relais T 1 trennt beide Adern der Hauptleitung vom Relais D ab, wodurch dieses verzögert abfällt. Während der Abfallzeit des Relais D findet die Kennzeichnung des Teilnehmers statt. Die Ader Lb wird durch den Kontakt t_1^1 über den noch in Arbeitslage befindlichen Kontakt d^{11} an die Wicklung R 1 (3400) des Kennzeichnungsrelais gelegt. Dieses bleibt abgefallen, wenn die Ader Lb

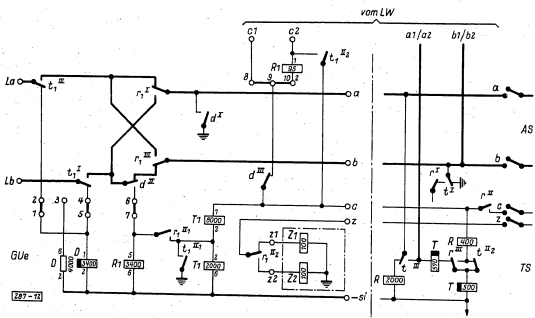


Bild 12: Gemeinschaftsübertragung 1/2 GÜe 53 AS. Stromlaufplan

erdfrei ist, der Belegungsanreiz also durch die Sprechstelle 1 gegeben wurde. Wurde der Belegungsanreiz durch Sprechstelle 2 gegeben, dann führt die Ader Lb Erdpotential, Relais R 1 zieht an und hält sich über die Kontakte t_1^1 und r_1^{111} bis Gesprächsende. Das R 1 Relais kreuzt die Sprechadern und schaltet von Gesprächszähler Z 1 auf Z 2 um. Beim Abfall des Relais D werden die Sprechadern in der GÜe freigeschaltet.

Das Weichenrelais U 1 bzw. U 2 im GÜm, das bisher durch den in der GÜe an der a-Adern liegenden Kontakt d^1 kurzgeschlossen war, erhält jetzt über das Speiserelais im GW bzw. AS-LW Spannung, zieht an und vervollständigt die Sprechschleife. Der Teilnehmer kann jetzt mit der Nummernwahl beginnen. Die Vorgänge im GÜm entsprechen denen beim 1/2 GA 53 VW; dasselbe gilt für den Gesprächszustand.

Legt der Teilnehmer seinen Handapparat auf, so wird in üblicher Weise die Amtseinschaltung ausgelöst, wodurch das Erdpotential an der c-Adern entfällt. In der TS fallen die Relais R und T ab. Der Kontakt t_1^{12} legt Spannung über die c-Adern an die Abwurfwicklung T 1 (8000) und bringt dadurch das Relais T 1 zum Abfall, das den eigenen Haltestromkreis und den für das Relais R 1 aufreißt, die Hauptleitung über das Relais D wieder an Spannung legt und damit wie beim 1/2 GA 53 VW die Auslösung des GÜm bewirkt. Im Falle der abgehenden Sperrung einer Sprechstelle wird die Spannung für den Abwurf des der anderen Sprechstelle zugeordneten Relais über den Widerstand D (4000 biff) geführt.

Bei Vermittlungsstellen mit Rückauslösung kann die Verbindung sowohl vom rufenden als auch vom angerufenen Teilnehmer ausgelöst werden. Hat der Zweieranschlußteilnehmer bei der Auslösung der Vermittlungsstelle noch nicht aufgelegt, so fällt in der TS nur das Relais R ab, das abfallverzögerte Relais T wird über die Sprechschleife und die Kontakte r^1 und r^{111} gefangen. (Kontakt r^1 liegt über die Besetztzeichenwicklung an Erdpotential). In diesem Fall ist die c-Adern spannungsfrei, so daß die Auslösung der GÜe und des GÜm verhindert wird, bis durch Auflegen des Handapparates die Sprechschleife unterbrochen und das Relais T in der TS freigegeben wird. Dies ist erforderlich, um bei noch abgehobenem Handapparat eine abgehende Neubelegung zu verhindern.

Bei einer ankommenden Belegung wird vom LW her Erdpotential auf die Adern c 1 oder c 2 gelegt. Dadurch kommen die Relais R und T in der TS und T 1 in der GÜe zum Anzug.

Die Relais T und T 1 schalten die Sprechadern zum GÜm durch. Erfolgt die Belegung über die Ader c 2, so wird außerdem das Relais R 1 über die Wicklung R 1 (95) erregt. Diese Wicklung ist so bemessen, daß das Relais R 1 vor T 1 anspricht. Letzteres schließt die Wicklung R 1 (95) kurz und hält Relais R 1 über die Wicklung R 1 (3400) wie beim abgehenden Verkehr. Das Relais R 1 kreuzt die Sprechadern, so daß der ankommende Ruf über die Ader Lb zum Relais U 2 und nach dessen Anzug zur Sprechstelle 2 gelangt. Erfolgt die Belegung über die Ader c 1, so bleibt Relais R 1 abgefallen und der Ruf geht über die Ader La zum Relais U 1 und nach dessen Anzug zur Sprechstelle 1. Die Belegung des GÜm und die Teilnehmermeldung sind wie beim 1/2 GA 53 VW.

Bei der Auslösung des LW entfällt das Erdpotential an der Ader c 1 bzw. Ader c 2. Die GÜe und der GÜm werden erst ausgelöst, wenn der angerufene Teilnehmer aufgelegt hat. Die Vorgänge sind dabei dieselben wie beim abgehenden Verkehr.

Zusammenfassung:

Bei den hier beschriebenen Zweieranschlüssen konnten sämtliche den alten Zweieranschlüssen anhaftende Mängel beseitigt werden. Die fehlende Verkehrsmöglichkeit der beiden Zweieranschlußteilnehmer untereinander liegt im Prinzip des Zweieranschlusses begründet. Die im Umschalter verwendeten Gleichrichter machen den Zweieranschluß gegen Starkstrombeeinflussung unempfindlich. In Verbindung mit den Kondensatoren verhindern die Gleichrichter außerdem eine Störung des nichtbeteiligten Teilnehmers durch Anschlagen seines Weckers. Die Verwendung des Haftrelais vermeidet Speisestromverluste, läßt größere Leitungslängen zu und erhöht dadurch die Wirtschaftlichkeit der Anlage. Das Haftrelais ermöglicht den Einsatz von Gebührenanzeigern bei den Teilnehmern, da die Umschalter erst nach der Auslösung der Amtseinschaltung ausgelöst werden, d. h. erst dann, wenn der Zahlvorgang abgelaufen ist.

Der Zweieranschluß für Vorwählerämter ist mit Trennstekventellern versehen und erlaubt die bei der Bundespost üblichen Betriebsumschaltungen wie bei Einzelanschlüssen. Bei dem Gemeinschaftsanschluß für Anruferämter konnte die Möglichkeit von Fehlverbindungen beim Aufprüfen eines LW während des Suchvorganges ausgeschlossen und ein einwandfreies Arbeiten an Vermittlungsstellen mit Rückauslösung erreicht werden.

2. Der Wählersternanschluß

Eine weit bessere Leitungsausnutzung, als sie der im vorigen Abschnitt beschriebene Zweieranschluß zuläßt, bietet der Wählersternanschluß. Hierbei wird eine verhältnismäßig kleine Zahl von Leitungen einer größeren Gruppe von Teilnehmern zugeteilt. Der neuentwickelte Wählersternanschluß WstAn 53 ermöglicht es, bis zu 12 bzw. 16 Teilnehmer über nur drei Hauptleitungen an das Ortsamt anzuschließen. Die einzelnen Hauptleitungen sind dabei nicht etwa bestimmten Teilnehmergruppen fest zugeordnet, es kann vielmehr jede Hauptleitung entsprechend dem Belegungszustand von jedem Teilnehmeranschluß benutzt werden. Das Vorhandensein mehrerer Hauptleitungen gestattet bei dieser Vorrichtung einen Sprechverkehr innerhalb der an einem Wählersternanschluß angeschlossenen Teilnehmergruppe, wobei allerdings zwei Hauptleitungen belegt werden.

Der Wählersternanschluß WstAn 53 besteht aus zwei Teilgeräten, und zwar aus dem in größtmöglicher Nähe der Teilnehmer aufgestellten Wählersternschalter WstSch 53 und der im Ortsamt aufgebauten Wählersternübertragung WstUe 53. Der Arbeitsweise liegt das Abgreiferprinzip zugrunde. Bei diesem ist eine Nachwahl nicht erforderlich, und es können Teilnehmer aus verschiedenen Leitungswählergruppen angeschlossen werden. Jedem Teilnehmer der Gruppe kann somit eine Rufnummer zugeordnet werden, die unabhängig von den Rufnummern der übrigen zu derselben Gruppe gehörenden Teilnehmer ist und dieselbe Stellenzahl wie die ortsüblichen Rufnummern hat. Dadurch ist die Möglichkeit gegeben, Teilnehmer, die vorher einen Einzelanschluß hatten, jederzeit ohne Nummernänderung an den Wählersternanschluß anzuschließen und umgekehrt Teilnehmern vom Wählersternanschluß wieder Einzelanschlüsse zu geben.

Der Wählersternschalter hat die Aufgabe, bei ankommendem Verkehr den gerufenen und bei abgehendem Verkehr den rufenden Teilnehmer aus der Teilnehmergruppe in automatischer Wahl herauszusuchen und mit einer freien Hauptleitung zu verbinden. Als Schaltelemente enthält er außer einigen Gleichrichtern, Kondensatoren und Widerständen nur Relais (Bild 13). Diese reine Relaislösung hat gegenüber Systemen mit den mechanisch sehr empfindlichen Drehwählern und Wählerrelais den Vorteil der geringeren mechanischen Störanfälligkeit, der besseren Kontaktgabe und damit des geringeren Pflegeaufwandes. Der Wählersternschalter wird als konstruktive Einheit, staubdicht abgedeckt, in der Regel in einen entsprechend vorbereiteten Kabelverzweiger federnd eingehängt und mit doppeladrigen Steckerschmüren an eine Rangierleiße angeschlossen (Bild 14). Eine eigene Stromversorgung ist für den Wählersternschalter nicht notwendig. Der für die Betätigung der Steuerrelais und der aus Haftrelais bestehenden Relaiswähler notwendige Strom wird von der Wählersternübertragung geliefert. Der Wählersternschalter benötigt lediglich einen Erdanschluß.

Die Wählersternübertragung dient als Amtsweiche und hat die Aufgabe, die für abgehenden und ankommenden Verkehr notwendigen Umschaltungen durchzuführen. Im Gegensatz zum Wählersternschalter werden hier Drehwähler verwendet, die bei ankommendem Verkehr den belegten Leitungswählerausgang heraussuchen, bei abgehendem Verkehr den zum Teilnehmer gehörenden Zähler anschalten und an den entsprechenden Leitungswählerausgang Sperrpotential geben. Die Wählersternübertragungsrahmen sind im Amt in besonderen Gestellen eingebaut, in denen bis zu fünf solcher Rahmen untergebracht werden können (Bild 15). Im Mittelfeld des Gestellrahmens befinden sich die Gesprächszähler, Sicherungen, Signalrelais,

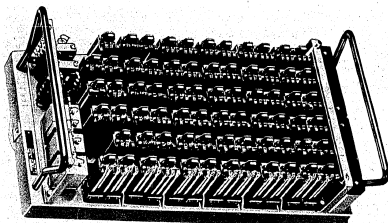


Bild 13: Ansicht des Wählersternschalters WstSch 53b für 16 Teilnehmer und 3 Hauptleitungen

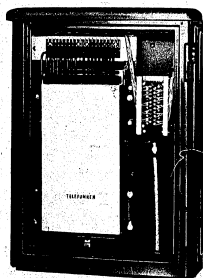


Bild 14 (rechts): Wählersternschalter WstSch 53b, eingebaut in ein KV-Gehäuse

Signallampen, Sperrtasten und Prüfklinken. In den folgenden Abschnitten soll nun an Hand vereinfachter Schaltungsauszüge ein Einblick in die Wirkungsweise des Wählersternanschlusses gegeben werden. Eine ausführliche Beschreibung der Gesamtschaltung mit ihren zahlreichen und ungemein verwickelten Stromkreisen würde weit über den Rahmen dieser Abhandlung hinausgehen.

Allgemeiner Schaltungsaufbau

Aus dem Übersichtsplan (Bild 16) ist die Zusammenschaltung von Wählersternschalter, Wählersternübertragung und Amt zu ersehen. Entsprechend den drei Hauptleitungen enthalten der Wählersternschalter und der Wählersternübertragungsrahmen je drei Verbindungssätze, denen im Amt drei Vorwähler bzw. bei Anrufsuchersystemen drei Anrufrelaisätze individuell zugeordnet sind. Die Ausgänge der Relaiswähler im Wählersternschalter sind als Vielfach geschaltet, so daß jede Sprechstelle mit jeder Hauptleitung verbunden werden kann. Dementsprechend sind im Amt die zu den Wählersternsprechstellen gehörenden Leitungswählerausgänge auf die vielfach geschalteten Ausgänge der Drehwähler geschaltet, wobei zu beachten ist, daß die Leitungswählerausgänge am Drehwählervielfach und die Sprechstellenanschlüsse am Relaiswählervielfach auf denselben Schrittnummer liegen müssen. Über einen anderen Schaltarm der Drehwähler werden die Gesprächszähler angeschaltet. Die Verbindung zwischen Wählersternschalter und dem Übertragungsrahmen wird durch die drei doppeladrigen Hauptleitungen hergestellt. Die einzelnen Verbindungswege für den Verbindungsaufbau werden derart bereitgestellt, daß bei ankommendem Verkehr nach Belegung des ersten Verbindungsweges der zweite und nach dessen Belegung der dritte Verbindungswege bereitgestellt wird. Bei abgehendem Verkehr erfolgt die Bereitstellung der Verbindungswege zur gleichmäßigen Abnutzung der Einrichtungen in umgekehrter Reihenfolge. Die c-Adern der Leitungswählerausgänge sind über Spannungsteilerwiderstände und Entkopplungsgleichrichter an einer gemeinsamen Anreizleitung zusammengefaßt, die entsprechend dem Belegungszustand des Wählersternanschlusses von Übertragung zu Übertragung weitergeschaltet wird (Bild 21). In ähnlicher Weise sind die a-Adern der Zweigleitungen am Wählersternschalter an einer gemeinsamen Anreizleitung zusammengeschaltet. Bei dieser Zusammenschaltung muß nun

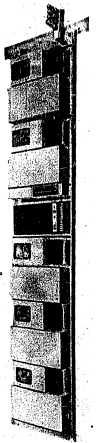


Bild 15: Gestellrahmen mit 5 Wählersternübertragungen

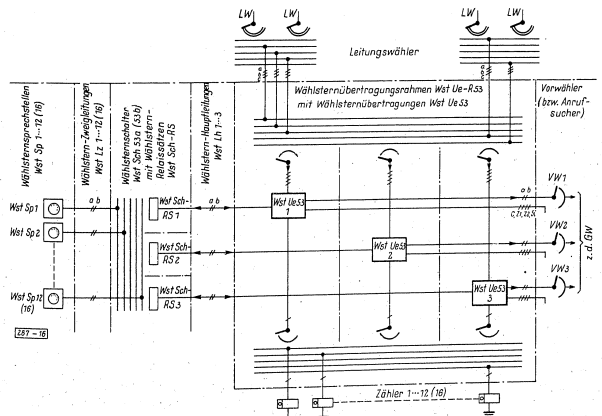


Bild 16: Übersichtsplan für Wählersternanschluß WstAn 53

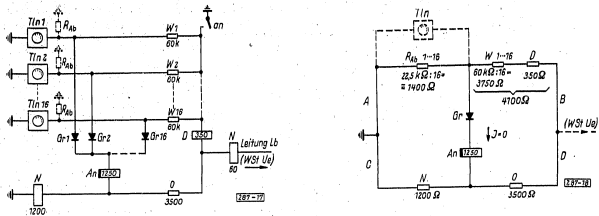


Bild 17 (links): Prinzip der Anlaß-Schaltung im Wählsternschalter
Bild 18 (rechts): Ersatzschaltbild für Bild 17 mit Ableitungen von 22,5 kOhm je Zweigleitung

berücksichtigt werden, daß an den Zweigleitungen Nebenschlüsse bzw. Ableitungen auftreten können, die einen zulässigen Wert von 20 kOhm je Zweigleitung haben dürfen. Dies bedeutet, daß bei 16 Zweigleitungen an der Anlaßleitung ein resultierender Wert von 1250 Ohm gegen Erde auftreten kann, wodurch der Wählsternschalter aber noch nicht angelassen werden darf.

Um dies zu vermeiden, wurde die Anlaßschaltung als Brückenschaltung ausgeführt (Bild 17). Bei Ableitungen von etwa 22,5 kOhm je Zweigleitung ist die Brückenschaltung abgeglichen (Bild 18). Beim Abheben eines Handapparates wird zu dem Gesamtwiderstand im Brückenast A der Widerstand von Apparat und Zweigleitung (etwa 400 Ohm) parallelgeschaltet, wodurch die Brücke so stark verstimmt wird, daß das Relais An sicher anzuziehen vermag.

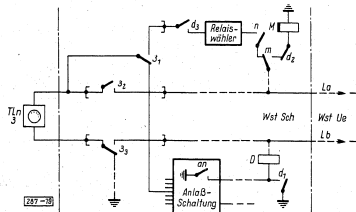


Bild 19: Teilnehmerschaltung, Anlaß- und Prüfstrom im Wählsternschalter

Verbindungsaufbau

Hebt nun zur Einleitung eines abgehenden Gespräches z. B. der Teilnehmer 3 (Bild 19) seinen Handapparat ab, so gibt die Anlaßschaltung das Anlaßkennzeichen in einem lokalen Stromkreis an das Relais D weiter, das seinerseits mit einem Kontakt den über die Leitung La zur Übertragung verlaufenden Ruhestromkreis unterbricht, wodurch das Relais M abfällt und den Relaiswähler an die Ader La der Hauptleitung anschaltet. Gleichzeitig werden in der Übertragung durch die kurzzeitige Stromunterbrechung Umschaltungen vorgenommen, die ein Impulsemfangsrelais für den Drehwähler an die Leitung La anschalten, die Übertragung für ankommenden Verkehr sperren und zur Zeiteinsparung bereits den Vorwähler bzw. Anrufsucher anlaufen lassen. Relaiswähler und Drehwähler werden in erzwingenem Gleichlauf nun solange fortgeschaltet, bis das Kettenrelais III des Relaiswählers anzieht und mit seinem Kontakt 3, den Prüfstromkreis schließt, der von Erde im WstSch über Relais D, Apparat Nr. 3, den Relaiswähler, die Leitung La nach Spannung in der Übertragung verläuft.

Die Arbeitsweise des Relaiswählers zeigt Bild 20. Für die Kettenrelais I-XVI wurden Haftr relais verwendet, denn mit solchen Relais kann eine Einrichtung geschaffen werden, die nach Abschaltung der Steuerströme einem Schrittschaltwerk gleichwertig ist. Sobald der Relaiswähler und das Impulsrelais in der Übertragung über La miteinander verbunden sind, ziehen im RW die Relais I und S1 an. Der Kurzschluß des Relais 0 wird geöffnet, das dadurch anzieht und für die Dauer des Einstellvorganges angezogen bleibt. Durch den Anzug vom Relais 0 wird der Stromkreis für den ersten Schritt unterbrochen. Das Haftrrelais I bleibt angezogen, wogegen das Relais S1 abfällt und den durch das Relais I vorbereiteten Stromkreis für den zweiten Schritt schließt. Dieser Stromkreis, in welchem die Relais II und S2 zum Anzug kommen, verläuft von Erde über die Kontaktkette der Nummernrelais, Relais II, Relais S2 nach Spannung in der Übertragung. Nach Anzug des Relais II wird der durch die vorhergenannte Kontaktkette gebildete Kurzschluß der Abberwicklung des Relais I geöffnet. In dem nun von Erde über Relais I, Relais II, Relais S2 usw. führenden Stromkreis wird durch

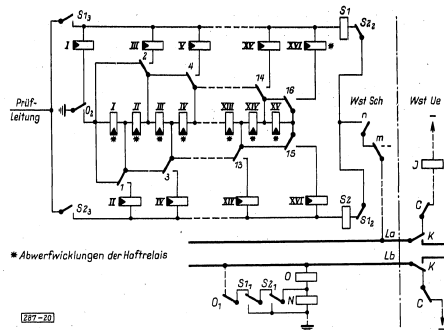


Bild 20: Relaiswähler

Gegenerrregung die Remanenz des Haftrrelais I aufgehoben und das Relais I so zum Abfall gebracht. Das abgefallene Relais I öffnet jetzt den Stromkreis für den Schritt 2, wobei das Relais S2 abfällt, das Haftrrelais II aber wieder angezogen bleibt. Im Stromkreis für den dritten Schritt kommen die Relais III und S1 zum Anzug. Der Anzug von Relais III unterbricht darauf den Kurzschluß der Abberwicklung des Relais II und veranlaßt den Abfall des Relais II, wodurch der Stromkreis für den Schritt 2 unterbrochen wird. In dieser Weise werden die einzelnen Kettenrelais des Relaiswählers in fortschreitender Reihenfolge betätigt, wobei das Relais J in der Übertragung milipulsiert und seinerseits den Drehwähler schrittweise fortschaltet. Hat, wie hier angenommen, der Teilnehmer Nr. 3 seinen Handapparat abgehoben, so werden in dem obengenannten Prüfstromkreis nach dem Anzug des Relais III das Relais S1 und das Relais J im angezogenen Zustand gehalten. Infolge Dauerkurzschlusses des Relais N fällt dieses Relais ab und trennt nach dem Öffnen seines Kontaktes

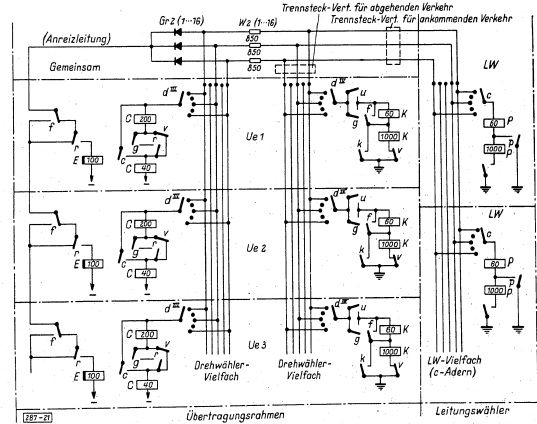


Bild 21: Prinzip der Anlaß-, Prüf- und Sperrschaltung in den Wählsternübertragungen

den Relaiswähler von der Leitung La ab. Damit ist die Suchwahl beendet. In der Übertragung steht der Drehwähler auf dem 3. Schritt, im Relaiswähler bleibt das Haftrrelais III im angezogenen Zustand und verbindet so mit seinen Kontakten den Teilnehmer 3 mit der Hauptleitung (Bild 19).

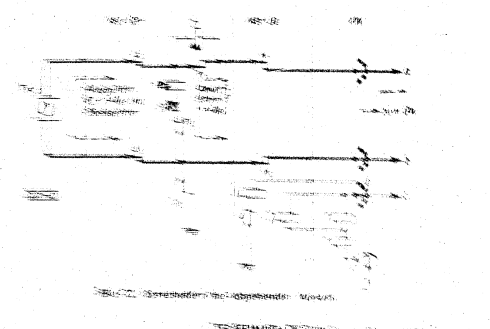
In der Übertragung fällt nach vollzogenem Einstellvorgang ein Relais V ab, wodurch über den Drehwählerarm d¹¹ und den Drehwählerarm d¹² die Relais C und K zum Anzug kommen (Bild 21). Durch Kurzschluß ihrer hochohmigen Wicklungen bewirken diese beiden Relais verschiedene Sperrfunktionen.

Nach dem Anzug des Relais K wird die Hauptleitung zum Vorwahlorgan durchgeschaltet und gleichzeitig von dem Steuerstromkreis freigeschaltet (Bild 22). Dasselbe Freischalten der Sprechadern muß nun auch im Wählsternschalter erfolgen, da Ableitungen an den Adern oder Widerstände im Zuge der Leitungen zu einer Erhöhung der Dämpfung führen. Mit einem weiteren in jedem Verbindungssatz des Wählsternschalters vorhandenen Haftrrelais wird diese Aufgabe in einfacher Weise gelöst. Nach der Durchschaltung der Sprechadern zum EW zieht über die Teilnehmerschleife das Relais H an und schließt sich selbst kurz. Dieser Kurzschluß kommt einer Abschaltung des Relais gleich, nur mit dem Unterschied, daß das sich abbremsende Magnetfeld über den Kurzschlußkreis einen Strom fließen läßt, der in der gleichen Richtung wie der vorhergehende Erregerstrom fließt und sicherstellt, daß das Relais zum Durchzug und zum Hafnen zu bleiben. Der Kontakt K₂ legt über einen Gleichrichter Sr eine Abwicklung des Relais H vorbereitend zwischen die Sprechadern. Die Sprechadern können über diesen Querzweig nicht abfließen, da der Gleichrichter in Schaltung eingeschaltet wird.

Nach diesem Schaltvorgang fließt der Strom von Teilnehmer bis zum Gruppenwähler glatt durchgeschaltet wie der Teilnehmer kann und der Nummernwahl beginnen. Bei der Nummernwahl und dem darauffolgenden Übersetzvorgang ändert sich in dem jeweiligen Verbindungsweg nichts. Lediglich bei Herabführung einer abgehenden Fernverbindung muß nach dem letzten Schaltvorgang die Fernsperrung zurückgezogen werden. Nach dem Schließen des ersten vom Zählstromgeber kommenden Zählstromastes wird das Relais H₁ angezogen, das mit seinem Kontakt (Bild 21) die Wicklung K 60 kurzschließt und so durch Wiederherstellen des Stromes den Übertragungswahlvorgang ein Ausschalten vom Fernamt verhindert.

Die Weitervermittlung von Teilnehmeranschlüssen kann nach Ablauf des Zählvorganges die Vorwahlrichtung gegenüber dem Teilnehmer durch das Relais J, Bild 22, auslösen über eine andere Wicklung in einem Haftrrelais, welches mit seiner Wicklung das Relais J zum Anzug gebracht. Es veranlaßt darauf den Anzug des Relais C, Bild 21, wodurch die Sprechadern der Übertragung wieder an die Hauptleitung wieder werden. Eine nachträgliche Übersetzung der Hauptleitung zum Leitenden Auslöserstrom über die Motorwicklung des Relais H₁, Bild 22, ist nach seinem Anzug die Steueranrichtungen im Wählsternschalter zu veranlassen. Danach werden die Relaiswähler und der Drehwähler — in diesem Falle unanfällig — wieder in die Hauptleitung geschaltet und der Übertragungsweg wird sofort wieder für den Fernamt bereitgestellt.

Bei den Fernverbindungen werden nach dem Anzug des Leitungswahlstromes, der den gewünschten Teilnehmer verbindet, die Relais W₁ (Widerstand W 1) und Gleichrichter Sr 1 über das Anreizrelais E in der Fernleitung eingeschaltet (Bild 21). Durch den Anzug des Relais E wird die Fernleitung durch den Kontakt Sr 1 mit der Hauptleitung des Relaiswählers



mit dem Impulsempfangsrelais der Übertragung. Relaiswähler und Drehwähler schalten sich nun in gegenseitiger Steuerung in der bereits beschriebenen Weise solange weiter, bis der die Ausgänge des Leitungswahlvielfachs abtastende Drehwählerarm d¹¹ den belegten Leitungswahlerausgang findet. Darauf zieht das Relais C an, das die Suchwahl unterbricht und die Durchschaltung der Sprechadern vom Leitungswähler zum Wählsternschalter veranlaßt. Die Entkopplungsgleichrichter gewährleisten, daß auf den richtigen Leitungswahlerausgang aufgegriffen wird, die richtige Bemessung des Spannungsteilerwiderstandes W 2 und das Relais C sorgen für die Erfüllung der Sperrbedingungen.

Anschließend an die Durchschaltung zum Wählsternschalter wird aus der Übertragung der erste Ruf abgegeben. Der Weiterruf erfolgt dann vom Leitungswähler her. Bei der Teilnehmermeldung zieht im Wählsternschalter wieder das Relais H an und schaltet die Sprechadern vom Teilnehmer bis zum Leitungswähler auch in diesem Falle glatt durch. Die Auslösung des ankommend belegten Verbindungssatzes wird durch das Abschalten der Erde vom c-Arm des Leitungswählers eingeleitet. Der Heimlauf der Wähler und die erneute Bereitstellung wird dann durch dieselben Schaltvorgänge wie bei dem auf eine abgehende Belegung folgenden Auslösvorgang sichergestellt.

Kommt für einen eine abgehende Verbindung einleitenden Teilnehmer noch während der Suchwahl ein Ruf an, so wird über den Übertragungsweg, dessen Drehwähler als erster den belegten Leitungswahlerausgang erreicht, die ankommende Verbindung durchgeschaltet — der andere Verbindungsweg löst wie nach einer Fehlbelegung aus.

Sonderdienste und Störungssignalisierung

Für die Durchführung der Sonderdienste sind in den Übertragungsrahmen Trennstückverteiler angebracht. Jeder Teilnehmer kann in üblicher Weise für abgehenden und ankommenden Verkehr gesperrt sowie auf Fernsprechauftragsdienst und Bescheidplatz geschaltet werden. Die abgehende Sperre erfordert hierbei noch besondere Maßnahmen, da sie nicht im Wählsternschalter, sondern in der Übertragung durchgeführt wird und hier erst nach erfolgtem Einstellvorgang unterschieden werden kann, ob ein gesperrter oder nicht gesperrter Teilnehmer einen Gesprächsaufbau versucht. Durch Aufreißen des Anzugsstromkreises für die Relais C und K (Bild 21) wird beim abgehend gesperrten Teilnehmer die Durchschaltung zum Gruppenwähler vermieden. Nach dem Ansprechen eines Thermokontaktes wird bei der Übertragung Alarm ausgelöst als Zeichen dafür, daß der abgehend gesperrte Teilnehmer unnötigerweise einen Verbindungssatz besetzt hält. Legt der Teilnehmer seinen Handapparat wieder auf, so verschwindet der Alarm und der Verbindungssatz wird von selbst wieder frei.

Auf die Störungssignalisierung ist bei diesem neuen Wählsternanschluß besonders großer Wert gelegt worden. Ein gestörter Verbindungssatz wird selbsttätig außer Betrieb gesetzt und der Verkehr von den betriebsfähigen Verbindungswegen übernommen. Außerdem wurde mit Erfolg ein neues Alarmprinzip eingeführt, wobei der Alarm und damit die Sperrung des Verbindungsweges auf die Dauer der Störung beschränkt wird.

Zusammenfassung:

Der Wählstern-Sprechstellenanschluß ist zu einem vollwertigen Teilnehmeranschluß geworden. Infolge des Fortfalles von Relaiswicklungen im Zuge der Sprechadern werden die Speisestromverluste vermindert. Es können die Teilnehmer auf Sonderdienste umgeschaltet und Gebührenanzeiger angebracht werden. In der Wählsternübertragung sind die Schaltbedingungen für die künftige Landesfernwahl berücksichtigt worden. Die ausschließliche Verwendung von Relais als Schaltelemente setzt die Störanfälligkeit und den Pflegeaufwand des Wählsternschalters außerordentlich herab. Störende Beeinflussungen des Wählsternschlusses durch Zweigleitungen mit Erd- bzw. Nebenschlüssen sind durch eine verbesserte Anlaßschaltung stark vermindert. Störungen der Hauptleitungen und Störungen bei Schaltvorgängen werden in befriedigender Weise signalisiert. Schutzschaltungen in Verbindung mit einer neuartigen Alarmschaltung verhindern eine Blockierung des gesamten Wählsternschlusses und ermöglichen dadurch seine Verwendung bei unbemannten Vermittlungen. Die Deutsche Bundespost hat sich entschlossen, den Wählsternanschluß 53 in größerem Umfange in Betrieb zu nehmen.

den Relaiswähler von der Leitung La ab. Damit ist die Suchwahl beendet. In der Übertragung steht der Drehwähler auf dem 3. Schritt, im Relaiswähler bleibt das Haftrelais III im angezogenen Zustand und verbindet so mit seinen Kontakten den Teilnehmer 3 mit der Hauptleitung (Bild 19).

In der Übertragung fällt nach vollzogenem Einstellvorgang ein Relais V ab, wodurch über den Drehwählerarm d^{IV} und den Drehwählerarm d^{III} die Relais C und K zum Anzug kommen (Bild 21). Durch Kurzschluß ihrer hochohmigen Windungen bewirken diese beiden Relais verschiedene Sperrfunktionen.

Nach dem Anzug des Relais K wird die Hauptleitung zum Vorwahlgang durchgeschaltet und gleichzeitig von dem Steuerstromkreisen freigeschaltet (Bild 22). Dieselbe Freischaltung der Sprechadern erfolgt, da Ableitungen an den Adern oder Widerstände im Zuge der Leitungen zu einer Erhöhung der Dämpfung führen. Mit einem weiteren in jedem Verbindungssatz des Wählernschalters vorhandenen Haftrelais wird diese Aufgabe in einfacher Weise gelöst. Nach der Durchschaltung der Sprechadern zum GW zieht über die Teilnehmerschleife das Relais H an und schließt sich selbst kurz. Dieser Kurzschluß kommt einer Abschaltung des Relais gleich, nur mit dem Unterschied, daß das sich abbauende Magnetfeld über den Kurzschlußkreis einen Strom fließen läßt, der in der gleichen Richtung wie der vorhergehende Erregerstrom fließt und ausreichend ist, das Relais zum Durchzug und zum Halten zu bringen. Der Kontakt h₂ legt über einen Gleichrichter Gr eine Abwicklung des Relais H vorbereitend zwischen die Sprechadern. Die Sprechströme können über diesen Querzweig nicht abfließen, da der Gleichrichter in Sperrrichtung vorgespannt wird.

Nach diesem Schaltvorgang sind die Sprechadern vom Teilnehmer bis zum Gruppenwähler glatt durchgeschaltet und der Teilnehmer kann mit der Nummernwahl beginnen. Bei der Nummernwahl und dem darauffolgenden Gesprächszustand ändert sich in dem belegten Verbindungsweg nichts. Lediglich bei Herstellung einer abgehenden Fernverbindung muß noch durch einen weiteren Schaltvorgang die Fernsperrung bewirkt werden. Nach dem Eintreffen des ersten vom Zählimpulsgeber kommenden Zählstromstoßes wird ein Relais F zum Anzug gebracht, das mit seinem Kontakt (Bild 21) die Wicklung K 60 kurzschließt und so durch Anlegen direkter Erde an den Leitungswählerausgang ein Aufschnellen vom Fernamt verhindert.

Der Verbindungsweg wird erst dann ausgelöst, wenn nach Ablauf des Zählvorganges die Vorwahlrichtung ausgelöst hat. Die Abwicklung des Relais U (Bild 22), das bislang über eine andere Wicklung in einem Haltekreis gelegen hat, wird erregt und das Relais U so zum Abfall gebracht. Es veranlaßt darauf den Abfall der Relais C und K (Bild 21), wodurch die Steuereinrichtungen der Übertragung wieder an die Hauptleitung gelegt werden. Eine nachfolgende Umpolung der Hauptleitungsadern läßt einen Auslösestrom über die Abwicklung des Relais H fließen (Bild 22), das nach seinem Abfall die Steuereinrichtungen im Wählernschalter anschaltet. Dadurch werden der Relaiswähler und der Drehwähler — in diesem Falle unabhängig voneinander — in die Ruhestellung geschaltet und der Verbindungsweg wird sofort wieder für den Verkehr bereitgestellt.

Bei ankommendem Verkehr wird nach dem Anwählen des Leitungswählerausganges, der den gewünschten Teilnehmer kennzeichnet, über Relais P, Widerstand W 2 und Gleichrichter Gr 2 Erde an das Anreizrelais E der ersten freien Übertragung (Relais R angezogen) gelegt (Bild 21). Durch den Anzug des Relais E ausgelöste Schaltvorgänge verbinden darauf wieder über die Ader La der Hauptleitung den Relaiswähler

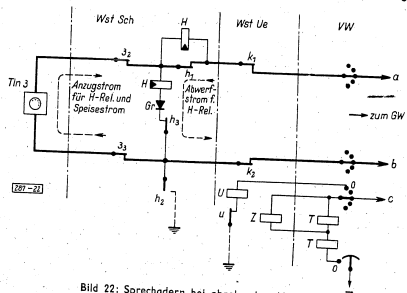


Bild 22: Sprechadern bei abgehendem Verkehr.

mit dem Impulsemfangrelais der Übertragung. Relaiswähler und Drehwähler schalten sich nun in gegenseitiger Steuerung in der bereits beschriebenen Weise solange weiter, bis der die Ausgänge des Leitungswählervielstabs abtastende Drehwählerarm d^{III} den belegten Leitungswählerausgang findet. Darauf zieht das Relais C an, das die Suchwahl unterbricht und die Durchschaltung der Sprechadern vom Leitungswähler zum Wählernschalter veranlaßt. Die Entkopplungsgleichrichter gewährleisten, daß auf den richtigen Leitungswählerausgang aufgeprüft wird, die richtige Bemessung des Spannungsteilerwiderstandes W 2 und das Relais C sorgen für die Erfüllung der Sperrbedingungen.

Anschließend an die Durchschaltung zum Wählernschalter wird aus der Übertragung der erste Ruf abgegeben. Der Weiterruf erfolgt dann vom Leitungswähler her. Bei der Teilnehmermeldung zieht im Wählernschalter wieder das Relais H an und schaltet die Sprechadern vom Teilnehmer bis zum Leitungswähler auch in diesem Falle glatt durch. Die Auslösung des ankommend belegten Verbindungssatzes wird durch das Abschalten der Erde vom c-Arm des Leitungswählers eingeleitet. Der Heimlauf der Wähler und die erneute Bereitstellung wird dann durch dieselben Schaltvorgänge wie bei dem auf eine abgehende Belegung folgenden Auslösevorgang sichergestellt.

Kommt für einen abgehenden Verbindung einleitenden Teilnehmer noch während der Suchwahl ein Ruf an, so wird über den Übertragungsweg, dessen Drehwähler als erster den belegten Leitungswählerausgang erreicht, die ankommende Verbindung durchgeschaltet — der andere Verbindungsweg löst wie nach einer Fehlbelegung aus.

Sonderdienste und Störungssignalisierung

Für die Durchführung der Sonderdienste sind in den Übertragungsrahmen Trennstückverteiler angebracht. Jeder Teilnehmer kann in üblicher Weise für abgehenden und ankommenden Verkehr gesperrt sowie auf Fernsprechauftragsdienst und Bescheidplatz geschaltet werden. Die abgehende Sperre erfordert hierbei noch besondere Maßnahmen, da sie nicht im Wählernschalter, sondern in der Übertragung durchgeführt wird und hier erst nach erfolgtem Einstellvorgang unterschieden werden kann, ob ein gesperrter oder nicht gesperrter Teilnehmer einen Gesprächsaufbau versucht. Durch Auftrennen des Anzugsstromkreises für die Relais C und K (Bild 21) wird beim abgehend gesperrten Teilnehmer die Durchschaltung zum Gruppenwähler vermieden. Nach dem Ansprechen eines Thermokontaktes wird bei der Übertragung Alarm ausgelöst als Zeichen dafür, daß der abgehend gesperrte Teilnehmer unnötigerweise einen Verbindungssatz besetzt hält. Legt der Teilnehmer seinen Handapparat wieder auf, so verschwindet der Alarm und der Verbindungssatz wird von selbst wieder frei.

Auf die Störungssignalisierung ist bei diesem neuen Wählernanschluß besonders großer Wert gelegt worden. Ein gestörter Verbindungssatz wird selbsttätig außer Betrieb gesetzt und der Verkehr von den betriebsfähigen Verbindungswegen übernommen. Außerdem wurde mit Erfolg ein neues Alarmprinzip eingeführt, wobei der Alarm und damit die Sperrung des Verbindungsweges auf die Dauer der Störung beschränkt wird.

Zusammenfassung:

Der Wählern-Sprechstellenanschluß ist zu einem vollwertigen Teilnehmeranschluß geworden. Infolge des Fortfalles von Relaiswicklungen im Zuge der Sprechadern werden die Speisestromverluste vermindert. Es können die Teilnehmer auf Sonderdienste umgeschaltet und Gebührenanzeiger angebracht werden. In der Wählernübertragung sind die Schaltbedingungen für die künftige Landesfernwahl berücksichtigt worden. Die ausschließliche Verwendung von Relais als Schallelemente setzt die Störanfälligkeit und den Pflegeaufwand des Wählernschalters außerordentlich herab. Störende Beeinflussungen des Wählernanschlusses durch Zweigleitungen mit Erd- bzw. Nebenschlüssen sind durch eine verbesserte Anlaßschaltung stark vermindert. Störungen der Hauptleitungen und Störungen bei Schaltvorgängen werden in befriedigender Weise signalisiert. Schutzschaltungen in Verbindung mit einer neuartigen Alarmschaltung verhindern eine Blockierung des gesamten Wählernanschlusses und ermöglichen dadurch seine Verwendung bei unbemannten Vermittlungen. Die Deutsche Bundespost hat sich entschlossen, den Wählernanschluß 53 in größerem Umfang in Betrieb zu nehmen.



Bild 2: Telefunken-Tonsäulen auf der Strandpromenade des Ostseebades Dahme

TELEFUNKEN TONSÄULEN

Über das den Telefunken-Tonsäulen zugrunde liegende Prinzip ist bereits durch den Aufsatz von F. Bergfeld [1] ausführlich berichtet worden. In dem Aufsatz von A. v. Brackel und H. Petzold [2] wurde die Bedeutung der Lautsprecheranlagen an zahlreichen Beispielen erläutert. Die Notiz „Zentrale Beschallung“ [3] beschrieb die Anlage, die für die Feierlichkeiten auf der geweihten Stätte Fatima in Portugal errichtet worden war. Bild 1, das aus dieser Notiz entnommen ist, zeigt, wie die Schallstärke in Abhängigkeit von der Entfernung nahezu konstant bleibt und sogar teilweise mit zunehmender Entfernung ansteigt. Dies wird durch die starke Bündelung des Schalls in der Vertikalebene erreicht. Bild 2 und 3 zeigen weitere Anwendungsmöglichkeiten der Telefunken-Tonsäulen, die auch dann mit Vorteil eingesetzt werden, wenn nicht das Prinzip der zentralen Beschallung angewandt wird, sondern mehrere Lautsprecher über das zu beschallende Gelände verteilt werden. Andere Beispiele finden sich an folgenden Stellen der Telefunken-Zeitung [4].

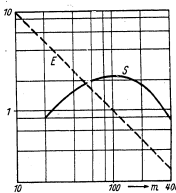


Bild 1: Schalldruck in Abhängigkeit von der Entfernung. E = Einzelsystem, S = Strahlergruppe

Literatur:

- [1] F. Bergfeld, Nachkriegsentwicklung auf dem elektroakustischen (Ela-) Gebiet: Telefunken-Zeitung Jg. 23 H. 87/88 (September 1950) S. 106 ... 110.
- [2] A. v. Brackel und H. Petzold, Lautsprecheranlagen: Telefunken-Zeitung Jg. 26 H. 100 (Mai 1953) S. 239 ... 244.
- [3] Anonym, Zentrale Beschallung: Telefunken-Zeitung Jg. 25 H. 94 (März 1952) S. 68 ... 70.
- [4] Bilder, welche die Tonsäulen in Berlin, Helsinki, und Mexiko zeigen, finden sich: Telefunken-Zeitung H. 89 S. 154/H. 97 S. 275/H. 100 S. 238/H. 106 S. 219.



Bild 3: Telefunken-Tonsäule beim Derby in Hamburg

Errichtung eines Dezimeter-Richtfunknetzes für Rundfunkprogramm-Übertragung in Österreich

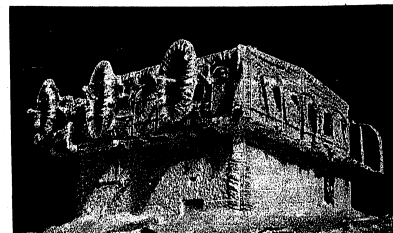


Bild 2: Richtfunkstation der Relaisstelle Korolpe (2100 m) im Rauhreif

Richtfunkverbindungen wurden bisher nur in wenigen Fällen zur Übertragung hochwertiger Musikprogramme verwendet und auch dann nur für kurze Strecken zwischen Studio und Sender und jeweils ein Programm. Über große Entfernungen wurden Richtfunkstrecken bisher nur für die Übertragung normaler Telefonie- und Fernsehsignalsignale gebaut.

Die Erfahrungen, die Telefunken durch 15 Jahre Forschungsarbeit auf dem Gebiete der Richtfunktechnik und Impulsphasenmodulation (PPM) gewonnen hat, zeigen, daß nunmehr auch die Aufgabe, mehrere hochwertige Rundfunkprogramme gleichzeitig über weite Entfernungen zu übertragen, mit PPM-Verfahren zu lösen sind. Diese Übertragungsaufgabe stellt an das Richtfunknetz in bezug auf Bandbreite, Rauschabstand, Verzerrungs- und Nebensprechfreiheit bedeutend höhere Anforderungen als die normale Telefonie.

Das Fernmeldetechnische Zentralamt der Österreichischen Post- und Telegraphenverwaltung, Wien, (FZA) hat sich für die Anwendung dieses Verfahrens bei dem nunmehr in Ausbau begriffenen Richtfunknetz entschieden, das in Österreich den Programmaustausch zwischen allen größeren Städten und die Modulation der Rundfunksender ermöglichen wird.

Die vom FZA Wien festgesetzte Streckenführung (Bild 1) ergibt eine Gesamtlänge von etwa 850 km. Sie beginnt in Dornbirn, dem Sitz des Rundfunkstudios von Vorarlberg, und läuft unter Zwischenschaltung der notwendigen Relaisstellen über Innsbruck, Salzburg, Linz, Wien und Graz nach Klagenfurt. Das gesamte Netz enthält 25 Richtfunkstationen. Mit Rücksicht auf die im Hochgebirge teilweise schwierige Stromzuführung wurden auch passive Relaisstellen mit Umlenkantennen verwendet. Alle Richtfunkstationen (Bild 2) werden unbemannt betrieben und sind deshalb mit selbsttätig einschaltbaren Reservegeräten und einer Fernüberwachungseinrichtung ausgerüstet. Über Einzelheiten dieses Übertragungsnetzes und der in ihm verwendeten Geräte wird in den folgenden Heften der Telefunken-Zeitung berichtet werden.

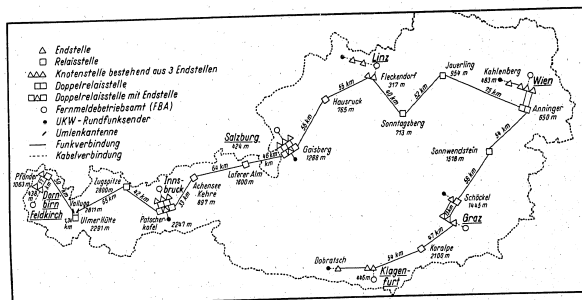


Bild 1: Richtfunknetz zur Programmversorgung der UKW-Rundfunksender in Österreich

Eine moderne Röhrenserie für tragbare Funksprechgeräte in Subminiatur-Ausführung

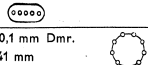
Zu dieser Typenreihe gehören die Röhren: 1AD4, 5672, 5678, 6397.

A. Ihre charakteristischen Merkmale sind:

1. Direkt geheizte Kathode, Batteriebetrieb

Type	Heizspannung [V]	Heizstrom [mA]	Heizleistung [W]
5672	1,25	50	0,063
5678	1,25	50	0,063
1AD4	1,25	100	0,125
6397	1,25/2,5	125/62,5	0,156

2. Subminiatur-Ausführung

Type	Max. Kolbengröße
1AD4	Flachkolben: 7,3 × 9,8 mm
5672	Kolbenlänge 38 mm
5678	
6397	Rundkolben 10,1 mm Dmr. Kolbenlänge 41 mm

3. Die Elektrodenzuführungen sind als Drähte nach außen geführt. Dadurch ist es möglich, die Röhren sowohl in die Schaltung unmittelbar einzulöten als auch nach Kürzen der Drähte in Fassungen einzustecken.

B. Verwendung und wichtige Eigenschaften.

1AD4. Diese HF-Pentode ist universell verwendbar bis zu Frequenzen von 200 MHz für HF-Stufen und Mischstufen und zur Schwingungserzeugung

Kennwerte:

$U_a = U_{g2} = 45 \text{ V}$ $S = 2 \text{ mA/V}$
 $U_{g1} = 0 \text{ V}$ $R_{e1(100 \text{ MHz})} \approx 5 \text{ kOhm}$
 $I_a = 3 \text{ mA}$ $c_{g1,a} \leq 0,01 \text{ pF}$

In HF-Endstufen kann man mit der 1AD4 bei 200 MHz und $U_a = U_{g2} = 110 \text{ V}$ etwa 80 mW HF-Leistung erzielen.

5672. Pentode für NF-Endstufen geringer Leistung.

$U_{a \text{ max}} = 90 \text{ V}$, $P_{a \text{ max}} = 0,3 \text{ W}$.

Bei $U_a = U_{g2} = 67,5 \text{ V}$ und $I_a = 3,1 \text{ mA}$ ist

$P_{\sim} \approx 65 \text{ mW}$ ($R_a = 20 \text{ kOhm}$).

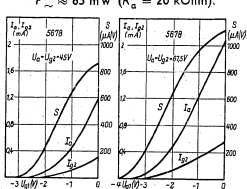


Bild 2 und 3: Kennlinienfelder S , I_a , $I_{g2} = f(U_{g1})$ der Röhre 5678

Richtwerte der Röhre 6397 für HF-Endstufen

U_a [V]	U_{g2} [V]	f [MHz]	P [mW]
120	75	180	200
180	135	180	500
180	135	20	1000

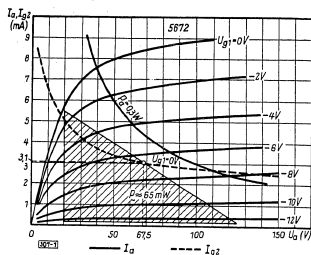


Bild 1: Kennlinienfelder I_a , $I_{g2} = f(U_a)$ der Röhre 5672 $U_{g2} = 67,5 \text{ V}$, $U_{g1} = \text{Parameter}$.

5678. Pentode mit kleiner Gitter-Anodenkapazität für vielseitige Verwendung, besonders für ZF-Verstärkung, NF-Verstärkung und HF-Verstärkung bis etwa 100 MHz.

Bei $U_a = U_{g2} = 67,5 \text{ V}$ und $I_a = 1,8 \text{ mA}$ ist $S = 1,1 \text{ mA/V}$, $R_{e1(100 \text{ MHz})} \approx 11 \text{ kOhm}$, $c_{g2,a} \leq 0,01 \text{ pF}$.

In Begrenzestufen mit gemeinsamem Vorwiderstand vor Anode und Schirmgitter wählt man $R_{(a+g2)} \approx 70 \dots 250 \text{ kOhm}$.

6397. Leistungs-pentode mit kleiner Gitter-Anodenkapazität für HF- und NF-Ausgangsstufen.

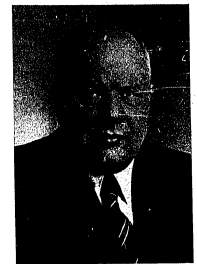
$U_{a \text{ max}} = 180 \text{ V}$, $P_{a \text{ max}} = 1,5 \text{ W}$.

Sprechleistung einer NF-Endstufe mit $U_a = 150 \text{ V}$, $U_{g2} = 125 \text{ V}$, $I_a = 10 \text{ mA}$, $U_{g1} = -6,3 \text{ V}$ und $R_a = 12 \text{ kOhm}$ etwa 500 mW.

Dr. Karl Rottgardt gewidmet!

Am 28. Juli 1955 hätten wir den 70. Geburtstag unseres Kollegen in der Geschäftsleitung der Telefunken Gesellschaft, Dr. Karl Rottgardt, feiern können, wenn nicht der zweite Weltkrieg mit seinen vernichtenden Ereignissen dazwischen getreten wäre.

K. Rottgardt hatte das Ende des Krieges in Berlin erlebt und war unbeugsam bemüht gewesen, seine Aufgabe in der Kriegswirtschaft, die ihn vorwiegend dort in Anspruch nahm, bis zur letzten Sekunde zu erfüllen. So traf ihn etwa vier Wochen nach der Einnahme Berlins durch die russischen Truppen die Gefangenschaft, aus der er nicht mehr zurückkehrte. Einige unserer Belegschaftsmitglieder verbrachten Monate mit ihm im gleichen Lager, andere sahen ihn noch zwei oder drei Jahre später in Rußland für kurze Zeit, aber sein endgültiges Schicksal ist im Dunkeln geblieben. Jedoch ging über das Rote Kreuz in Schweden eine offizielle Erklärung über Rottgardt im Jahre 1949 erfolgten Tod ein. Somit mußten seine Angehörigen, Freunde und Kollegen die Hoffnung, ihn noch einmal unter den Heimkehrern wiederzufinden, aufgeben, und Telefunken muß ihn zu den tragischen Opfern des 2. Weltkrieges rechnen.



K. Rottgardt, geboren in Neumünster, stammte von altansässigen schleswig-holsteinischen Geschlechtern ab, und sein Familienname ist kennzeichnend hierfür. Er studierte Physik, Mathematik und Philosophie an der Universität Berlin und promovierte dort bei A. Wehnelt mit einer experimentellen Dissertation über Glimmentladung in Alkalidämpfen. Anschließend arbeitete er noch einige Zeit am Physikalischen Institut zusammen mit G. Gehlhoff und erhielt dann eine Anstellung als wissenschaftlicher Mitarbeiter des Telegraphentechnischen Reichsamtes, und zwar gehörte er zur Abteilung von Prof. Dr. F. Kiebitz (drahtlose Telegraphie). Von dort ging er 1911 in die Elektroindustrie über, zur Dr. Erich F. Huth G. m. b. H., die sich mit drahtloser Telegraphie, Elektromedizin und Meßtechnik beschäftigte. Dieses Unternehmen blühte zwar im ersten Weltkrieg stark auf, wurde aber später in eine Patentverwertungs-Gesellschaft verwandelt und K. Rottgardt blieb deren Direktor. Außerdem wurde unter seiner Leitung der Wirtschaftsverband der Rundfunkfabriken gegründet, der alle einschlägigen Unternehmen vereinigte. Im Jahre 1933, als Telefunken eine Neubestattung seiner Geschäftsleitung vornahm, wurde K. Rottgardt neben M. Schwab und H. Rukop deren Mitglied. Sein Arbeitsgebiet waren Behörden-Geräte und -Anlagen, und er formte seine Abteilungen sehr bald so um, wie es ihm zweckmäßig erschien, wobei er eine erhebliche Verjüngung der Personalbesetzung anstrebte. Schon in den Jahren um 1935, aber vor allem nach dem Ausbruch des 2. Weltkrieges, baute er die Entwicklung, die Beschaffung, die Fabrikation und den Kundendienst zu einer schnell und wenig laufenden Maschinerie aus. Er schaute dabei nicht nach rechts und nicht nach links und nicht rückwärts und ließ sich nicht einmal den Gedanken zu, daß es einmal anders kommen könnte als bisher gedacht, und daß man sich auf den Fall eines verlorenen Krieges und eines neu zu gestaltenden drahtlosen Geschäftes vorbereiten sollte. In dieser Kompromißlosigkeit aber gelang es ihm, Großes zu leisten und seine Leute zu unerhörten Anstrengungen mitzureißen, die zahllose neu auftretende Aufgaben lösten und oft auch anfangs hoffnungslos aussehende Probleme zu überraschenden Erfolgen führten. Man denke die damalige Knappheit an Personal, Zeit, Räumen, Fabrikationseinrichtungen und vor allem an Material für hochwertige Erzeugnisse. K. Rottgardt hat hier unermüdlich aus nahen und fernen Quellen geschöpft, hat, was irgendwie aussichtsreich erschien, in Bewegung gesetzt, und war stets bereit, das Unmögliche möglich zu machen, und hierbei hat er sowohl seinen Leuten wie auch sich selbst nichts geschenkt oder erlassen.

Der Einsturz dieses gigantischen Aufbaues im Jahre 1945, der verlorene Krieg, das verlorene politische Gesicht Deutschlands und seiner Regierung müssen K. Rottgardt in seinem innersten Wesen getroffen haben, dem Stolz auf die eigene Leistung. Es konnte nicht ausbleiben, daß er bei der russischen Militärregierung denunziert und verhaftet wurde. Er hat nicht versucht, dem aus dem Wege zu gehen, und seine Gedanken dabei hat er nicht preisgegeben. Wir können überzeugt sein, daß K. Rottgardt seine Jahre in Gefangenschaft, ebenfalls ohne nach rechts und nach links und nach rückwärts zu blicken, durchgestanden hat, und wir brauchen nicht zu fürchten, daß er sein Gesicht verloren hat, mag auch alles über und unter ihm zusammengebrochen sein, und mußte er auch schließlich mit dem Leben für die Vergangenheit bezahlen.

Mit der gleichen Hingabe, mit der K. Rattgardt sich dem öffentlichen Leben widmete, sorgte er auch für seine Familie und das Vorwärtkommen seiner Kinder. Er hat drei Söhne hinterlassen, die sämtlich den Krieg und seine Folgeerscheinungen gesund überstanden haben.

Wir werden keine passenderen Worte für unseren Kollegen K. Rattgardt finden können als Shakespeares Ausspruch im Hamlet: „Er war ein Mann, nehmt alles nur in allem.“

H. Rukop

Abridgments

Portable Radiotelephone Sets

By H. Muth and G. Ulbricht

p. 143

The paper gives an account of Telefunken's work in the field of portable radiotelephones (walkie-talkies) and of the present state of technical development in this domain. The main problems to be solved are the following: very light weight, small volume, resistance to shocks and vibration, weatherproofness, transmission range, number of channels, duration of operation, types of service and constructional design.

The wavebands available are determined by the Atlantic City scheme, the 80- and 160-megacycle bands being used at present in Europe. The frequencies (channels) for the various services are allotted by the competent authorities. They are determined by plug-in crystals. The channel separation is about 100 kc/s and partly also 50 kc/s already. The sets are designed for several switch-selected channels.

The phase modulation method generally employed for portable radiotelephone sets working in the above-mentioned frequency bands is the most favourable method in regard to frequency range, frequency stability and expenditure.

The type of power supply is of particular importance as it has much influence on the weight and size of the apparatus. The sets are generally designed for 8 hours continuous service (20% transmission, 80% reception). Rechargeable batteries are the most economical ones. Apart from lead storage-batteries, nickel-cadmium or silver-zinc cells are used, but they are rather expensive. The operating costs per hour are lowest when using a vibrator power unit operating from lead storage-batteries. Dry cell batteries are employed for military sets, but the costs for one hour of operation are about 10 times higher than when using rechargeable batteries. The constructional design of the power supply unit is determined by the application intended. Some examples of power supply are explained by photographs of sets constructed by Telefunken. The radiotelephone sets have to operate unobjectionably in a temperature range suitable for the conditions prevailing in each case (generally from -30 to +50°C) which means to say above all that they must possess the required frequency stability. The official specifications prescribe a stability of $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

Particular attention has to be paid to the moisture within the set because of the condensation water. Weatherproofness as well as resistance to bumping and vibration are also important features. When developing the sets, particular problems arose owing to the fact that the numerous mechanical and electrical requirements had to be met at the same time. The reduction of the size of component parts such as coils and capacitors called for new solutions since the electrical characteristics of these parts had to be maintained despite the reduction in size.

Details are also given about the different possibilities of preparing the frequency of the transmitter and about the sensitivity and selectivity of the receiver. Particular mention is made of the necessity of avoiding interchannel modulation. As far as the power supply is concerned, the weight and efficiency of some vibrator power units are indicated. The paper concludes with a description of two portable radiotelephone sets "Teleport III" and "Teleport IV" put on the market by Telefunken, with numerous photographs and detailed information on all technical data and operational performance.

Portable FM-VHF Radiotelephone Sets "Teleport" in the Industry

By W. Leisner

p. 150

The Telefunken portable radiotelephones (the single-channel set "Teleport II", the 12-channel set "Teleport III", and the "Teleport IV" in subminiature technique with 1 to 6 channels) are being successfully used by police services, municipal and other authorities, but they have also found a great many applications in industrial fields.

In crane installations for instance (see Fig. 1) the radio telephone sets serve for easier transmission of working instructions. In a coking plant (Fig. 2) the working process could be considerably improved by radio transmission of orders and informations. The various kinds of coal are directed to the coke ovens by radio, the different operations being supervised from a control post with visual indicators (Fig. 3). A brewery uses radiotelephones for directing the loading of its beer-drays from the cellars to the dispatch stand (Figs. 4 and 5).

While the above-mentioned jobs can be handled with a single-channel radiotelephone, the control of large rolling-mill trains in a foundry required the establishment of several radio circuits with the "Teleport III". Each rolling train has its own command post (Fig. 6). Working instructions are transmitted from the main command post by radio to the three rolling trains. Each one of them has a radio circuit between command post and crane operator at its disposal. The three radio channels are only 100 kc/s apart. For this application the radiotelephones are fed by a power supply unit connected to the a.c. mains in order to spare the replacement and maintenance of lead storage batteries. The radiotelephone set is used for simple operation and the transmitter is switched on by a pushbutton

key from a special desk-mounted control unit. To be sure to reach the three command posts with a transmitter output of 0.5 watt despite the strongly absorbing metal masses of the steel mill, the radiotelephones operate on antennas detached to an elevated point some distance away from the sets. Transmitter and receiver of each set are connected to the microphone-loudspeaker which is designed as a table apparatus with amplifier. This affords an easy possibility for the men at the main command post to talk direct to the crane operators and the attendants of the pit heating to the crane operator. For use in the crane itself, the microphone-loudspeaker with pressure chamber system (Fig. 7) used with best success on railway switchyards has been chosen to ensure reliable communication under the rough working conditions in crane installations. The crane operator puts the transmitter into action by a foot-operated switch and has thus both hands free for handling the crane. He actuates the opening mechanism of the desired pit heating furnace and conveys the preheated steel ingot to the rolling train where it is formed into the profile desired (Fig. 8). Radiotelephony thus made possible direct communication with the crane operators and has become an indispensable aid to the many working processes in foundries.

Another application of radiotelephony is the control of electric trucks in large plants (Fig. 9). These trucks are fitted with a radiotelephone set and receive their instructions by a dispatcher from a central place. The better operational disposition of the trucks not only reduces the expenses for charging and maintenance of the batteries, but also saves investment costs because the price of a radiotelephony equipment is not even half as much as that of an electric truck.

Besides the above-mentioned industrial applications, the "Teleport" sets are frequently used by mountain-railways and armchair lifts to ensure reliable transmission of communications also if the telephone lines should fail. Fig. 10 shows the directional antenna of a mountain station. A similar antenna is erected at the valley station. If necessary, a "Teleport" set may be provided in the cabin or used on the ground (Fig. 11). The Telefunken loudspeakers visible on the mast top in Fig. 12 serve for informing the passengers in the cabin in case of unforeseen events. This safety measure is prescribed, in addition to the radiotelephony equipment, by the public authorities in Austria, Switzerland and Italy. There is now doubt that with increasing rationalization in the industry many other fields of application will yet be opened up to the portable radiotelephone sets.

Portable Radiotelephone Sets in Railroading

By A. Schopp and F. Pepping

p. 154

Railroad companies with their vast traffic networks and extensive technical installations offer a great variety of possible applications of portable radiotelephones. As is shown by the example of the German Federal Railroads where a considerable number of Teleport IV sets are in use, two main fields of application exist, viz., railroad operation properly speaking and the maintenance and fault-clearing service.

The principal field of application in operation service is train shunting (Figs. 1-4). The freight trains arriving at the switchyards are checked and registered according to operational viewpoints and wagon types and the results are communicated by radiotelephone to the central wagon office where they are noted down to serve as an aid to dissolving the incoming trains and reassembling new ones. The switching manoeuvres and train movements are directed and controlled by the yardmaster who carries a portable radiotelephone with him, which he uses for giving instructions to the switch-box and shunting engine and receiving reports from there.

For train pushing on mountainous railroad tracks (Fig. 5) each locomotive can easily be fitted with portable sets for radiotelephonic communication, so that both the leading and rear engines can arrange with each other about the starting and braking operations and the speed of the train. In addition, radiotelephonic communication with the mountain and valley stations is possible while the train is moving.

A special field of application for portable radiotelephone sets is the transportation of heavy loads by motor vehicles where sometimes up to 6 tractors are employed simultaneously (Fig. 6). It is important in this case to provide speech communication between the command vehicle, the tractors and the special type transportation truck in order that it can be arranged for all vehicles to have the same speed. Radio communication with an escorting car driving some miles ahead of the other vehicles to explore the roads and control the traffic is likewise desirable.

In maintenance and fault-clearing service, radiotelephonic communications will contribute to rational execution of repair and maintenance work (Fig. 7-9). In case of breakdown or disturbance of railroad traffic, the use of radiotelephone sets will ensure quicker removal of trouble and thus help to avoid losses of receipts. If overland long-distance lines or trolley wires of electrical railroads break down, mobile and independent communication facilities between the site of the fault and the distant substation will allow to switch on the electric current and resume operation immediately after removal of the fault.

The use of handy and portable radiotelephone sets is an essential prerequisite to proper and smooth execution of work when renewing the top of roadbeds. The construction site comprising 4 or 5 working places distributed over a distance of 3 to 5 miles moves nearly one mile every day (Figs. 10 and 11). The use of big appliances and machines is directed from the building office by radio communication with the individual working places. Radiotelephonic communications are also used for directing and controlling the supply of building materials from the nearest railroad station.

Use of Portable Radiotelephones on Airfields

p. 159

Airfields are among those undertakings which extend over a vast space and, therefore, can derive particular advantage from the use of VHF radiotelephone sets. Although there exist already numerous radio communications from the airport to the planes in the air and to other ground stations often situated far away, neither these radio communications nor the customary wire telephone system for service use can satisfy the need of communications which subsists

as a result of the wiper principle adopted. The relay-set for the line multiplexing switch system explores the connected final-selector outlets to search for the dialled final selector step and transmits, at each step made, a control pulse to the relay group contained in the line multiplexing switch and consisting of remanent relays.

Rectifiers mounted in the party line switch render the two-party line very insensitive to the influence of power current. In conjunction with the existing condensers, which are initially intended for other purposes, the rectifiers also prevent any mutual interference of the subscribers by the ringing of the bell during the establishment of a connection. The use of remanent relays avoids losses of microphone supply current and hence allows greater line lengths. In addition, the remanent relays permit the use of metering facilities indicating the charges at the subscribers' stations, because the party line switch will be released only after the release of the exchange equipment and hence only after the termination of the metering process.

Owing to the exclusive use of relays as circuit elements of the line multiplexing switch, the susceptibility of the latter to trouble and the maintenance work required are reduced considerably. The remanent relays also used in this case render it possible to switch off the resistors and relay windings existing in and on the speaking wires for control purposes, and thereby to reduce supply current losses. Charge indicators can be allocated to the subscribers. In the relay-set of the line multiplexing switch system the switching conditions for the future interurban toll line dialling have been taken into consideration. Any interfering interruption of the operation of the line multiplexing switch by leakage or short circuit to ground that may arise at the branch line to the subscribers' stations, is greatly reduced by an improved starting-up circuitry in the line multiplexing switch. A novel type of alarm circuit prevents blocking of the entire line multiplexing switch. The connecting sets, which are automatically blocked in case of a fault, are put into operation again automatically after the fault has disappeared. This feature permits the use of the line multiplexing switch in unintended exchanges.

By means of the disconnecting plug type distributors existing in the relay-sets of the party line installations, the usual switching operations, such as placing subscribers' lines temporarily out of service, switching-over to the telephone order service, information service and similar facilities, can be carried out at the local exchange. The subscribers' stations of such party line systems can be considered as normal telephone stations.

The German Federal Postal Administration has already put into service a good number of party line equipments of the types described.

Telefunken Sound-Columns

p. 190

Details of the basic principle of the Telefunken Sound-Columns were already given in an article by F. Bergold [1]. In a paper by A. v. Brackel and H. Petzold [2] numerous examples explained the importance of public-address systems. The article "Centralized Sound Supply" [3] described the equipment which had been installed at Fatima, the sacred place in Portugal. Fig. 2 of this last-mentioned article shows how the sound intensity as a function of the distance remains almost constant and even increases with increasing distance. This is achieved by strong concentration of the sound waves in the vertical plane. Figs. 2 and 3 show other possible applications of the Telefunken Sound-Columns which can also be used with advantage in cases where the principle of sound distribution from a central place is not adopted but several loudspeakers are distributed over the area to be covered. Other examples: "It is found in the following issues of the "Telefunken-Zeitung" [4].

Establishment of a Network of UHF Radio Relay Links for the Transmission of Broadcasting Programs in Austria

p. 191

Radio links were hitherto used only in a few cases for transmitting high-quality musical programs and then only over short distances between studio and transmitter and only one program at a time. For use over long distances, the radio links were designed up to now only for the transmission of normal telephony and television picture signals.

From the experience gained by Telefunken during 15 years of research work in the domains of radio links and pulse-phase modulation (PPM) it became evident that the problem of transmitting several high-quality broadcasting programs simultaneously over long distances can also be solved now by means of the PPM method.

The requirements which this transmission problem imposes on the radio-link network in regard to bandwidth, signal-to-noise ratio, freedom from distortions and crosstalk are much more rigorous than in the case of normal telephony.

The Fernmeldeamt (FZA) of the Austrian Post and Telegraph Administration in Vienna decided to adopt this method for the radio-link network now under construction, by which the exchange of programs between all major towns of Austria as well as modulation of the broadcast transmitters will be rendered possible.

The routes fixed by the FZA of Vienna for this network (Fig. 1) result in a total length of approximately 530 miles. Beginning at Dornbirn, the seat of the broadcasting studio for the province of Vorarlberg, the network extends by way of the necessary relay stations via Innsbruck, Salzburg, Linz, Vienna and Graz to Klagenfurt. The entire network includes 25 directional radio stations. Owing to the difficulties in power supply encountered in the high mountains, passive relay stations with deviation antennas were also used. All of these directional radio stations (Fig. 2) are operated as unattended stations and are therefore provided with automatically switchable standby units and a remote-supervision equipment. Details of this network and the apparatus used in it will be described in the next issues of the "Telefunken-Zeitung".

A Modern Series of Subminiature Tubes for Portable Radiotelephone Sets

p. 192

This series of tubes includes the types 1AD4, 5672, 5678, 6397. Their characteristic data are stated in the tables added to the German text of the paper. The electrode leads are brought out at wires. It is thus possible either to solder the tubes direct into the circuit or to insert them into the holders after having shortened the wires. The possible applications and the most important properties of the tubes are stated below:

1AD4. This RF pentode is of universal applicability with frequencies up to 200 Mc/s for use in RF and mixer stages and for the generation of oscillations. Typical characteristics are as follows: $U_a = U_{g2} = 45$ V, $U_{g1} = 0$ and $I_a = 3$ mA; $S = 2$ mA/V.

R_{d1} (100 Mc/s) ≈ 5 kilohms, $c_{p1} \approx 0.01$ pF. In RF output stages for 200 Mc/s an output power of about 80 mW can be obtained with $U_a = U_{g2} = 110$ V.

5672. A pentode for AF output stages of low power. U_a max = 90 V, P_a max = 0.3 W. With $U_a = U_{g2} = 67.5$ V and $I_a \approx 3.1$ mA; $P_{a-} \approx 65$ mW ($R_a = 20$ kilohms).

5678. A pentode with small grid-plate capacitance suitable for a great variety of applications, especially for IF amplification, AF preamplification and RF preamplification at frequencies up to about 100 Mc/s. With $U_a = U_{g2} = 67.5$ V and $I_a = 1.8$ mA then $S = 1.1$ mA/V, R_{d1} (100 Mc/s) = 11 kilohms, $c_{p2} = 0.01$ pF. In limiter stages with a common series resistance ahead, the anode and screen-grid, one chooses $R_{a1} + c_{p2} \approx 70$ to 250 kilohms.

6397. A power pentode with small grid-plate capacitance for use in RF and AF output stages. U_a max = 180 V, P_a max = 1.5 W. When used in RF stages, the values stated in the table of the German text will apply. Speech power of an AF output stage with $U = 150$ V, $U_{g2} = 125$ V, $I_a = 10$ mA, $U_{g1} = -6.3$ V and $R_a = 12$ kilohms is about 500 mW.

Abrégés

Radiotéléphones portatifs

Par H. Muth et G. Ulbricht

p. 143

L'exposé rapporte sur les travaux effectués par Telefunken dans le domaine des radiotéléphones portatifs et l'état actuel de la technique dans ce domaine. Les problèmes suivants sont principalement posés ici: Poids réduit, volume réduit, résistance aux secousses, résistance aux intempéries, portée, nombre de voies, durée de service, classes de service et genre de construction.

Les gammes d'ondes utilisables sont fixées dans le Plan d'Atlantic City. On utilise actuellement en Europe les gammes se trouvant dans la bande de 80 Mc/s et dans celle de 160 Mc/s. Les différentes fréquences (voies) pour les différents services sont réparties par les autorités compétentes. Elles sont déterminées par des quartz à encliquer. La séparation entre les voies est de 100 kc/s, en partie aussi de 50 kc/s. Les radiotéléphones ont plusieurs voies commutables.

Le procédé de modulation de phase, qui est généralement appliqué pour les radiotéléphones sur les bandes de fréquences précitées est le procédé de modulation le plus favorable au point de vue de la gamme de fréquences, de la dépense et de la stabilité.

L'appareil d'alimentation en courant a une importance particulière parce qu'il influence beaucoup le poids et le prix du radiotéléphone. En général, les radiotéléphones sont dimensionnés pour 8 heures de durée de service, dont 20% pour l'émission. Les batteries rechargeables sont les plus économiques. Outre les accumulateurs au plomb viennent en ligne de compte des accumulateurs au nickel-cadmium ou argent-zinc, mais ils sont chers. On obtient les plus bas frais de service par heure en cas d'emploi d'un vibreur avec accumulateur au plomb. Pour les radiotéléphones destinés à des buts militaires on emploie des piles sèches, mais les frais par heure de service sont dix fois plus grands que ceux en cas d'emploi de batteries rechargeables. La forme de la construction de l'appareil d'alimentation est déterminée par l'usage envisagé. Quelques exemples d'appareils d'alimentation sont expliqués à l'appui de photographies de modèles déjà réalisés. Les radiotéléphones doivent fonctionner parfaitement dans une gamme de température convenant aux conditions qui existent dans chaque cas particulier (en général de -30 jusqu'à +50 degrés centigrades), c'est-à-dire posséder avant tout la stabilité de fréquence nécessaire. On exige officiellement pour la stabilité de fréquence $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

On doit attacher une importance particulière à l'humidité et à la résistance à l'eau, aux secousses et aux chocs par chute. Dans le développement des appareils ont dû être résolus des problèmes spéciaux par le fait que l'on devait satisfaire en même temps à de nombreuses conditions d'ordre mécanique et électrique. Le problème de la réduction de l'encombrement des éléments de construction, tels que bobines et condensateurs, a exigé la recherche de solutions adéquates parce qu'il fallait maintenir les caractéristiques électriques de ces éléments malgré la réduction de l'encombrement. L'exposé le prouve par de nombreux exemples.

Des indications sont données ensuite sur les différentes possibilités de préparation des fréquences de l'émetteur ainsi que sur la sensibilité et la sélectivité du récepteur. L'attention est particulièrement attirée sur la nécessité d'éviter l'intermodulation. En ce qui concerne l'alimentation en courant sont indiqués quelques poids et rendements des montages de vibreurs. Enfin l'exposé décrit deux radiotéléphones portatifs lancés par Telefunken sur le marché, à savoir le «Téléport III» et le «Téléport IV». Des indications détaillées sont données sur les caractéristiques techniques et d'exploitation et la description est accompagnée d'un grand nombre de photographies.

Applications industrielles des radiotéléphones portatifs FM-VHF Téléport

Par W. Leisner

p. 150

Les radiotéléphones portatifs Telefunken (l'appareil à 1 voie «Téléport II», l'appareil à 12 voies «Téléport III» et l'appareil à 1 à 6 voies en exécution subminiature «Téléport IV») ont bien fait leurs preuves dans les services de police et les administrations publiques et se sont bien introduits aussi dans l'industrie pour des applications très diverses.

Dans les installations de grues par exemple (fig. 1), les radiotéléphones servent à faciliter la communication des instructions de travail. Dans une cokerie d'usine à gaz (fig. 2), le travail a pu être considérablement amélioré par le radiotéléphone. Les sortes de houille sont amenées aux fours à coke sur ordres donnés par voie radiotéléphonique et les opérations sont surveillées avec indication optique des ordres de commande (fig. 3). Dans une brasserie (figures 4 et 5), le chef de cave dirige par radiotéléphone le chargement des cuiviers pour l'expédition.

Ainsi que les applications précitées peuvent être réalisées avec un radiotéléphone à voie unique, la direction de grands trains de laminoirs dans une usine métallurgique a exigé l'établissement de plusieurs circuits radiotéléphoniques avec le «Téléport III». Chaque train de laminoir a son poste directeur (fig. 6). Le poste directeur principal donne, par

matique de la fréquence du récepteur pour trafic à grande distance E 305 s'effectue au moyen de l'appareil de syntonisation automatique Kg 305/1 (fig. 16) qui coopère soit avec le discriminateur du manipulateur pour téléimprimeurs, soit avec celui du sélecteur automatique pour service en diversité. Pour l'alimentation en courant du récepteur on dispose du bloc d'alimentation N° 305 (fig. 17). L'interrupteur général ainsi que les fusibles pour le secteur se trouvent sur le panneau de secteur AF 305 (fig. 18).

Lorsqu'on compose des installations de réception avec les unités de construction mentionnées, le récepteur utilisé détermine les propriétés essentielles parce que les appareils additionnels sont les mêmes dans toutes les stations. Avec le récepteur à ondes courtes E 127 (fig. 6) sont créées des stations pour trafic à grande distance en double diversité du type ESI 127. Les tableaux 1 et 2 montrent le rendement des installations selon leur équipement. Avec le récepteur commercial à ondes courtes E 104 (fig. 7) on obtient les stations de réception ESI 104 (fig. 4) dont les caractéristiques électriques sont nettement supérieures au standard habituel par suite de la grande précision de réglage, stabilité et sélectivité du récepteur. Les tableaux 1 et 2 restent valables pour ces stations. Enfin avec le récepteur pour trafic à grande distance E 305 on obtient la série des stations de réception ESI 305 (fig. 3), dont la stabilité de fréquence, la précision de réglage et la sélectivité atteignent presque la limite des possibilités techniques. Ces stations satisfont aux plus hautes exigences. Le tableau 4 montre les possibilités d'exploitation d'une station de réception simple et le tableau 3 celles d'une installation en diversité.

Interphones commandés par la parole

p. 171

par H. Bodenschatz

Des interphones à sens unique réalisés dans la disposition connue depuis longtemps avec un amplificateur réversible manuellement et un seul système électrodynamique travaillant comme microphone et comme haut-parleur sont encore utilisés volontiers pour la transmission de courtes communications dans les services techniques. Par contre, pour les bureaux on constate une demande croissante d'installations d'interphones dans lesquels les deux sens de la parole sont disposés l'un à côté de l'autre. Le point capital dans la réalisation de ces derniers consiste dans la solution efficace du problème de la réaction acoustique, surtout lorsqu'on ne doit pas utiliser des microphones à dispositif anti-locu, commandés à proximité immédiate de la bouche, mais des microphones sensibles qui peuvent aussi admettre en même temps le bruit de salle. On obtient des solutions satisfaisantes avec une dépense relativement minime lorsque les dispositifs d'amplification et d'amortissement situés dans les deux sens de transmission sont commandés indépendamment des signaux vocaux à transmettre et en sens contraire, de telle façon qu'à une augmentation de l'amplification dans la voie occupée correspond une diminution dans la voie opposée, qui n'est pas occupée.

Lorsque les voies de transmission sont commandées indépendamment des signaux vocaux sur toute leur largeur de bande, on doit prévoir des circuits de blocage pour empêcher l'action involontaire qu'un haut-parleur rayonnant exerce sur la commande par l'intermédiaire du microphone de la voie opposée et empêcher de cette manière le déclenchement d'une opération de commande en sens inverse. L'inconvénient de tels circuits de blocage consiste en ce que lorsqu'un abonné appelé veut répondre pendant que l'abonné correspondant parle encore, il ne peut plus influencer la commande bloquée et ne peut être entendu qu'avec une intensité sonore très réduite. Pour cette raison, on ne rendra pas trop grande l'augmentation d'amplification commandée, afin qu'un degré d'intelligibilité suffisant soit maintenu dans la deuxième voie. Des indications sont données sur les temps d'action des dispositifs de commande et de blocage de telles installations.

Dans les dispositions centrales d'amplification, la mise en œuvre alternative des deux voies de transmission peut être obtenue avec une dépense particulièrement minime au moyen d'un basculeur, de genre électronique par exemple. Une telle disposition peut être réalisée de façon à ce que lorsqu'on parle une voie est raccorder avec blocage complet ou même partiel de la voie opposée. Ceci écarte, après que les signaux vocaux ont cessé, jusqu'à ce que la tension vocale excitée par chaque haut-parleur d'abonné dans la voie opposée, qui est stable aussi. Une considération dans laquelle il est tenu compte non seulement des qualités de transmission des voies, mais aussi de la sensibilité de fonctionnement du basculeur et des suppressions d'écho ainsi que de la distance entre les transformateurs de son et du niveau de bruit des salles montre que, même dans le cas apparemment si peu critique du blocage complet de la voie opposée, des limites sont tracées à l'amplification admissible et à la distance entre les deux transformateurs de son. La tension vocale excitée par chaque haut-parleur d'abonné dans la voie opposée ne peut être, dans des salles silencieuses, qu'au maximum environ deux à deux fois et demie la tension originelle au premier microphone. Cette valeur est encore plus petite dans des salles avec un niveau de bruit un peu plus élevé, mais dans lesquelles la commande par la parole peut encore fonctionner de manière assurée. Les frontières ne sont entièrement levées que lorsque la commande à l'état de repos, dans le cas de microphones non commandés, retourne d'elle-même dans un troisième état stable, dans lequel les deux voies de transmission sont raccorderées en même temps, mais avec une amplification réduite.

Enfin l'exposé décrit la possibilité connue consistant à n'employer pour l'excitation de la commande qu'une étroite bande de fréquence du signal vocal et, d'autre part, à séparer par filtre cette bande de la tension fournie aux haut-parleurs. Dans ce cas, il n'est plus du tout nécessaire de bloquer la commande quand un abonné parle et la commande peut suivre immédiatement sans entrave les signaux vocaux des deux abonnés. Comme inconvénient, on constate ici que le bruit produit, par exemple du côté récepteur, peut influencer la commande et faire baisser le niveau du haut-parleur, de sorte que même avec cette solution on est obligé de tenir petite l'augmentation d'amplification commandée.

Enfin la figure 6 montre un petit central interphone pour six abonnés jouissant des mêmes droits. Les deux voies de l'amplificateur duplex sont ouvertes et fermées au moyen d'un basculeur électronique commun aux deux, et cela indépendamment des signaux vocaux. Ce central est conçu avant tout pour le service téléphonique avec appel direct par haut-parleur et réponse correspondante dans des salles silencieuses et comprend, en plus d'un appareil d'alimentation sur secteur, un montage à relais par lequel chaque abonné peut toucher chaque autre abonné.

Nouveaux équipements de lignes partagées pour l'Administration fédérale allemande des postes et télécommunications

par Chlod/Kohler

p. 178

L'exposé donne un aperçu des fonctions de deux équipements de lignes partagées: le commutateur (pour deux postes d'abonnés) et le concentrateur (pour plus de deux postes d'abonnés), qui ont été développés pour l'Administration fédérale des postes et télécommunications. Ces équipements permettent de raccorder au bureau téléphonique un plus grand nombre de postes d'abonnés avec seulement quelques lignes principales.

Les équipements de lignes partagées se composent, dans chaque cas, de deux équipements partiels, à savoir du commutateur ou du concentrateur, placé le plus possible à proximité du poste d'abonné à raccorder, et du groupe de relais disposé dans le bureau téléphonique local et se rapportant au commutateur ou au concentrateur. Les deux premiers équipements partiels (commutateur et concentrateur) n'ont pas de source de courant et sont équipés de relais à adhésion comme caractéristique particulière. Ces relais qui ont, par utilisation de la rémanence du fer pour relais normal, la propriété de rester dans la position «attiré» après coupure de l'excitation d'attraction, ont engendré une technique de genre tout à fait nouveau et procuré différentes améliorations par rapport aux installations de lignes partagées réalisées auparavant.

Au commutateur ou au concentrateur situé à proximité des postes d'abonnés sont raccorderées les lignes d'abonnés. Entre le commutateur ou le concentrateur et les groupes de relais correspondants situés dans le bureau téléphonique on a, lors d'emploi d'un commutateur, une ligne à deux fils et, lors d'emploi d'un concentrateur, trois lignes à deux fils. Le commutateur ne permet d'établir qu'une communication téléphonique en même temps et exclut un trafic réciproque entre les deux abonnés appartenant à la même ligne partagée. Le concentrateur, auquel jusqu'à 16 postes d'abonnés peuvent être raccorderés, permet l'établissement simultané de 3 communications et aussi un trafic téléphonique entre les abonnés appartenant à la même ligne partagée. Les numéros d'appel ont le même nombre de chiffres que ceux qui sont usuels dans le réseau local. On a intentionnellement renoncé à une postélection pour l'appel de l'abonné désiré. La sélection des abonnés s'effectue, en cas de commutateur, par utilisation des deux conducteurs de la ligne à deux fils et, en cas de concentrateur, par «postélection automatique» résultant du principe d'exploration appliqué. Le relais se rapportant au concentrateur cherche ici les sorties du sélecteur de ligne raccorderées, d'après le pas du sélecteur de ligne choisi, et donne, à chaque pas exécuté, une impulsion de commande au groupe de relais qui se trouve dans le concentrateur et se compose de relais à adhésion.

Les redresseurs montés dans le commutateur rendent la ligne partagée pour deux abonnés largement insensible contre une influence par le courant fort. En combinaison avec les condensateurs existant pour d'autres usages, les redresseurs empêchent, en outre, lors de l'établissement d'une communication, un dérangement mutuel des abonnés par fonctionnement de la sonnerie. Grâce à l'emploi de relais à adhésion, on évite des pertes de courant d'alimentation du microphone et peut avoir de plus grandes longueurs de ligne. En outre, les relais à adhésion permettent l'emploi d'indicateurs de taxes chez les abonnés parce que le commutateur est seulement déconnecté après la mise au repos des équipements du bureau téléphonique, donc après que l'opération de comptage est terminée.

Dans le service avec concentrateur, l'utilisation exclusive de relais comme éléments de contrôle réduit énormément le risque de dérangement et la dépense d'entretien du concentrateur. Les relais à adhésion employés ici aussi permettent de déconnecter les résistances et les enroulements de relais prévus pour des buts de commande dans et aux conducteurs téléphoniques. Il en résulte une réduction de la perte de courant d'alimentation. On peut munir d'indicateurs de taxes les postes d'abonnés. Les conditions pour la signalisation dans le service automatique national futur sont considérées dans la réalisation des relais pour le concentrateur qui sont disposés dans les bureaux téléphoniques. Des influences perturbatrices du concentrateur par des courts-circuits à la terre ou des pertes qui peuvent se présenter aux lignes conduisant du concentrateur aux postes d'abonnés sont fortement réduites par un montage de démarrage amélioré dans le concentrateur.

Des perturbations des lignes principales et des dérangements des opérations de commutation sont signalées de manière satisfaisante. Un dispositif d'alarme de conception nouvelle empêche un blocage de tout le concentrateur en remettant automatiquement en fonction après disparition de la perturbation les sections de jonction bloquées automatiquement en cas de dérangement. Cette caractéristique permet d'employer le concentrateur dans des bureaux téléphoniques sans personnel.

Au moyen des distributeurs à fiches dont sont équipés les groupes de relais des installations de lignes partagées dans les bureaux téléphoniques peuvent être exécutées dans le bureau local les commutations de service usuelles servant, entre autres, à suspendre les abonnés, renvoyer au service des abonnés absents ou au service de renseignements. Les postes d'abonnés raccorderés à ces installations de lignes partagées sont donc pratiquement considérés comme des postes d'abonnés normaux.

L'Administration fédérale allemande des postes et des télécommunications a déjà mis en service sur une vaste échelle les installations de lignes partagées décrites.

Colonnes sonores Telefunken

p. 190

Le principe sur lequel est basée la construction des «colonnes sonores» Telefunken a déjà été décrit en détail dans l'article de F. Berglold [1]. L'importance de ces installations de haut-parleurs a été expliquée par de nombreux exemples dans l'article de A. v. Bracket et H. Parschold [2]. L'exposé «Diffusion centrale» décrit l'installation montée à l'occasion des fêtes solennelles à Fatima, lieu de pèlerinage au Portugal. La figure 2 de cet exposé montre comment l'intensité sonore reste presque constante en fonction de la distance et augmente même en partie avec la distance. Ce résultat est dû à la forte concentration du son dans le plan vertical. Les figures 2 et 3 montrent d'autres possibilités d'application des colonnes sonores Telefunken, qui sont utilisées avantageusement aussi lorsqu'on n'applique pas le procédé de la diffusion centrale, mais répartit plusieurs haut-parleurs sur le terrain à sonoriser. D'autres exemples sont donnés dans la revue Telefunken aux endroits suivants [4].

Construction d'un réseau de faisceaux hertziens à ondes décimétriques pour la transmission des programmes de radiodiffusion en Autriche

p. 191

Des faisceaux hertziens n'ont été utilisés jusqu'à présent que dans peu de cas pour la transmission de musique de haute qualité et, dans ces cas, seulement sur de courtes distances entre le studio et l'émetteur et pour chaque fois un programme. Des faisceaux hertziens couvrant de grandes distances n'ont été construits jusqu'à présent que pour la transmission de signaux normaux de téléphonie et de télévision.

Les résultats acquis en pratique par Telefunken au cours de 15 ans de travail de recherches dans le domaine de la technique des faisceaux hertziens et de la modulation de phase d'impulsion (MPI) ont prouvé que le problème consistant à transmettre en même temps sur de grandes distances plusieurs programmes de radiodiffusion de haute qualité peut être maintenant résolu aussi par application du procédé utilisant la modulation de phase d'impulsion.

Cette question de transmission pose au faisceau hertzien des conditions beaucoup plus sévères que la téléphonie normale au point de vue de la largeur de bande, du rapport signal sur bruit, de l'exemption de distorsions et de l'exemption de diaphonie.

Le «Fernmeldetechnisches Zentralamt (FZA)» de l'Administration autrichienne des Postes et Télégraphes, Vienne, s'est décidée pour cette raison à utiliser ce procédé pour le réseau de faisceaux hertziens actuellement en construction, ce qui permettra en Autriche l'échange de programmes entre toutes les grandes villes et la modulation des émetteurs de radiodiffusion.

Le tracé du réseau fixé par le FZA de Vienne (fig. 1) a une longueur totale d'environ 850 km. Il commence à Dornbirn, siège du studio de radiodiffusion du Vorarlberg, et passe, avec insertion des stations relais nécessaires, par Innsbruck, Salzburg, Linz, Vienne et Graz, pour prendre fin à Klagenfurt. Tout le réseau comprend 25 stations hertziennes. Étant donné que la conduite du courant est difficile à certains endroits de la partie composée de hautes montagnes, on utilise aussi des stations relais passives avec antennes de déviation. Toutes les stations hertziennes (fig. 2) sont exploitées sans personnel et, pour cette raison, équipées d'appareils de réserve connectables automatiquement ainsi que d'une installation de surveillance à distance. Des détails au sujet de ce réseau de transmission et des équipements utilisés dans ce réseau seront donnés dans les numéros suivants de la revue Telefunken.

Une série moderne de tubes pour appareils radiotéléphoniques portatifs en exécution subminiature

p. 192

A cette série appartiennent les tubes: 1ADA, 5672, 5678, 6397. Leurs caractéristiques sont indiquées dans les tableaux publiés dans le texte allemand. Les amenées aux électrodes sont conduites comme fils vers l'extérieur. Il s'ensuit qu'il est possible aussi bien de souder directement les tubes dans le montage que de les introduire dans des douilles après avoir raccourci les fils. Ci-après les domaines d'application et les caractéristiques principales des tubes précités:

1AD. Cette pentode HF est utilisable universellement jusqu'à des fréquences de 200 Mc/s pour des étages HF, des étages mélangeurs et la production d'oscillations. Des valeurs caractéristiques sont: $U_a = U_{g2} = 45 \text{ V}$, $U_{g1} = 0$ et $I_a = 3 \text{ mA}$; $S = 2 \text{ mA/V}$, $R_{ai}(100 \text{ Mc/s}) \approx 5 \text{ kohms}$, $c_{g2} \approx 0,01 \text{ pF}$. Dans des étages de sortie HF à 200 Mc/s et $U_a = U_{g2} = 110 \text{ V}$ on obtient environ 80 mW de puissance.

5672. Pentode pour étages finals BF de petite puissance. $U_{a \text{ max}} = 90 \text{ V}$, $P_{a \text{ max}} = 0,3 \text{ W}$. $A U_a = U_{g2} = 67,5 \text{ V}$ et $I_a = 3,1 \text{ mA}$, $P_{a \text{ max}} \approx 65 \text{ mW}$ ($R_a = 20 \text{ kohms}$).

5678. Pentode avec petite capacité plaque-grille pour usages multiples, surtout pour amplification MF, préamplification BF et préamplification HF jusqu'à environ 100 Mc/s. En cas de $U_a = U_{g2} = 67 \text{ V}$ et $I_a = 1,8 \text{ mA}$: $S = 1,1 \text{ mA/V}$, $R_{ai}(100 \text{ Mc/s}) \approx 11 \text{ kohms}$, $c_{g2} \approx 0,01 \text{ pF}$. Dans l'étage limiteur avec résistance-série commune avant la plaque et la grille-écran, $(R_{a+g2}) \approx 70$ à 250 kohms.

6397. Pentode de puissance avec petite capacité plaque-grille pour étages de sortie HF et BF. $U_{a \text{ max}} = 180 \text{ V}$, $P_{a \text{ max}} = 1,5 \text{ W}$. En cas d'emploi dans des étages HF sont valables les indications données dans le tableau publié dans le texte allemand. Puissance modulée d'un étage final BF avec $U_a = 150 \text{ V}$, $U_{g2} = 125 \text{ V}$, $I_a = 10 \text{ mA}$, $U_{g1} = -6,3 \text{ V}$ et $R_a = 12 \text{ kohms}$ s'élève à 500 mW environ.