

50X1-HUM

Page Denied

Next 1 Page(s) In Document Denied

A. M. BAJRASZEWSKI

RADIOTECHNIKA
OKRĘTOWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACYJNE

SPIS TREŚCI

Przedmowa do wydania polskiego	7
Od autora	8
Wykaz ważniejszych oznaczeń	9
Rozdział I. Wynalezienie radia i zasady łączności radiowej	13
§ 1. Wynalezienie radia przez A. S. Popowa	13
§ 2. Wiadomości ogólne o prądzie zmiennym	19
§ 3. Zasady łączności radiowej	34
Rozdział II. Obwody rezonansowe	36
§ 1. Drgania własne obwodu	36
§ 2. Drgania wymuszone obwodu	40
§ 3. Obwody rezonansowe sprzężone	46
§ 4. Elementy obwodów rezonansowych	50
Rozdział III. Promieniowanie, rozchodzenie się i odbiór elektromagnetycznych fal radiowych	55
§ 1. Anteny	55
§ 2. Promieniowanie energii elektromagnetycznej	58
§ 3. Własności linii dwuprzewodowej	64
§ 4. Falowody i rezonatory wnękowe	67
§ 5. Rozchodzenie się fal radiowych	70
Rozdział IV. Lampy elektronowe	81
§ 1. Lampa dwuelektrodowa (dioda)	81
§ 2. Lampa trójelektrodowa (trioda)	88
§ 3. Lampa czteroelektrodowa (tetroda)	93
§ 4. Lampa pięcioelektrodowa (pentoda)	95
§ 5. Lampa o zmiennym nachyleniu	96
§ 6. Lampy wielosiatkowe i złożone	97
§ 7. Budowa lamp elektronowych	98
§ 8. Przyrządy gazowane	104
§ 9. Elektronowa lampa promieniowa	110
Rozdział V. Urządzenia radionadawcze	115
§ 1. Generator lampowy	116
§ 2. Układy zasilania generatorów lampowych	119

§ 3. Układy samowzbudnych generatorów lampowych	124
§ 4. Wzmocnienie prądów wielkiej częstotliwości	126
§ 5. Podstawowe wiadomości o drganiach pierwszego i drugiego rodzaju	128
§ 6. Generatory fal ultrakrótkich	131
§ 7. Sterowanie drganiami wielkiej częstotliwości	138
§ 8. Stabilizacja częstotliwości nadajnika radiowego	159
§ 9. Okrętowe nadajniki radiowe	162
Rozdział VI. Urządzenia radioodbiornicze	167
§ 1. Pole elektromagnetyczne sygnału radiowego	167
§ 2. Działanie pola elektromagnetycznego na przewodnik	170
§ 3. Odbiór sygnałów radiowych	172
§ 4. Lampowe odbiorniki radiowe	174
§ 5. Detekcja	178
§ 6. Wzmocnienie małej częstotliwości	185
§ 7. Odbiorniki superheterodynowe	188
§ 8. Odbiornik sygnałów modulowanych w częstotliwości	199
§ 9. Odbiorniki fal ultrakrótkich	202
§ 10. Zakłócenia odbioru radiowego	205
§ 11. Słuchawki i głośniki	208
§ 12. Autoalarm	212
Rozdział VII. Radionamierniki okrętowe	220
§ 1. Zasady ogólne	220
§ 2. Odbiór sygnałów radiowych za pomocą anteny pionowej	223
§ 3. Odbiór sygnałów radiowych za pomocą anteny ramowej	226
§ 4. Połączenie ramy z odbiornikiem	232
Rozdział VIII. Radionamiernik z ramą obrotową	236
§ 1. Wyznaczanie kierunku za pomocą ramy	236
§ 2. Efekt antenowy ramy	237
§ 3. Eliminowanie efektu antenowego	242
§ 4. Odbiór złożony sygnałów za pomocą ramy i anteny otwartej	247
§ 5. Obwody wejściowe radionamiernika z ramą obrotową	253
§ 6. Praktyczne metody wyznaczania strony w radionamiernikach z ramą obrotową	256
§ 7. Nieprawidłowości przy wyznaczaniu strony	261
§ 8. Radionamiernik o działaniu jednokierunkowym	262
Rozdział IX. Radionamiernik z ramami nieruchomymi	264
§ 1. Zasada działania	264
§ 2. Połączenie cewki szukającej z odbiornikiem	268
§ 3. Kompensacja efektu antenowego	269
§ 4. Wyznaczanie strony w radionamiernikach z ramami nieruchomymi	270
§ 5. Charakterystyczne błędy przy posługiwaniu się radionamiernikami z ramami nieruchomymi	272
Rozdział X. Radionamiernik z odczytem optycznym	276

Rozdział XI. Radiodewiacja	281
§ 1. Źródła promieniowania wtórnego	281
§ 2. Fazowe (czasowe) i przestrzenne przesunięcie pola wtórnego	282
§ 3. Wpływ źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej	285
§ 4. Wpływ źródeł promieniowania wtórnego typu anteny ramowej (pełni)	295
§ 5. Wpływ kadłuba statku	305
§ 6. Radiodewiacja stała	306
§ 7. Wpływ przechyłu i przegłębienia statku oraz falowania	308
§ 8. Łączny wpływ źródeł promieniowania wtórnego (radiodewiacja całkowita)	311
§ 9. Wpływ częstotliwości (długości fali) i zanurzenia statku na radiodewiację	314
Rozdział XII. Określanie i eliminowanie radiodewiacji	317
§ 1. Uwagi ogólne	317
§ 2. Określanie radiodewiacji metodą optyczną	318
§ 3. Określanie radiodewiacji metodą azymutalną	324
§ 4. Obliczanie współczynników radiodewiacji	327
§ 5. Eliminowanie radiodewiacji	329
§ 6. Określanie pozostałej radiodewiacji	338
§ 7. Sprawdzanie radiodewiacji	339
§ 8. Wymagania Morskiego Rejestru ZSRR dotyczące instalowania radionamierników	342
Rozdział XIII. Zastosowanie radionamierników w nawigacji morskiej	344
§ 1. Wiadomości ogólne	344
§ 2. Poprawka loksodromiczna	346
§ 3. Nanoszenie namiarów na mapę	350
§ 4. Określanie pozycji statku na morzu przy użyciu radionamiernika	354
Rozdział XIV. Inne błędy radionamiernika	361
§ 1. Zakłócenia	361
§ 2. Błędy brzegowe	363
§ 3. Błędy polaryzacji	364
§ 4. Eliminowanie błędów polaryzacji	365
Rozdział XV. Opis radionamierników okrętowych	369
§ 1. Radionamiernik AR-8709-A	369
§ 2. Radionamiernik SRP-1	374
Rozdział XVI. Radiolatarnie	382
§ 1. Radiolatarnie bezkierunkowe	382
§ 2. Radiolatarnie kierunkowe	386
Rozdział XVII. Urządzenia radiolokacyjne	394
§ 1. Wstęp	394
§ 2. Zasada działania urządzenia radiolokacyjnego	395
§ 3. Podstawowe parametry urządzenia radiolokacyjnego	397

§ 4. Urządzenia antenowe	401
§ 5. Określanie kierunku	403
§ 6. Przelącznik antenowy	405
§ 7. Indykatory	405
§ 8. Synchronizator	409
§ 9. Nadajnik	412
§ 10. Odbiornik	413
§ 11. Zastosowanie urządzeń radiolokacyjnych w nawigacji okrętowej	413
Rozdział XVIII. Systemy hiperboliczne, czyli systemy oparte na pomiarze różnicy odległości	415
Rozdział XIX. Echosondy	419
§ 1. Zasada działania echosondy	419
§ 2. Indykator	420
§ 3. Nadajnik i odbiornik. Wytwarzanie impulsów ultradźwiękowych	427
§ 4. Impulsator	434
§ 5. Wzmocniacz	439
§ 6. Zastosowanie echosondy	441
Rozdział XX. Podstawowe zasady łączności radiowej dla floty morskiej	443
§ 1. Warunki dopuszczenia radiostacji do eksploatacji i skład osobowy obsługi radiostacji	443
§ 2. Zakres częstotliwości roboczych. Regulamin kierowania korespondencji i wywołań. Kolejność pilności komunikatów i radiogramów	444
§ 3. Sygnały niebezpieczeństwa, alarmowe i ostrzegawcze	447
§ 4. Komunikaty specjalne	449
Załączniki	455

PRZEDMOWA DO WYDANIA POLSKIEGO

W literaturze naszej nie ma dotychczas podręcznika omawiającego w przystępny sposób zasady działania i konstrukcji morskich urządzeń radiotechnicznych.

Książka A. M. Bajraszewskiego uzupełnia — częściowo przynajmniej — ten brak i może być uważana za podręcznik, dający oficerom pokładowym i nawigatorom podstawowe wiadomości z tej dziedziny.

Ujęcie materiału jest opisowe, z niewielką podbudową matematyczną w przedstawieniu podstawowych zjawisk.

Książka ta może być również wykorzystana w szkoleniu radiooperatorów jako pierwszy podręcznik umożliwiający podstawowe, ogólne poznanie zasad radiotechniki.

Na tle całości książki wyróżniają się rozdziały VII — XV poświęcone radionamierzaniu i radiodewiacji. Rozdziały te napisane są szczególnie starannie i zawierają wiele interesujących informacji. Zwłaszcza zagadnienie radiodewiacji — bardzo ważne dla nawigatora — omówione jest wyczerpująco.

Ponieważ w rozdziałach omawiających urządzenia radiowe na statkach książka ma pewne braki, uzupełniono je w tłumaczeniu polskim.

Paragraf 7 rozdziału V został uzupełniony opracowanym przez St. Paczyńskiego opisem nowszych typów mikrofonów, a paragraf 11 rozdziału VI — opisem głośnika piezoelektrycznego tegoż autora.

Rozdział VI uzupełnił Z. Jagodziński opisem działania autoalarmu — urządzenia typowo morskiego, które w oryginale książki zostało całkowicie pominięte. W tym samym opracowaniu dodany został, jako osobny rozdział (XIX), opis działania echosond ultradźwiękowych.

Ze względu na to, że podane w oryginale rosyjskim symbole różnią się dość poważnie od przyjętych w piśmiennictwie polskim, redakcja wydania polskiego zmieniła je i podała przyjęte oznaczenia w dołączonym do książki specjalnym wykazie.

OD AUTORA

Niniejsze trzecie wydanie książki „Radiotechnika okrętowa“ zostało w stosunku do wydań poprzednich znacznie przerobione i uzupełnione w związku z rozszerzeniem i pogłębieniem programu kursu radiotechniki dla nawigatorów.

W książce omówiono ogólne podstawy radiotechniki, scharakteryzowano radiowe urządzenia okrętowe i omówiono przyrządy radionawigacyjne stosowane w nawigacji morskiej.

Opierając się na doświadczeniach pierwszego wydania autor uznał za konieczne włączyć, jako wstęp do radiotechniki, osobny paragraf obejmujący ogólne wiadomości o prądzie zmiennym.

W trzecim wydaniu zachowano w miarę możliwości przyjętą poprzednio przez autora metodę opisywania zjawisk fizycznych zachodzących w obwodach i przyrządach radiowych.

Na prośbę autora rozdział XIII książki przerobił inżynier A. F. Macjuto. Autor poczuwa się do obowiązku wyrażenia głębokiej wdzięczności doktorowi nauk technicznych, prof. J. J. Szczegolewowi, za wiele cennych rad i uwag wniesionych przez niego w czasie przygotowywania książki do druku.

Autor będzie zobowiązany czytelnikowi za wszelkie uwagi dotyczące obecnego wydania; prosi kierować je pod adresem: Leningrad, W. O., Kosaja Linia nr 15a — Leningradzka Wyższa Szkoła Morska.

A. M. Bajraszewski

Leningrad, 1952 r.

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

a	— anoda	f_{potr}	— częstotliwość pośrednia
a	— indeks określający efekt antenowy	f_{sygn}	— częstotliwość sygnału
A	— antena	F_p	— częstotliwość powtarzania impulsów
A	— współczynnik radiodewiacji stałej	F	— współczynnik radiodewiacji szóstkowej
B	— bateria	G	— współczynnik radiodewiacji szóstkowej
B	— współczynnik radiodewiacji półokrężnej dla podłużnych źródeł promieniowania	h	— głębokość
c	— prędkość rozchodzenia się fal	h_g	— wysokość geometryczna
C	— kondensator, pojemność kondensatora	h_{sk}	— wysokość skuteczna
C_k	— kondensator kompensujący	H	— natężenie pola magnetycznego
C_{roz}	— kondensator rozdzielający	H_f	— składowa fazowa natężenia pola promieniowania wtórnego
C	— współczynnik radiodewiacji półokrężnej dla poprzecznych źródeł promieniowania	H_{pl}	— składowa pozafazowa natężenia pola promieniowania wtórnego
D	— odległość	H	— współczynnik wydajności katody
D	— przechwyty	i	— wartość chwilowa natężenia prądu zmiennego
D	— współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej	I	— wartość skuteczna natężenia prądu zmiennego
e	— siła elektromotoryczna (SEM)	I_m	— amplituda natężenia prądu zmiennego
e_L	— SEM samoindukcji	I_{sr}	— wartość średnia natężenia prądu zmiennego
E	— natężenie pola elektrycznego	I_e	— prąd emisyjny
E	— współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej dla źródeł promieniowania znajdujących się pod kątem 45° do płaszczyzny symetrii statku	I_{nas}	— prąd nasycenia
E	— wschód	I_{sk}	— iskiernik
f	— częstotliwość	k	— katoda
f_d	— częstotliwość dudnień	k	— współczynnik sprzężenia
f_{het}	— częstotliwość heterodyny	k	— współczynnik wzmocnienia
		k_p	— współczynnik wzmocnienia mocy stopnia

k_w — wzmocnienie napięciowe stopnia
 K — klucz
 K — współczynnik radiodewiacji ósemkowej
 KK — kąt kompasowy
 KR — kurs rzeczywisty
 $\sphericalangle K$ — kąt kursowy (oznaczany również przez p)
 $\sphericalangle KN$ — radiowy kąt kursowy
 l — długość
 L — indukcyjność
 L_a — dławik anodowy
 L — współczynnik radiodewiacji ósemkowej
 $L-1, L-2$ itd. — oznaczenia lamp w obwodzie
 m — współczynnik głębokości modulacji
 M — indeks modulacji
 M — indukcyjność wzajemna
 n — liczba obrotów
 N — nadajnik
 N — północ
 N_{loks} — namiar loksodromiczny
 N_{ort} — namiar ortodromiczny
 NR — namiar rzeczywisty
 $N\mathcal{N}$ — namiar radiowy
 O — odbiornik
 p — wartość chwilowa mocy
 P — moc
 P_i — moc promieniowana w impulsie
 P_o — minimalna moc sygnału odbitego
 P_{poz} — moc pozorna
 P_{pr} — moc promieniowana
 P_s — moc średnia
 Prz — przelącznik
 q — ładunek elektryczny
 q — odczyt na pierścieniu azymutalnym radionamiernika
 Q — dobroć obwodu
 R — oporność czynna
 R_{faz} — opór fazujący
 R_k — opór katodowy
 R_i — oporność ładowania
 R_{obc} — oporność obciążenia
 R_{pr} — oporność promieniowania

R_r — oporność równoważna
 R_s — opór uplywowy
 R_{str} — oporność strat
 R_w — oporność wewnętrzna
 s — siatka
 S — nachylenie charakterystyki
 S — południe
 S — przekrój przewodnika
 S — zasolenie wody
 t — czas
 T — okres prądu
 T_p — okres powtarzania impulsów
 T — temperatura
 Tr — transformator
 u — wartość chwilowa napięcia zmiennego
 U — wartość skuteczna napięcia zmiennego
 U_m — amplituda napięcia zmiennego
 U_{sr} — wartość średnia napięcia zmiennego
 U_{fl} — napięcie fluktuacyjne
 U_{gas} — napięcie gaśnięcia
 U_{wej} — napięcie wejściowe
 U_{wyj} — napięcie wyjściowe
 U_z — napięcie zapłonu
 v — prędkość
 W — wypełnienie, współczynnik wykorzystania czasu
 W — zachód
 W_C — energia kondensatora
 W_L — energia cewki indukcyjnej
 X — oporność bierna
 X_C — oporność pojemnościowa
 X_L — oporność indukcyjna
 Z — oporność pozorna
 Z — żarzenie
 a — szerokość charakterystyki kierunkowej anteny
 $\delta N'$ — radiodewiacja (ogólnie)
 $\delta N'_1$ — radiodewiacja półokrężna
 $\delta N'_2$ — radiodewiacja ćwierćokrężna
 $\delta N'_3$ — radiodewiacja spowodowana przez kadłub statku
 $\delta N'_4$ — suma radiodewiacji stałej i ćwierćokrężnej

δN_o — radiodewiacja całkowita
 Δ — ośiód w określaniu kąta kursowego
 Δa — kąt rozróżniania
 ΔD — odległość rozróżniania
 ΔK — poprawka kompasu
 $\Delta \lambda$ — różnica długości geograficznych
 Δ_p — poprawka na paralaksę
 ε — poprawka loksodromiczna
 η_A — sprawność anteny
 θ — dekrement tłumienia
 Θ — kąt obrotu anteny
 Θ — kąt przechyłu
 λ — długość fali
 λ_{kryt} — krytyczna długość fali
 λ — długość geograficzna
 ρ — oporność właściwa

ρ — oporność falowa
 σ — przewodność gleby
 σ — skuteczna powierzchnia odbijająca obiektu
 τ — długość trwania impulsu
 φ — kąt milczenia
 φ — kąt przesunięcia fazy
 φ — odległość liczbowa
 φ — szerokość geograficzna
 φ_m — średnia szerokość geograficzna
 $\cos \varphi$ — współczynnik mocy
 Φ — strumień magnetyczny
 ψ — końcowy kąt fazowy
 ω — częstotliwość kątowna wielka
 Ω — częstotliwość kątowna akustyczna

10

Wykaz ważniejszych oznaczeń

k_u	— wzmacnienie napięciowe stopnia	R_r	— oporność równoważna
K	— klucz	R_s	— opór upływowy
K	— współczynnik radiodewiacji ósemkowej	R_{st}	— oporność strat
KK	— kąt kompasowy	R_w	— oporność wewnętrzna
KR	— kurs rzeczywisty	s	— siatka
$\sphericalangle K$	— kąt kursowy (oznaczany również przez p)	S	— nachylenie charakterystyki
$\sphericalangle KN$	— radiowy kąt kursowy	S	— południe
l	— długość	S	— przekrój przewodnika
L	— indukcyjność	S	— zasolenie wody
L_a	— dławik anodowy	t	— czas
L	— współczynnik radiodewiacji ósemkowej	T	— okres prądu
$L-1, L-2$	itd. — oznaczenia lamp w obwodzie	T_p	— okres powtarzania impulsów
m	— współczynnik głębokości modulacji	T	— temperatura
M	— indeks modulacji	Tr	— transformator
M	— indukcyjność wzajemna	u	— wartość chwilowa napięcia zmiennego
n	— liczba obrotów	U	— wartość skuteczna napięcia zmiennego
N	— nadajnik	U_m	— amplituda napięcia zmiennego
N	— północ	U_{sr}	— wartość średnia napięcia zmiennego
N_{loks}	— namiar łoksodromiczny	U_{fl}	— napięcie fluktuacyjne
N_{ort}	— namiar ortodromiczny	U_{ga}	— napięcie gaśnięcia
NR	— namiar rzeczywisty	U_{wej}	— napięcie wejściowe
N/N	— namiar radiowy	U_{wyj}	— napięcie wyjściowe
O	— odbiornik	U_z	— napięcie zapłonu
p	— wartość chwilowa mocy	v	— prędkość
P	— moc	W	— wypełnienie, współczynnik wykorzystania czasu
P_i	— moc promieniowana w impulsie	W	— zachód
P_o	— minimalna moc sygnału odbitego	W_C	— energia kondensatora
P_{poz}	— moc pozorna	W_L	— energia cewki indukcyjnej
P_{pr}	— moc promieniowana	X	— oporność bierna
P_s	— moc średnia	X_C	— oporność pojemnościowa
Prz	— przelącznik	X_L	— oporność indukcyjna
q	— ładunek elektryczny	Z	— oporność pozorna
q	— odczyt na pierścieniu azimuthalnym radionamiernika	Z	— żarzenie
Q	— dobroć obwodu	α	— szerokość charakterystyki kierunkowej anteny
R	— oporność czynna	δN	— radiodewiacja (ogólnie)
R_{faz}	— opór fazujący	δN_1	— radiodewiacja półokrężna
R_k	— opór katodowy	δN_2	— radiodewiacja ćwierćokrężna
R_t	— oporność ładowania	δN_3	— radiodewiacja spowodowana przez kadłub statku
R_{obc}	— oporność obciążenia	δN_4	— suma radiodewiacji stałej i ćwierćokrężnej
R_{pi}	— oporność promieniowania		

Wykaz ważniejszych oznaczeń

11

δN_o	— radiodewiacja całkowita	ρ	— oporność falowa
Δ	— ośiód w określaniu kąta kursowego	σ	— przewodność gleby
Δa	— kąt rozróżniania	σ	— skuteczna powierzchnia odbijająca obiektu
ΔD	— odległość rozróżniania	τ	— długość trwania impulsu
ΔK	— poprawka kompasu	φ	— kąt przesunięcia fazy
Δl	— różnica długości geograficznych	φ	— odległość liczbowa
Δp	— poprawka na paralaksę	φ	— szerokość geograficzna
ε	— poprawka łoksodromiczna	φ_m	— średnia szerokość geograficzna
η_A	— sprawność anteny	$\cos \varphi$	— współczynnik mocy
θ	— dekrement tłumienia	ψ	— strumień magnetyczny
Θ	— kąt obrotu anteny	ψ	— końcowy kąt fazowy
Θ	— kąt przechyłu	ω	— częstotliwość kątowa wielka
λ	— długość fali	Ω	— częstotliwość kątowa akustyczna
λ_{kryt}	— krytyczna długość fali		
λ	— długość geograficzna		
ρ	— oporność właściwa		

Rozdział I

WYNALEZIENIE RADIA I ZASADY ŁĄCZNOŚCI RADIOWEJ

§ 1. WYNALEZIENIE RADIA PRZEZ A. S. POPOWA

Wyczerpująco ocenić znaczenie radia dla floty morskiej jest bardzo trudno. Radio bowiem jest nie tylko niezastąpionym środkiem łączności między statkami i lądem, ale także odgrywa bardzo dużą rolę w nawigacji.

Kolebką radia stała się rosyjska flota morska, a jego wynalazcą — wielki rosyjski uczony, wykładowca minerskiej szkoły oficerskiej w Kronsztadzie, Aleksander Stepanowicz Popow.

A. S. Popow urodził się 4(16) marca 1859 r. w osadzie hutniczej turyńskich kopalni rudy miedzi na Uralu (obecna turyńska osada robotnicza w rejonie serowskim okręgu świerdłowskiego).

W 1883 r. ukończył on z bardzo dobrym wynikiem Uniwersytet Petersburski i rozpoczął wykłady elektrotechniki w Oficerskiej Szkole Minerskiej w Kronsztadzie. Pracując w szkole minerskiej, najlepszej podówczas elektrotechnicznej szkole w Rosji, Popow prowadził, równocześnie z pracą pedagogiczną i naukowo-popularyzatorską, prace badawcze w dziedzinie elektrotechniki, poświęcając szczególnie wiele uwagi i trudu dziedzinie drgań elektromagnetycznych.

Odrzucając twierdzenia współczesnych sobie zagranicznych autorytetów i opierając się na pracach elektrotechników rosyjskich: P. N. Jabłoczkowa, A. N. Łodygina, N. G. Sławianowa, W. N. Czikołewa, D. A. Łacznowa i innych, z których wielu spotkał jeszcze w latach studenckich, Popow już na długo przed dokonaniem swego ostatecznego odkrycia niejednokrotnie stwierdzał możliwość praktycznego wykorzystania fal elektromagnetycznych.

Podczas swego odczytu pt. „Najnowsze badania związku między zjawiskami świetlnymi i elektrycznymi”, wygłoszonego w Kronsztadzie na zebraniu poświęconym zagadnieniom morskim w marcu 1889 r., Popow oświadczył: „Organizm ludzki nie posiada jeszcze takiego zmysłu, który pozwalałby ujawniać fale elektromagnetyczne w eterze. Gdyby wynaleziono urządzenie zastępujące nam ten zmysł elektromagnetyczny, to urządzenie takie można by zastosować do przesyłania sygnałów na odległość”.

Wkrótce uporczywa praca wielkiego uczonego przyniosła wyniki. Dnia 25 kwietnia (7 maja) 1895 r. na posiedzeniu oddziału fizycznego Rosyjskiego Towarzystwa Fizyczno-chemicznego Popow zademonstrował wy-

naleziony przez siebie odbiornik radiowy przystosowany z początku do odbioru wyładowań w czasie burzy i dlatego nazwany sygnalizatorem burzowym.

Demonstrację urządzenia Popow zakończyli słowami: „Na zakończenie mogę wyrazić nadzieję, że po dalszych ulepszeniach urządzenie moje będzie można zastosować do przesyłania sygnałów na odległość za pomocą szybkich drgań elektromagnetycznych, jeśli tylko zostanie wynalezione źródło takich drgań rozporządzające wystarczającą energią”.

Przypuszczenia uczonego okazały się całkiem słuszne. Dnia 12 (24) marca 1896 r. Popow wraz ze swym najbliższym współpracownikiem P. N. Rybkinem na kolejnym posiedzeniu Rosyjskiego Towarzystwa Fizykochemicznego w gmachu Uniwersytetu Petersburskiego zademonstrował wykonaną przez siebie pierwszą na świecie radiostację nadawczo-odbiorczą, za pomocą której nadano i odebrano pierwszy radiogram. Od tej chwili Popow i Rybkin pracują wytrwale nad dalszym ulepszeniem radiostacji, uzyskują zwiększenie zasięgu jej działania i dostosowują radiostację do utrzymania łączności między statkami i lądem.

Już wiosną 1897 r. Popow przeprowadził na redzie kronsztadzkiej doświadczenia nad łącznością radiową między statkami oraz między statkiem i lądem uzyskując przy tym pomyślne wyniki. Przy użyciu pierwszych radiostacji okrętowych systemu Popowa udało się nie tylko praktycznie nawiązać łączność radiową na odległości do trzech mil morskich, ale także ustalić wpływ na zasięg łączności radiowej takich czynników, jak stan pogody, wyposażenie statku, metalowy taktelunek, wysokość zawieszania anteny itp. Dokonawszy tego Popow w roku 1898 znacznie ulepszył konstrukcję radiostacji okrętowych i osiągnął doskonałe wyniki organizując łączność radiową między kutrem „Rybka”, krążownikiem „Afryka” i transportowcem „Europa”. Podczas sztormu szalejącego w dniu 3 września 1898 r. jedynym środkiem łączności między statkami, działającym idealnie i pewnie, był radiotelegraf.

Zdając sprawozdanie z doświadczeń w tej dziedzinie Popow mówił: „W czasach obecnych zagadnienie łączności telegraficznej między statkami eskadry może być uważane za rozwiązane. Jednakże w najbliższej przyszłości pożądane byłoby zaopatrzenie kilku statków eskadry doświadczalnej w urządzenia telegraficzne oraz w ludzi zaznajomionych z techniką telegrafowania. Pozwoli to ustalić korzyści stosowania nowych urządzeń w życiu codziennym oraz w różnych okolicznościach pracy na morzu. Prawdopodobnie w niedalekiej przyszłości wszystkie wielkie statki oceaniczne będą zaopatrzone w urządzenia do telegrafowania bez drutu, dzięki czemu znacznie zmaleje niebezpieczeństwo zderzenia się ich w czasie mgły. Urządzenie takie zainstaluje się wtedy także i na latarniach morskich, niezależnie od wyposażenia ich w źródła światła”.

Popow nie tylko rozwiązał zagadnienie łączności radiowej między statkami, ale także przeprowadzając doświadczenia pierwszy wysunął myśl zastosowania radia do nawigacji okrętowej i następnie pomysł ten sprawdził doświadczalnie.

Odkrył on zjawisko odbijania się fal radiowych od kadłuba okrętu i wskazał na to, że „zastosowanie fal elektromagnetycznych na latarniach morskich może uczynić je widzialnymi we mgłę i w czasie pogody sztormowej”; stwierdził także, że „kierunek radiolatarni można w przybliżeniu

określić korzystając z własności masztów mogących zatrzymywać fale elektromagnetyczną, inaczej mówiąc, dawać jej cień”. W ten sposób Popow zapoczątkował nowe kierunki radiotechniki — radionawigację i radiolokację.

Pomimo ogromnego i praktycznego znaczenia wynalazku Popow nie zdobył należnego poparcia ze strony kół rządzących carskiej Rosji. Tymczasem wynalazek jego, podobnie jak to się działo z innymi wynalazkami rosyjskimi, podchwyciła natychmiast zagranica. Rozpoczęto tam nie tylko tworzyć towarzystwa akcyjne i firmy produkujące urządzenia radiowe, ale nawet próbowano przywłaszczyć sobie wynalazek wielkiego uczonego rosyjskiego.

W czerwcu 1896 r., to jest przeszło rok później od odkrycia Popowa, Włoch Marconi opatentował w Anglii wynalazek telegraficznej łączności bezprzewodowej i razem z przedsiębiorcami angielskimi zorganizował towarzystwo akcyjne. Marconi „zademonstrował” publicznie opatentowane urządzenie, ukryte przed uczestnikami pokazu w zapieczętowanych skrynkach. Kiedy jednak w 1897 r. opublikowano schematy urządzeń Marconiego, okazało się, że znajdujące się w tajemniczych skrynkach przyrządy były dokładną reprodukcją urządzenia Popowa, o którym wiadomość ogłosił on już 7 maja 1895 r. na posiedzeniu Rosyjskiego Towarzystwa Fizykochemicznego i które opublikował w trzech rosyjskich czasopiśmie: „Żurnal Russkiego Fizikochemicznego Obszczestwa” ze stycznia 1896 r., „Mietielorogiczeskij Wiestnik” z lutego 1896 r. i „Elektriczestwo”.

Usiłowanie przywłaszczenia sobie przez Marconiego wynalazku wielkiego uczonego rosyjskiego wywołało zrozumiałe zgorznienie i oburzenie ówczesnych postępowych uczonych. Admiral S. O. Makarow, interesujący się bardzo pracami Popowa, pisał: „Profesor Popow pierwszy wynalazł sposób telegrafowania bezprzewodowego. Marconi wystąpił po Popowie, ale w Anglii istniało towarzystwo z wielkim kapitałem, które nie szczędziło środków na badania i reklamę, gdy tymczasem Popow musiał ograniczyć się do skromnych środków, jakie z uprzejmości dała mu do dyspozycji szkoła minerska”.

Zagraniczne firmy radiowe i firma Marconiego próbowały skłonić Popowa do pracy za granicą. Zapraszano go do Anglii, Francji, Niemiec, ale Popow — wielki patriota — niezmiennie odmawiał przyjęcia tych propozycji. Uczony mówił: „Jestem Rosjaninem i moim obowiązkiem jest poświęcić całą moją wiedzę, całą moją pracę i wszystkie moje osiągnięcia tylko mojej Ojczyźnie. I jeżeli nie współczni, to z pewnością nasi potomni zrozumieją, jak bardzo oddany jestem naszej Ojczyźnie i jak bardzo jestem szczęśliwy, że nie za granicą, ale właśnie w Rosji wynaleziono nowy środek łączności”.

Rosja stała się nie tylko kolebką radia. W Rosji uruchomiono pierwszą na świecie praktyczną linię łączności radiowej. W 1889 r. Ministerstwo Spraw Morskich poleciło Popowowi zorganizowanie łączności radiowej między wyspą Hogland w Zatoce Fińskiej a odległym o 43 wiorsty portem Kotka. Było to podyktowane koniecznością zapewnienia łączności z ekspedycją ratunkową zatrudnioną na wyspie Hogland ściąganiem z raf pancernika „General-Admiral Apraksin”. Wkrótce pod kierownictwem Popo-

wa i Rybki radiostacje zostały zbudowane i w lutym 1900 r. rozpoczęły regularną pracę.

W dniu uruchomienia radiostacji w Kotce odebrano z Petersburga telegraficzne rozporządzenie nakazujące komendantowi lodołamacza „Jermak”, aby udzielił pomocy rybakom unoszonemu na krże w morze. Popow, znajdujący się wówczas w Kotce, przekazał ten telegram drogą radiową na wyspę Hogland, gdzie znajdował się lodołamacz „Jermak”. Wypełniając rozkaz lodołamacz wyszedł w morze i uratował rybaków. Tak więc powstanie pierwszej na świecie praktycznej linii łączności radiowej już na samym początku pozwoliło uratować istnienia ludzkie.

Opierając się na doświadczeniu operacji na wyspie Hogland Ministerstwo Spraw Morskich zarządziło w 1900 r. zainstalowanie urządzeń bezprzewodowego telegrafu na okrętach wojennych jako podstawowego środka łączności. W tym okresie również w Rostowie nad Donem rozpoczęto budowę dwóch radiostacji dla potrzeb marynarki handlowej.

Pomimo jednak usilnych zabiegów Popowa i innych przedstawicieli marynarki, a zwłaszcza admirała Makarowa, przemysł radiotechniczny w Rosji rozwijał się powoli. Rozwój jego hamowały biurokracizm i gnuśność urzędników carskich, płaszczących się przed techniką zagraniczną i nie wierzących w postęp techniki rodzimej. Przygotowując się do wojny z Japonią rząd carski zamówił za granicą wyposażenie radiowe dla okrętów wojennych. Popow niejednokrotnie ostrzegał wysokich urzędników z resortu morskiego przed niską jakością urządzeń dostarczanych przez firmy zagraniczne, ale uwagi jego nie odnosiły pożądanego skutku.

Toteż tylko dzięki energii i wytrwałości grupy rosyjskich specjalistów radiowych, współpracowników Popowa, powstała w 1910 r. w oparciu o Kronsztadzkie Zakłady Radiotechniczne, założone przez Popowa, fabryka radiowa (placówka radiotechniczna resortu morskiego). Wkrótce fabryka opracowała i wypuściła szereg typów radiostacji okrętowych, które wyparły z floty urządzenia zagraniczne.

Po śmierci Popowa w 1905 r. nad dalszym rozwojem radiotechniki pracowali wybitni uczeni rosyjscy — radiotechnicy M. W. Szulejkin, N. N. Cykliński, A. A. Pietrowski, W. P. Wołogdin i inni. Uczni ci zdołali zachować przodujące miejsce dla nauki rosyjskiej w dziedzinie radiotechniki i wnieśli poważny wkład do jej rozwoju.

M. W. Szulejkin pierwszy opracował metodę odbioru sygnałów radiostacji okrętowych stosujących drgania nie modulowane. Zagadnieniem tym przez długi czas i bez rezultatu zajmowali się radiotechnicy angielscy i francuscy. Opracowawszy metodę zastosowania generatorów wielkiej częstotliwości w radiotelefonii Szulejkin pierwszy zwrócił uwagę na obecność wstęg bocznych w widmie częstotliwości przy pracy z drganiami modulowanymi i podał równanie drgań modulowanych.

Szulejkin również jako pierwszy w nauce światowej podał teorię rozchodzenia się fal radiowych przy powierzchni ziemi i opracował podstawy współczesnej teorii załamania się fal radiowych w jonosferze.

W. P. Wołogdin zbudował maszynowy generator wielkiej częstotliwości i powielacz częstotliwości.

Powyższe przykłady mówią tylko o części wielkiego wkładu rosyjskich uczonych, jakim przyczynili się oni do rozwoju radiotechniki.

Decydujące postępy w rozwoju radiotechniki dokonały się po Wielkiej Socjalistycznej Rewolucji Październikowej. Organizatorzy Państwa Radzieckiego, W. I. Lenin i J. W. Stalin, już w pierwszym okresie rewolucji wiele uwagi poświęcili rozwojowi radiotechniki i radiofonii.

Dnia 19 lipca 1918 r. Lenin podpisał dekret o „centralizacji przemysłu radiotechnicznego”.

Dekret przewidywał:

- 1) wydzielenie z resortu wojennego większych radiostacji w Moskwie, Piotrogradzie, Twerze oraz w innych miastach i przekazanie ich Ludowemu Komisarjatu Poczty i Telegrafów;
- 2) zorganizowanie szerokiej sieci stacji radioodbiornych obsługiwanych głównie przez radiotelegrafistów spośród zdemobilizowanych marynarzy;
- 3) utworzenie rady radiotechnicznej, do której obowiązków należałoby w szczególności zaplanowanie organizacji i eksploatacji sieci radiostacji oraz zwierzchnia kontrola wykonania takiego planu;
- 4) upaństwowienie wszystkich fabryk radiowych; zapoczątkowało to radziecki przemysł radiotechniczny.

W grudniu 1918 r. Lenin podpisał dekret o budowie laboratorium radiowego w Niżnogrodzie. Laboratorium to odegrało wielką rolę w rozwoju radiotechniki radzieckiej i światowej. Tam to w celach naukowo-badawczych zgromadzono wybitnych radiotechników; między innymi pracował tam M. A. Boncz-Brujewicz. Dnia 19 maja 1922 r. Lenin zwrócił się z pismem do Stalina proponując uchwalenie dekretu rządowego o wyasygnowaniu sumy pozabudżetowej do 100 tysięcy rubli złotem „na prace laboratorium niżnogrodzkiego, w celu możliwie jak najszybszego wykończenia rozpoczętych w laboratorium prac nad rozpowszechnieniem w Związku Radzieckim głośników i odbiorników radiowych udostępniających szerokim masom przemówienia, wykłady i odczyty wygłaszane w Moskwie lub w innych ośrodkach”.

W 1922 r. kolektyw laboratorium zbudował w Moskwie pierwszą, o największej w świecie mocy stację radiofoniczną. Moc tej radiostacji sięgała 12 kW, podczas gdy nowojorska stacja nadawcza miała zaledwie 1,5 kW, a moc radiostacji paryskiej i berlińskiej nie przekraczała 5 kW. Z chwilą zbudowania tej stacji nadawczej Związek Radziecki zajął pierwsze miejsce w radiofonii światowej i zachował je po dzień dzisiejszy.

Pierwszy koncert radiowy radiostacji moskiewskiej został nadany 17 września 1922 r., podczas gdy początek radiofonii w Anglii datuje się od listopada 1922 r., we Francji od grudnia 1922 r., w Niemczech zaś dopiero od końca października 1923 r.

Pięćdziesiątka radzieckie przyczyniły się do ogromnego rozwoju radiotechniki w Związku Radzieckim. Zbudowano przodujący przemysł radiowy, zorganizowano szereg zakładów naukowo-badawczych, wyższych uczelni i technicznych szkół specjalnych. W krótkim czasie cały kraj pokryła gęsta sieć stacji radiofonicznych i radiotelegraficznych. W 1932 r. uruchomiono w Moskwie radiostację Kominternu o największej mocy na świecie.

Wybitni radzieccy specjaliści radiowi, A. L. Minc, P. P. Iwanow, N. I. Ogonow, W. G. Sieliwochin, M. I. Basalajew, Z. I. Model, I. H. Niewiażski

i inni, opracowali oryginalną konstrukcję radiostacji wielkiej mocy. Inżynierowie zagraniczni musieli uznać wyższość nowych radzieckich urządzeń i naśladowali je na przykład przy budowie radiostacji wielkiej mocy w mieście Cincinnati (USA) i w Anglii.

W latach Wielkiej Wojny Narodowej na osobiste zlecenie tow. Stalina zbudowano największą na świecie radiofoniczną stację wielkiej mocy, wykorzystując przy jej budowie najnowsze osiągnięcia radiotechniki radzieckiej.

Jednocześnie z budową radiostacji wielkiej mocy radzieccy specjaliści radiotechniki osiągnęli wielkie sukcesy także i w innych dziedzinach radiotechniki. Prace radzieckich naukowców-radiofizyków, L. I. Mandelsztama, N. D. Papaleksiego, A. A. Andronowa, N. N. Bogolubowa, N. M. Kryłowa i ich licznych uczniów, są chlubą nauki radzieckiej. Prace radzieckich uczonych. M. W. Szulejkina, W. A. Foka, B. A. Wwiedenskiego, M. A. Leonowicza, A. N. Szczukina, D. A. Rożańskiego i innych, wykazały poważne błędy uczonych zagranicznych i ugruntowały prawdziwą teorię naukową rozchodzenia się fal radiowych.

W Związku Radzieckim na podstawie rodzimego dorobku w zakresie radiotechniki rozwinęły się nowe dziedziny stosowania metod radiotechnicznych w technice i przemyśle. Przede wszystkim trzeba wymienić metodę hartowania metali za pomocą prądów wielkiej częstotliwości. Twórcą tej metody jest jeden z pionierów radiotechniki rosyjskiej — laureat nagrody Stalinowskiej, członek korespondent Akademii Nauk ZSRR, W. P. Wologdin, który jako pierwszy w kraju został odznaczony złotym orderem imienia Popowa.

Radiotechnika znalazła szerokie zastosowanie w medycynie, astronomii, meteorologii i innych dziedzinach nauki i techniki. Dzięki pracom uczonych radzieckich powstała nowa nauka — radioastronomia. Ugruntowują się przesłanki dla nowych, coraz donioślejszych i bardziej interesujących odkryć w nauce o wszechświecie.

Sławny radziecki żeglarz-astronom, N. N. Matusiewicz, pierwszy opracował i zastosował praktycznie w głównym obserwatorium astronomicznym w Pułkowie dokładną metodę określania długości za pomocą sygnałów radiowych.

Radio gra w budownictwie socjalistycznym doniosłą rolę. Na licznych szlakach morskich, powietrznych czy rzecznych, w dowolnych warunkach meteorologicznych i w dowolnej porze dnia i nocy radio zapewnia niezawodną łączność i bezpieczeństwo nawigacji okrętowej i lotniczej. Radio znajduje szerokie zastosowanie na wielkich budowach komunizmu, w transporcie kolejowym Związku Radzieckiego, w socjalistycznej gospodarce rolnej.

Radio radzieckie jest dziś ucieleśnieniem marzeń Lenina o kontakcie z milionowymi masami, o gazecie nie wymagającej papieru i niezależnej od odległości.

Wytyczne XIX Zjazdu Partii dla piątego pięcioletniego planu rozwoju ZSRR na lata 1951—1955 przewidywały dalszy rozwój środków łączności, w tej liczbie i łączności radiowej.

Nowy plan pięcioletni przewidywał znaczny wzrost mocy stacji radiofonicznych, rozwój prac nad opanowaniem radiofonii ultrakrótkofalowej i techniki ultrakrótkofalowych łącz radiowych oraz dalszy rozwój telewizji.

Wyposażenie statku we współczesny sprzęt łączności radiowej i najnowsze urządzenia elektro-radio-nawigacyjne, wygodne i niezawodne w eksploatacji, pomaga żegludze morskiej wykonać zadania XIX Zjazdu Partii, to jest podnosić jakość pracy żeglugi morskiej, skracać okres dostawy towarów do odbiorcy, usprawniać pracę portów, skracać przestoje statków.

§ 2. WIADOMOŚCI OGÓLNE O PRĄDZIE ZMIENNYM

Prądem zmiennym nazywa się prąd elektryczny, którego wielkość i kierunek ulegają zmianom w czasie*.

Prąd zmienny, ogólnie stosowany w technice, zmienia się okresowo, co oznacza, że przebiegi jego powtarzają się w równych odstępach czasu.

Czas, w ciągu którego prąd lub napięcie wykonują pełny cykl swoich zmian, nazywa się okresem. Okres wyraża się w sekundach lub w ułamkach sekundy i oznacza się literą T .

Ilość okresów w ciągu sekundy nazywa się częstotliwością prądu zmiennego i oznacza się literą f . Częstotliwość wyraża się w hercach (Hz) — jeden okres w ciągu sekundy, kilohercach (kHz) — tysiąc okresów w ciągu sekundy lub megahercach (MHz) — milion okresów w ciągu sekundy.

Zależność między okresem T i częstotliwością f jest następująca:

$$T = \frac{1}{f}; f = \frac{1}{T}$$

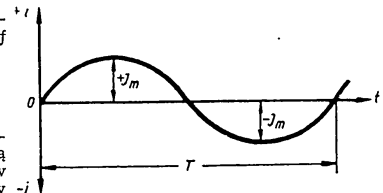
Najprostszą formą prądu zmiennego, znajdującą szerokie zastosowanie w technice, jest tak zwany prąd zmienny sinusoidalny, którego przebieg w czasie ma postać sinusoidy. Graficznie sinusoidalny prąd zmienny przedstawiony jest na rysunku 1.

Oprócz okresu zmian T i częstotliwości f prąd i napięcie zmienne charakteryzuje jeszcze ich wielkość. Rozróżnia się cztery wartości prądu i napięcia zmiennego: wartość chwilową, amplitudę, wartość skuteczną i wartość średnią.

Wartością chwilową nazywa się wartość prądu lub napięcia w danym momencie czasu. Amplitudą prądu lub napięcia nazywa się największą ich wartość w ciągu okresu zmian.

Wartością skuteczną prądu lub napięcia zmiennego nazywa się taką ich wartość, która na pewnej oporności wydzieli w czasie równym jednemu okresowi taką samą ilość ciepła jak odpowiedniej wielkości prąd stały lub napięcie stałe.

* Za autorem tłumacz używa dla określenia „natężenie prądu“ wyrazu „prąd“, co jest potocznie stosowane przez radiotechników (przyp. tłum.).



Rys. 1

Srednią nazywa się taką wartość prądu lub napięcia zmiennego, przy której przez przewodnik przepłyne taka sama ilość ładunku elektrycznego jak przy odpowiedniej wielkości prądu stałego lub napięcia stałego w czasie jednego półokresu $\left(\frac{T}{2}\right)$.

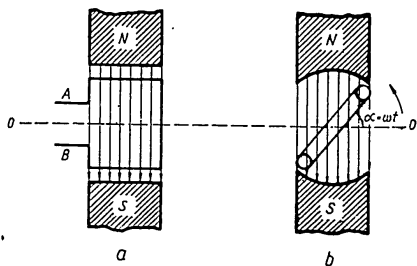
Amplituda, wartość skuteczna i wartość średnia prądu lub napięcia zmiennego (sinusoidalnego — *przyp. tłum.*) są powiązane następującymi zależnościami:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}; \quad U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; \quad I_{sr} = 0,636 I_m; \quad U_{sr} = 0,636 U_m$$

gdzie

- I_m — amplituda prądu zmiennego;
- I — wartość skuteczna prądu zmiennego;
- I_{sr} — wartość średnia prądu zmiennego;
- U_m — amplituda napięcia zmiennego;
- U — wartość skuteczna napięcia zmiennego;
- U_{sr} — wartość średnia napięcia zmiennego.

Najprostszym generatorem sinusoidalnego prądu zmiennego jest zamknięty przewodnik lub prostokątna ramka obracająca się ze stałą prędkością kątową ω w jednostajnym polu magnetycznym między dwoma biegunami magnetycznymi (rys. 2a i b).



Rys. 2

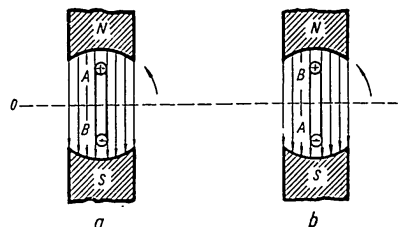
W czasie obracania się ramki boki jej A i B przecinają linie sił pola magnetycznego i w przewodniku indukuje się siła elektromotoryczna (w skrócie SEM)

$$e = Hlv \cdot 10^{-8},$$

gdzie

- e — siła elektromotoryczna, w woltach;
- H — natężenie pola magnetycznego między biegunami magnesu, w erstedach;
- l — skuteczna lub czynna długość boku ramki przecinającego linie sił, w centymetrach;
- v — prędkość przecinania linii sił pola magnetycznego przez boki ramki (inaczej, prędkość poruszania się boków ramki w kierunku prostopadłym do kierunku linii sił pola magnetycznego), w cm/sek.

W ostatnim równaniu wszystkie wielkości z wyjątkiem prędkości v są stałe, zaś prędkość v , jak widać z rysunku 2, jest wielkością zmienną, zmieniającą się w zależności od położenia ramki. W chwili, gdy boki A i B ramki znajdują się przy biegunach, prędkość przecinania przez ramkę linii sił pola magnetycznego jest największa: $v = v_0$. Gdy natomiast płaszczyzna ramki znajduje się na linii OO, to jest w tak zwanej strefie neutralnej, prędkość przecinania $v = 0$. Teraz bowiem przewodniki nie przecinają linii sił pola magnetycznego, lecz ślizgają się wzdłuż nich.



Rys. 3

Gdy płaszczyzna ramki znajdzie się w jakimś dowolnym położeniu, na przykład tworzy kąt $\alpha = \omega t$ w stosunku do strefy neutralnej, to prędkość przecinania wyrazi się równaniem:

$$v = v_0 \sin \alpha = v_0 \sin \omega t.$$

A więc SEM indukowana w ramce w dowolnej chwili czasu t równa się:

$$e = Hl \cdot 10^{-8} v_0 \sin \omega t = E_m \sin \omega t,$$

gdzie

- e — wartość chwilowa SEM w ramce, w woltach;
- E_m — wartość maksymalna (amplituda) SEM w ramce.

Wynika z tego, że SEM w ramce zmienia się proporcjonalnie do sinususa kąta obrotu ramki. Tak więc podczas obracania się ramki zmienia się nie tylko wielkość SEM, ale też jej kierunek, jak to widać na rysunku 3. Gdy bok A ramki przechodzi obok bieguna północnego, a bok B obok południowego, to kierunek SEM w ramce, określony według znanej reguły prawej ręki, będzie taki, jak pokazano na rysunku 3a. Po obrocie ramki o kąt $\alpha = 180^\circ$ przy biegunie północnym znajdzie się bok B, a przy południowym — bok A ramki. Teraz kierunek SEM w ramce okaże się przeciwny w stosunku do kierunku z poprzedniego wypadku (rys. 3b). Gdy ramka obróci się o dalsze 180° , to SEM w niej będzie miała ten sam kierunek co na początku.

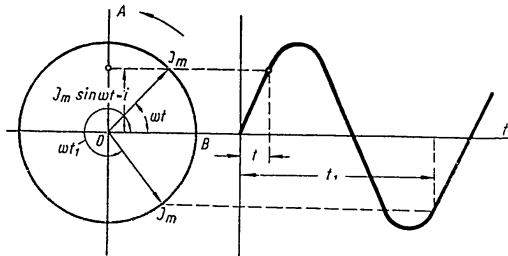
Tak więc w ciągu jednego pełnego obrotu ramki o 360° SEM wykona pełny cykl swej zmiany, to jest jeden obrót ramki odpowiada jednemu okresowi SEM, czyli T .

W danym wypadku prędkość kątowna nazywa się elektryczną prędkością kątowną lub częstościową kątowną:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f.$$

W badaniach zjawisk zachodzących w obwodach prądu zmiennego rozpowszechniła się bardzo metoda graficzna, polegająca na przedstawianiu prądów, napięć lub SEM w postaci wektorów.

Dla określenia prądu zmiennego, zmieniającego się według funkcji sinusa, konieczna jest znajomość częstości i amplitudy tego prądu. Jeżeli założymy, że wektor OI_m , równy co do wielkości amplitudzie prądu zmiennego, obraca się wokół punktu O z jednostajną prędkością kątowną (rys. 4), to rzut tego wektora na oś OA będzie równy wartości chwilowej prądu i .



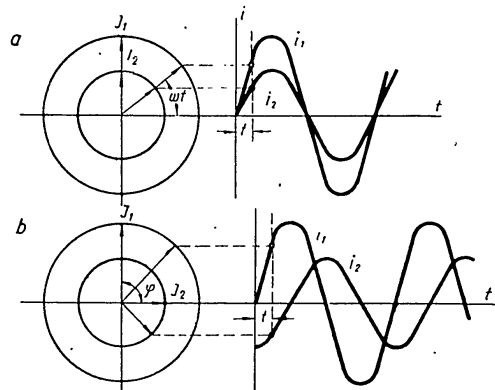
Rys. 4

Jeżeli na osi odciętych odłożymy czas t , a na osi rzędnych — wartość chwilową prądu i w różnych momentach czasu t , to otrzymamy wykres zmian prądu. Prosta OA nazywa się prostą rzutowania, zaś prostopadła do niej prosta OB , w stosunku do której mierzy się kąt $\alpha = \omega t$, nazywa się prostą czasu początkowego. Zwykle pierwszą prostą rysuje się pionowo, a drugą poziomo. Kierunek obrotu wektorów przyjęto umownie jako przeciwny do ruchu wskazówek zegara.

W ten sposób można przedstawić jakkolwiek inny prąd lub napięcie o tej samej częstości. W tym celu jednak trzeba wiedzieć, czy drugi prąd lub napięcie osiągają swoją wartość zerową i maksymalną w tym samym czasie jak prąd pierwszy, czy też przybierają te wartości z pewnym przesunięciem w czasie w stosunku do prądu pierwszego. Wiedząc to możemy posługiwać się tym wykresem, ale teraz wektor tego drugiego prądu lub napięcia trzeba narysować pod odpowiednim kątem w stosunku do wektora prądu pierwszego.

Na rysunku 5 przedstawiono dwa układy takich wykresów. Rysunek 5a odpowiada wypadkowi, gdy prądy I_1 i I_2 różnią się między sobą jedynie amplitudą, natomiast w tych samych momentach osiągają wartość zerową i maksymalną, to jest są zgodne z sobą w fazie.

Na rysunku 5b pokazano wypadek, gdy prądy I_1 i I_2 nie tylko różnią się między sobą wielkością swoich amplitud, ale także nie są zgodne w fazie, to jest przechodzą przez wartości zerowe i maksymalne w różnym czasie. Przesunięcie w czasie między danymi prądami lub napięciami określa się zwykle przez kąt przesunięcia fazowego φ , zawarty między wektorami I_1 i I_2 na rysunku 5b i w danym wypadku równy 90° . Wykresy podane na rysunku 5 po lewej stronie nazywają się wektorowymi, a po prawej — rozwiniętymi.



Rys. 5

Oczywiście wykresy wektorowe wykonane tylko dla określonego momentu czasu dają wartości prądów i napięć chwilowe, właściwe dla tego momentu. Wobec tego jednak, że korzystając z wykresów wektorowych można wykreślić każdą sinusoidę lub krzywą zmieniającą się według innego prawa, wykresy wektorowe charakteryzują prąd zmienny w dostatecznym stopniu.

Główną zaletą wykresów wektorowych jest to, że przy dodawaniu lub odejmowaniu prądów lub napięć, zamiast posługiwać się złożonymi równaniami trygonometrycznymi lub dodawać wykresy punkty po punkcie, można stosować proste, geometryczne dodawanie lub odejmowanie wektorów przedstawiających odpowiednio prądy lub napięcia.

Włączenie oporności czynnej do obwodu prądu zmiennego. Gdy przez oporność R przepływa prąd stały o natężeniu I (rys. 6), to moc wydzielająca się na tej oporności określona jest wzorem

$$P = I^2 R,$$

skąd

$$R = \frac{P}{I^2}$$

Wielkość oporności można także określić według znanego wzoru, służącego do obliczania oporności przewodnika:

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

gdzie

ρ — oporność właściwa, w $\frac{\Omega \text{mm}^2}{\text{m}}$;
 S — przekrój przewodnika, w cm^2 ;
 L — długość przewodnika, w m.

W rozpatrywanym przypadku z prądem stałym wielkości oporności R , obliczone według obu tych wzorów, będą jednakowe.

Natomiast gdy przez tę samą oporność przepływa prąd zmienny (rys. 7), to jej wielkość wzrośnie ($R_1 > R$). Zwiększenie oporności przy przepływie przez nią prądu zmiennego jest wywołane tym, że pod działaniem zmiennego pola magnetycznego istniejącego wokół przewodnika prąd na powierzchni przekroju przewodnika rozkłada się nierównomiernie. W miarę zbliżania się do powierzchni zewnętrznej przewodnika gęstość prądu rośnie. Im bliżej natomiast środka powierzchni przekroju przewodnika, tym gęstość prądu jest mniejsza.

Przy przepływie prądu zmiennego wykorzystuje się zatem nie całkowitą powierzchnię przekroju przewodnika, a tylko jej część, co jest równoznaczne ze zmniejszeniem powierzchni przekroju poprzecznego przewodnika.

Omówione zjawisko nazwano zjawiskiem naskórkowości. Oporność przewodnika dla prądu zmiennego nazywa się opornością czynną. Wielkość oporności czynnej jest tym większa, im większa jest częstotliwość prądu zmiennego. Jeśli na zaciski obwodu zawierającego oporność czynną R_1 podamy napięcie zmienne, zmieniające się według równania $u = U_m \sin \omega t$, to w obwodzie popłynie prąd, którego chwilowa wartość, wynikająca z prawa Ohma, wyrazi się następująco:

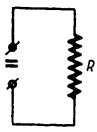
$$i = \frac{u}{R_1} = \frac{U_m}{R_1} \sin \omega t = I_m \sin \omega t$$

Jeśli przedstawimy przebieg zmian napięcia u oraz prądu i na wykresie rozwiniętym (rys. 8), to stwierdzimy, że w danym wypadku są one zgodne w fazie, to znaczy napięcie i prąd w obwodzie jednocześnie przechodzą przez swe wartości zerowe i maksymalne.

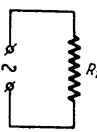
Moc traconą w danym obwodzie można określić osobno dla każdego momentu czasu, jako iloczyn chwilowej wartości prądu i oraz chwilowej wartości napięcia u :

$$p = iu$$

Odkładając na osi rzędnych wartości mocy dla każdego momentu czasu t otrzymamy krzywą zmian mocy, która na rysunku 8 przedsta-



Rys. 6



Rys. 7

wiona jest w postaci sinusoidy o podwójnej liczbie okresów, położonej ponad osią odciętych.

Jak wynika z rysunku 8, moc P w ciągu okresu T jest dodatnia. Energia elektryczna bowiem na oporności R_1 przechodzi w energię cieplną niezależnie od kierunku przepływu prądu w obwodzie.

Praktycznie moc w obwodzie określa się nie za pomocą wartości chwilowej, ale jako średnią moc w ciągu jednego okresu.

Wartość średnia mocy równa się pracy wykonanej przez prąd elektryczny w ciągu jednego okresu, podzielonej przez długość okresu.

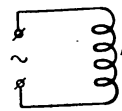
Z rysunku 8 wynika, że praca A w ciągu jednego okresu odpowiada zakreślowanej powierzchni, ograniczonej przez krzywą mocy w czasie T . Stąd moc średnia równa się:

$$P_{sr} = \frac{A}{T} = IU$$

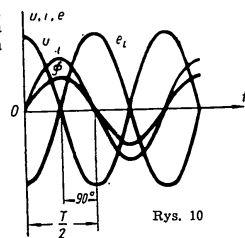
gdzie

I — wartość skuteczna prądu;
 U — wartość skuteczna napięcia na zaciskach obwodu.

Włączenie indukcyjności do obwodu prądu zmiennego. Rozpatrzmy teraz przebieg zmian prądu i napięcia w wypadku przyłączenia do obwodu prądu zmiennego cewki indukcyjnej (rys. 9). Początkowo dla ułatwienia przyjmujemy umownie, że cewka



Rys. 9



Rys. 10

indukcyjna nie wykazuje strat na nagrzewanie przewodu, to jest ma oporność czynną $R = 0$.

Gdy przez cewkę przepływa prąd zmienny, zmieniający się według równania $i = I_m \sin \omega t$, to w cewce powstaje zmienny strumień magne-

tyczny Φ , który będąc w fazie z prądem i (rys. 10) wyraża się także równaniem:

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t.$$

Linie sił pola magnetycznego przecinając zwoje cewki indukują w niej SEM samoindukcji równą:

$$e_L = -L \frac{di}{dt}.$$

Przyrost prądu Δi w cewce w bardzo małym odstępie czasu Δt równa się:

$$\frac{\Delta i}{\Delta t} = I_m \omega \cos \omega t.$$

Podstawiając ostatnie wyrażenie do wzoru na SEM samoindukcji w cewce otrzymujemy następujący wzór:

$$e_L = -I_m \omega L \cos \omega t.$$

Gdy $\omega t = 0$, to $\cos \omega t = 1$ i wówczas e_L osiąga wartość maksymalną równą co do wielkości:

$$e_L = -I_m \omega L = -E_{mL}.$$

W formie ostatecznej zatem wyrażenie na SEM samoindukcji przyjmie postać:

$$e_L = -E_{mL} \cos \omega t = E_{mL} \sin(\omega t - 90^\circ).$$

Gdy przedstawimy przebieg zmian e_L na wykresie (rys. 10), to stwierdzimy, że jest ona opóźniona w stosunku do przebiegu zmian prądu i o kąt $\omega t = 90^\circ$. Ponieważ SEM samoindukcji, zgodnie z prawem Lenza, przeciwdziała zmianom prądu w obwodzie z cewką, więc dla podtrzymania przepływu prądu trzeba dostarczać do końcówek cewki indukcyjnej napięcie zewnętrzne ze źródła u , które w każdym momencie powinno być równe co do wielkości i przeciwnie co do kierunku (znaku) SEM e_L :

$$u = -e_L.$$

Podstawiając zamiast e_L jej wartość chwilową otrzymujemy:

$$u = -E_{mL} \sin(\omega t - 90^\circ) = E_{mL} \sin(\omega t + 90^\circ).$$

Jeżeli przebieg tego napięcia przedstawimy w postaci krzywej jak na rysunku 10, spostrzeżemy, że napięcie u na zaciskach obwodu zawierającego indukcyjność jest przyspieszone o kąt $\omega t = 90^\circ$ w stosunku do przebiegu prądu i płynącego przez cewkę.

Napięcie u osiągnie swą wartość maksymalną U_m wtedy, gdy $\sin(\omega t + 90^\circ) = 1$.

Wówczas z równości:

$$U_m = E_{mL} = I_m \omega L$$

otrzymujemy:

$$U_m = I_m \omega L,$$

wobec czego amplituda prądu w obwodzie zawierającym indukcyjność wyniesie:

$$I_m = \frac{U_m}{\omega L} = \frac{U_m}{2\pi f L}.$$

Ażeby otrzymać wartość prądu I_m w amperach, trzeba wyrazić napięcie U_m w tym wzorze w voltach, a ωL — w omach.

Ponieważ iloczyn ωL ma wymiar oporności, przedstawia on oporność indukcyjną cewki, zwaną opornością bierną i oznaczaną przez:

$$X_L = \omega L = 2\pi f L.$$

Ażeby otrzymać X_L w omach, trzeba wyrazić częstotliwość f w hercach, a indukcyjność L — w henrach.

Moc w obwodzie zawierającym indukcyjność można obliczyć mnożąc chwilową wartość prądu i przez chwilową wartość napięcia u . Przebieg zmian mocy jest pokazany na rysunku 11.

Jak widać z tego rysunku, chwilowa wartość mocy p zmienia swój kierunek cztery razy w ciągu jednego okresu. W pierwszej i trzeciej ćwiartce okresu moc p jest dodatnia, zaś w drugiej i czwartej ćwiartce — ujemna. Moc średnia w ciągu okresu równa się zeru, w obwodzie bowiem nie ma żadnych strat energii.

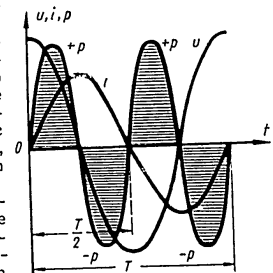
Właścność cewek indukcyjnych polegającą na tym, że stanowią one oporność dla prądu zmiennego nie powodując przy tym znacznych strat mocy, wykorzystuje się szeroko w różnych urządzeniach radiowych, gdzie stosuje się cewki jako środki zagradzające drogę prądowi zmiennemu, aby nie mógł on dopływać do pewnych obwodów w urządzeniu.

Praktycznie cewka indukcyjna ma nie tylko indukcyjność L , ale również oporność czynną R .

Cewkę indukcyjną włączoną w obwód prądu zmiennego można zatem przedstawić w postaci obwodu składającego się z dwóch połączonych szeregowo oporności ωL i R (rys. 12). Dla rozpatrzenia przebiegów zachodzących w takim obwodzie posłużymy się wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 13a. Jako wektor odniesienia na tym wykresie wybieramy wektor prądu I_m , którego wartość w dowolnym punkcie obwodu szeregowego jest zawsze ta sama. Podczas przepływu prądu w obwodzie na oporności R powstaje spadek napięcia równy:

$$U_{mR} = I_m R.$$

Napięcie to jest zgodne w fazie z prądem. Dlatego też wektor U_{mR} odkładamy zgodnie z kierunkiem wektora prądu I_m . Prąd I_m przepływa-

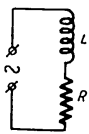


Rys. 11

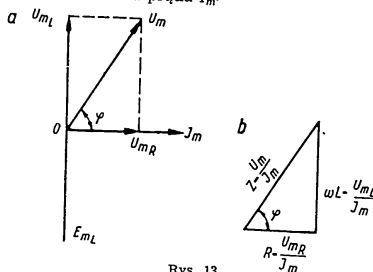
jąc przez oporność indukcyjną wywoła na cewce SEM samoindukcji, o amplitudzie równej:

$$E_{mL} = -I_m \omega L.$$

SEM samoindukcji opóźnia się w stosunku do prądu o kąt 90° , czyli wektor SEM E_{mL} odkładamy w dół pod kątem 90° w stosunku do wektora prądu I_m . Spadek napięcia na oporności indukcyjnej obwodu $U_{mL} = I_m \omega L$ jest przyspieszony w stosunku do prądu o 90° . Dlatego też wektor napięcia U_{mL} równy co do wielkości SEM E_{mL} odkładamy w górę pod kątem 90° w stosunku do wektora prądu I_m .



Rys. 12



Rys. 13

Wypadkowe napięcie działające na zaciskach całego obwodu ma postać wektora U_m , będącego sumą geometryczną wektorów U_{mR} i U_{mL} . Kąt φ między wektorami I_m oraz U_m jest kątem przesunięcia fazy między prądem i napięciem w obwodzie.

Trójkąt prostokątny OU_mU_{mR} otrzymany na wykresie wektorowym nazywa się trójkątem napięć.

Jeśli wszystkie trzy boki tego trójkąta podzielimy przez prąd I_m w obwodzie, to otrzymamy trójkąt oporności pokazany oddzielnie na rysunku 13b.

Korzystając z trójkąta oporności łatwo można znaleźć całkowitą oporność obwodu składającą się z oporności czynnej i oporności indukcyjnej:

$$Z^2 = R^2 + (\omega L)^2; \quad Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

oraz kąt przesunięcia fazy, który można wyznaczyć z równań

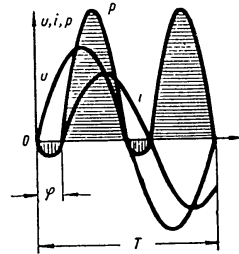
$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} \quad \text{lub} \quad \operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L}{R}$$

Moc w rozpatrywanym wypadku wyznaczamy mnożąc przez siebie chwilowe wartości prądu i napięcia w obwodzie. W tym celu posłużymy się wykresem rozwiniętym przedstawionym na rysunku 14. Na wykresie tym krzywe pokazują przebieg zmian prądu i napięcia w wypadku, gdy kąt przesunięcia fazy $\varphi < 90^\circ$.

Po przemnożeniu otrzymujemy krzywą przebiegu mocy p w obwodzie, która w odróżnieniu od krzywej pokazanej na rysunku 11 nie jest symetryczna w stosunku do osi odciętych, przy czym większa część krzywej znajduje się w dodatniej części wykresu.

Tak więc w tym wypadku średnia moc w ciągu okresu nie równa się zero, lecz ma pewną ściśle określoną wartość. Fizycznie oznacza to, że część mocy dostarczonej do obwodu zużywa się na grzanie oporności R obwodu i nie powraca do źródła zasilania.

Jak łatwo zauważyć na podstawie rysunku 14, wielkość średniej mocy pobieranej przez obwód jest wprost proporcjonalna do $\cos \varphi$. Im mniejsze jest przesunięcie fazy między prądem i napięciem w obwodzie (duża oporność czynna R), tym większa jest moc pobierana i odwrotnie.



Rys. 14

Moc ta wyraża się wzorem:

$$P_{fr} = IU \cos \varphi,$$

gdzie

- P_{fr} — moc średnia, w watach;
- I — wartość skuteczna prądu, w amperach;
- U — wartość skuteczna napięcia, w woltach;
- φ — kąt przesunięcia fazy między prądem i napięciem, w stopniach.

Wyrażenie $\cos \varphi$ nazywa się współczynnikiem mocy.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że moc wytwarzaną przez źródło prądu zmiennego (generator) podaje się nie jako moc średnią, która zależy nie tylko od prądu i napięcia źródła, ale i od charakteru jego obciążenia, lecz jako tak zwaną moc pozorną P_{poz} ; wyraża się ją nie w watach, ale w woltamperach lub odpowiednio w kilowoltamperach. Moc pozorną określa się według wzoru:

$$P_{poz} = IU,$$

gdzie

- I — wartość skuteczna prądu z generatora;
- U — wartość skuteczna napięcia wytwarzanego przez generator.

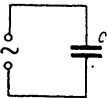
Znając moc średnią i pozorną z łatwością można obliczyć kąt przesunięcia fazy między prądem i napięciem na obciążeniu, posługując się wzorem:

$$\cos \varphi = \frac{P_{fr}}{P_{poz}}$$

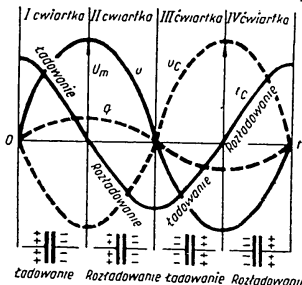
Przyłączenie pojemności do obwodu prądu zmiennego. Gdy do obwodu prądu zmiennego przyłączymy kondensator C (rys. 15), to pod wpływem zmiennego napięcia dostarczonego do kondensatora ten ostatni będzie się okresowo ładował i rozładowywał.

Zmiana wielkości ładunku na okładzinach kondensatora związana jest z przemieszczaniem się ładunków w przewodach obwodu łączących okładziny kondensatora ze źródłem napięcia zmiennego. To przemieszczanie się ładunków wywołuje w obwodzie z kondensatorem powstanie prądu nazywanego prądem przesunięcia.

W celu rozpatrzenia przebiegów zachodzących w obwodzie z kondensatorem posłużymy się wykresem rozwiniętym, przedstawionym na rysunku 16.



Rys. 15



Rys. 16

Sinusoida u na tym wykresie obrazuje przebieg napięcia na zaciskach obwodu, które odpowiada równaniu:

$$u = U_m \sin \omega t.$$

W pierwszej chwili, gdy napięcie wzrasta, kondensator jest jeszcze nie naładowany i prąd w obwodzie ma wartość maksymalną. W miarę jak wzrasta napięcie u , proporcjonalnie rośnie również ładunek q i napięcie u_c na okładzinach kondensatora, mające znak przeciwny niż napięcie u ; prąd ładujący i_c w obwodzie przy tym maleje.

W chwili gdy napięcie na zaciskach obwodu osiąga wartość maksymalną U_m , kondensator ładuje się całkowicie, a napięcie na jego okładzinach osiąga wartość maksymalną U_{nc} , która przy braku oporności czynnej w obwodzie równa się:

$$U_{nc} = U_m;$$

prąd ładujący w obwodzie maleje przy tym do zera.

Następnie, w drugiej ćwiartce okresu, gdy napięcie zaczyna maleć, kondensator rozładowuje się, dzięki czemu zaczyna płynąć prąd i_c skierowany przeciwnie. Jednocześnie ze zmniejszeniem się ładunku kondensatora q zaczyna maleć napięcie na jego okładzinach. W chwili gdy napięcie w obwodzie spada do zera, prąd rozładowujący osiąga wartość maksymalną i kondensator rozładowuje się całkowicie.

W trzeciej ćwiartce okresu, gdy napięcie w obwodzie zaczyna wzrastać, ale z przeciwną biegunowością, kondensator ponownie zaczyna się ładować, lecz znak ładunku jest teraz przeciwny. W chwili gdy napięcie u osiąga wartość maksymalną, prąd ładujący i_c maleje do zera, zaś napięcie na kondensatorze u_c jest maksymalne itd.

A zatem w obwodzie z kondensatorem C przy braku oporności czynnej prąd i i napięcie są przesunięte w fazie o kąt 90° , przy czym, jak pokazuje rysunek 16, prąd i_c wyprzedza napięcie u o kąt 90° .

Wielkość prądu w obwodzie można znaleźć następująco. Ładunek kondensatora w każdej dowolnej chwili czasu t równy jest iloczynowi pojemności kondensatora C i wartości chwilowej napięcia u :

$$q = Ct = CU_m \sin \omega t.$$

W małym odstępie czasu Δt ładunek kondensatora zmieni się o wielkość Δq . Chwilowa wartość prądu w obwodzie wyrazi się zatem wzorem:

$$i_c = \frac{\Delta q}{\Delta t} = C\omega U_m \cos \omega t$$

albo

$$i_c = C\omega U_m \sin(\omega t + 90^\circ).$$

Oznaczając $C\omega U_m$ przez I_m otrzymujemy:

$$i_c = I_m \sin(\omega t + 90^\circ).$$

Porównując ostatnie wyrażenie z wyrażeniem dla napięcia $u = U_m \sin \omega t$ przekonujemy się raz jeszcze, że prąd i_c w obwodzie z kondensatorem wyprzedza napięcie u o kąt 90° .

Prąd i_c osiąga swoją wartość maksymalną, gdy

$$\sin(\omega t + 90^\circ) = 1;$$

wówczas

$$I_m = U_m \omega C,$$

czyli

$$I_m = \frac{U_m}{\frac{1}{\omega C}}.$$

Wyrażenie $\frac{1}{\omega C}$, znajdujące się w mianowniku, określa oporność, jaką kondensator C przedstawia dla prądu zmiennego płynącego w obwodzie. Nazywa się ją opornością pojemnościową i oznacza przez X_C .

A zatem

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}.$$

Ażeby oporność X_C otrzymać w omach, należy w tym wzorze pojemność C wyrazić w faradach, a częstotliwość f — w hercach.

Moc średnia będzie tu równa zero podobnie jak w wypadku włączenia do obwodu prądu zmiennego samej indukcyjności.

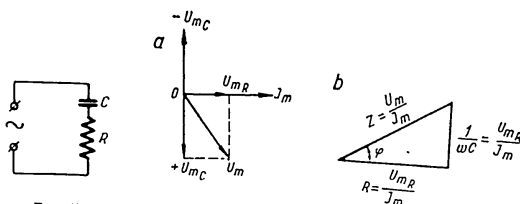
Wynika to z wzoru na moc:

$$P_H = IU \cos \varphi,$$

który można zastosować dla obwodu prądu zmiennego z dowolnym charakterem obciążenia.

Zdolność kondensatora do zatrzymywania prądu stałego, a przepuszczenia prądu zmiennego wykorzystuje się szeroko w różnych układach radiotechnicznych dla oddzielania prądu stałego od zmiennego.

Praktycznie obwód prądu zmiennego z kondensatorem zawiera nie tylko samą oporność pojemnościową, lecz istnieje w nim także oporność czynna spowodowana stratami w przewodach doprowadzających i okładzinach kondensatora oraz stratami w dielektryku. Dlatego też obwód z kondensatorem można zastąpić przez obwód równoważny, w którym włączone są szeregowo dwie oporności: pojemnościowa $\frac{1}{\omega C}$ i czynna R (rys. 17). Wykres wektorowy ilustrujący przebiegi w takim obwodzie przyjmie postać przedstawioną na rysunku 18a.



Rys. 17

Rys. 18

Podobnie jak na rysunku 13a, także i tu wektorem odniesienia jest wektor prądu I_m . Spadek napięcia na oporności czynnej obwodu U_{mR} jest zgodny w fazie z prądem. Spadek napięcia na oporności pojemnościowej obwodu U_{mC} jest opóźniony w stosunku do prądu o kąt 90° . Wypadkowe napięcie U_m na zaciskach całego obwodu równa się sumie geometrycznej napięć na oporności czynnej i oporności pojemnościowej obwodu.

Trójkąt $OU_m U_{mR}$ otrzymany na rysunku 18a jest trójkątem napięć. Dzieląc wszystkie trzy jego boki przez wartość prądu I_m otrzymujemy trójkąt oporności (rys. 18b), z którego wynika, że całkowita oporność obwodu zawierającego kondensator i oporność czynną równa się:

$$Z^2 = R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2;$$

stąd

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Kąt przesunięcia fazy między prądem i napięciem w obwodzie określa się w następujący sposób:

$$\cos \varphi = -\frac{R}{Z}$$

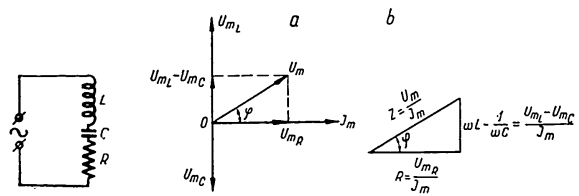
lub

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{\frac{1}{\omega C}}{R} = -\frac{1}{\omega CR}.$$

Znak minus (—) po prawej stronie tych wzorów wskazuje na przeciwny charakter przesunięcia fazy w porównaniu do wypadku włączenia do obwodu prądu zmiennego cewki indukcyjnej. W celu określenia mocy średniej dla danego obwodu nie trzeba powtarzać konstruowania krzywej mocy chwilowej, lecz wystarczy skorzystać ze znanego już wzoru:

$$P_s = IU \cos \varphi.$$

Szeregowe połączenie cewki indukcyjnej i kondensatora. Gdy połączymy szeregowo cewkę indukcyjną i kondensator (rys. 19), to powstały w ten sposób obwód będzie zawierał oporność indukcyjną ωL , oporność pojemnościową $\frac{1}{\omega C}$ oraz oporność czynną R , równoważną oporności strat w cewce, kondensatorze i doprowadzających przewodach obwodu.



Rys. 19

Rys. 20

W celu rozpatrzenia przebiegów w obwodzie posłużymy się wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 20a. Na wykresie tym wektor I_m jest wektorem prądu, którego wielkość w każdym dowolnym punkcie tego obwodu szeregowego jest stała. Wektor spadku napięcia na oporności czynnej obwodu U_{mR} ma kierunek zgodny z wektorem prądu I_m .

Spadek napięcia na kondensatorze U_{mC} opóźnia się w fazie o kąt 90° w stosunku do prądu. Toteż wektor U_{mC} odkładamy w dół pod kątem 90° w stosunku do wektora prądu I_m . Spadek napięcia na indukcyjności wypredza w fazie prąd o 90° . Dlatego też wektor U_{mL} odkładamy w górę pod kątem 90° w stosunku do wektora prądu.

Po geometrycznym dodaniu tych trzech napięć otrzymujemy napięcie działające na zaciskach całego obwodu U_m oraz kąt przesunięcia fazy φ między prądem w obwodzie I_m i napięciem U_m .

Na podstawie otrzymanego wykresu wektorowego wyprowadzimy podstawowe zależności ilościowe dla rozpatrywanego obwodu. W tym celu skorzystamy z trójkąta napięć OU_mU_{mR} . Po podzieleniu wszystkich trzech boków tego trójkąta przez prąd I_m otrzymujemy trójkąt oporności (rys. 20b), skąd znajdujemy całkowitą oporność obwodu:

$$Z^2 = R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2,$$

lub

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}$$

oraz kąt przesunięcia fazy:

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z}$$

lub

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Moc w rozpatrywanym obwodzie, podobnie jak i w wypadkach poprzednich, równa się iloczynowi wartości skutecznych prądu i napięcia oraz współczynnika mocy ($\cos \varphi$):

$$P_s = IU \cos \varphi.$$

§ 3. ZASADY ŁĄCZNOŚCI RADIOWEJ

Pod mianem łączności radiowej należy rozumieć proces bezprzewodowego nadawania i odbierania sygnałów elektrycznych. Podstawą tego procesu jest zdolność przewodnika do promieniowania energii elektromagnetycznej w czasie, gdy przez ten przewodnik przepływa prąd zmienny. Ilość energii promieniowanej w jednostce czasu, inaczej mówiąc moc promieniowana, jest proporcjonalna do drugiej potęgi częstotliwości prądu. Dlatego też w radiotechnice do przekazywania sygnałów wykorzystuje się wyłącznie drgania wielkiej częstotliwości.

Fale radiowe umożliwiają nadawanie i odbieranie na znacznych odległościach sygnałów telegraficznych, telefonicznych i specjalnych.

Nadawanie i odbiór tych sygnałów odbywa się za pomocą urządzenia nadawczego i urządzenia odbiorczego, które przedstawione są na schemacie blokowym na rysunku 21.

Urządzenie nadawcze składa się z nadajnika i anteny.

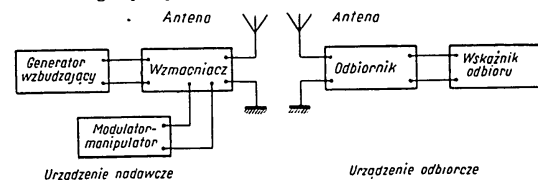
W skład nadajnika wchodzi:

1) generator wzbudzający, przekształcający energię prądu stałego na prądy wielkiej częstotliwości;

2) wzmacniacz, wzmacniający moc drgań generatora wielkiej częstotliwości i przekazujący je do przewodnika promieniującego, zwanego anteną;

3) modulator lub manipulator, sterujący drganiami wielkiej częstotliwości, to jest zmieniający ich amplitudę lub częstotliwość odpowiednio do nadawanego sygnału.

Antena przekształca energię prądu wielkiej częstotliwości w energię pola elektromagnetycznego, promieniowaną w przestrzeń w postaci fal elektromagnetycznych.



Rys. 21.

Urządzenie odbiorcze składa się z anteny odbiorczej, odbiornika i wskaźnika odbioru. Fale elektromagnetyczne działając na antenę odbiorczą powodują powstanie w niej SEM wielkiej częstotliwości, którą podaje się na wejście odbiornika. Odbiornik radiowy zawiera układy filtrów przeciwzakłóceńowych, wzmacniacze sygnałów odbieranych oraz układy przekształcające sygnały odbierane tak, że przy wyjściu z odbiornika są one wystarczające do uruchomienia wskaźnika odbioru.

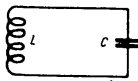
Przy odbiorze słuchowym wskaźnikiem odbioru jest słuchawka lub głośnik. Przy odbiorze wzrokowym — elektronowa lampa promieniowa lub elektryczny przyrząd wskazówkowy.

Rozdział II OBWODY REZONANSOWE

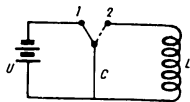
§ 1. DRGANIA WŁASNE OBWODU

Obwód rezonansowy jest to obwód elektryczny złożony z indukcyjności L , pojemności C i oporności czynnej R . Na tę ostatnią składają się oporność przewodu cewki i przewodów doprowadzających oraz oporność strat w kondensatorze (rys. 22).

Jeżeli naładujemy kondensator i następnie włączymy go na cewkę indukcyjną, to przy spełnieniu określonych warunków powstaną w obwodzie elektryczne drgania własne.



Rys. 22



Rys. 23

Zjawisko to omówimy bardziej szczegółowo na podstawie schematu (rys. 23).

W położeniu 1 przełącznika kondensator ładuje się do napięcia baterii U . Energia nagromadzona w elektrycznym polu kondensatora równa się wówczas:

$$W_c = \frac{CU_m^2}{2},$$

gdzie

W_c — energia, w dżulach;
 U_m — napięcie maksymalne na kondensatorze, w woltach;
 C — pojemność kondensatora, w faradach.

Jeżeli następnie przełącznik ustawimy w położeniu 2, to kondensator zacznie rozładowywać się przez cewkę indukcyjną i w obwodzie popłynie prąd elektryczny, zaś energia nagromadzona początkowo w kondensatorze zacznie teraz zamieniać się w energię pola magnetycznego cewki:

$$W_L = \frac{LI_m^2}{2},$$

gdzie

W_L — energia, w dżulach;
 L — indukcyjność cewki, w henrach;
 I_m — wartość maksymalna prądu płynącego przez cewkę, w amperach.

Gdy kondensator rozładuje się całkowicie, a nagromadzona w nim uprzednio energia przejdzie w energię pola magnetycznego cewki (po uwzględnieniu strat na oporności R), prąd w obwodzie zacznie się zmniejszać. Malejący prąd wywoła w cewce powstanie kierunku, tak że kondensator przepływu prądu w tym samym co poprzednio kierunku, tak że kondensator rozpocznie ładować się na nowo, ale ładunkiem o znaku przeciwnym. Nastąpi więc powrót energii do kondensatora, z wyjątkiem energii straconej na oporności R . Po powrocie energii do kondensatora ten ostatni zacznie rozładowywać się przez cewkę, lecz prąd będzie teraz płynął w kierunku przeciwnym niż poprzednio.

Taka wymiana energii między cewką i kondensatorem, zwana drganiami elektromagnetycznymi, będzie zachodziła tak długo, aż nagromadzona na początku energia w kondensatorze nie wydzieli się na oporności R (w postaci ciepła).

Drgania takie nazywają się drganiami tłumionymi. Ilustruje je graficznie rysunek 24, przedstawiający wykres zmian prądu drgającego w obwodzie, w funkcji czasu t .

Zależnie od stosunku parametrów L , C i R obwodu drgania te mogą zanikać szybciej lub wolniej. Prędkość zanikania drgań charakteryzuje specjalny parametr δ , tak zwany dekrement tłumienia obwodu, który podaje, jaką część energii traci się w obwodzie w ciągu jednego półokresu drgań. Ponieważ straty w obwodzie w ciągu półokresu równają się:

$$W_R = \frac{RI^2}{2} \cdot \frac{T}{2} \quad [\text{dżuli}],$$

a nagromadzona energia w obwodzie wynosi:

$$W_L = \frac{LI^2}{2} \quad [\text{dżuli}],$$

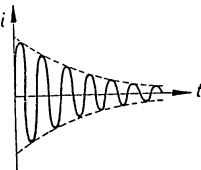
więc

$$\delta = \frac{W_R}{W_L} = \frac{RI^2 T}{2I^2 L} = \frac{RT}{2L}.$$

Uwzględniając, że $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$, otrzymujemy:

$$\delta = \frac{\pi R}{\omega_0 L}.$$

Obok dekrementu tłumienia obwód rezonansowy charakteryzuje częstość tak zwana dobroć Q .



Rys. 24

Dobrocią obwodu nazywa się odwrotność dekrementu tłumienia, zmniejszonego π razy:

$$Q = \frac{\pi}{\delta} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

Znaczenie fizyczne tego parametru rozpatrzmy w § 2 bieżącego rozdziału.

Poza dobrocią obwodu trzeba znać również częstotliwość drgań w obwodzie. Częstotliwość (okres) drgań własnych obwodu zależy od pojemności, indukcyjności i oporności czynnej obwodu. Ponieważ jednak wielkość oporności czynnej w obwodach radiowych jest bardzo mała w porównaniu z opornością indukcyjną i pojemnościową, więc przy określaniu częstotliwości oporność czynną pomija się.

Energia gromadzona w kondensatorze obwodu równa się wówczas energii gromadzonej w cewce, to jest:

$$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2}$$

Pamiętając, że napięcie na kondensatorze równa się iloczynowi prądu i oporności kondensatora:

$$U_m = I_m \frac{1}{\omega C}$$

gdzie

ω — częstotliwość kątowna prądu,

i podstawiając tę równość do wzoru poprzedniego otrzymujemy:

$$\frac{CI_m^2}{2\omega^2 C^2} = \frac{LI_m^2}{2}$$

skąd częstotliwość kątowna (pulsacja) prądu równa się:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Na tej podstawie kątowna częstotliwość drgań własnych obwodu, oznaczona przez ω_0 , równa się:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

gdzie

L — indukcyjność obwodu, w henrach,
 C — pojemność obwodu, w faradach.

Znajdziemy jeszcze częstotliwość własną obwodu f_0 :

$$\omega_0 = 2\pi f_0,$$

czyli

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Ponieważ okres i częstotliwość związane są równaniem:

$$T_0 = \frac{1}{f_0},$$

więc

$$T_0 = 2\pi \sqrt{LC}$$

Jak widać z powyższego, wraz ze zwiększeniem pojemności kondensatora i indukcyjności cewki rośnie okres drgań własnych obwodu, zaś częstotliwość własna maleje, i odwrotnie.

Rzeczywiście bowiem, gdy zwiększymy pojemność i indukcyjność obwodu, to wzrośnie ilość energii gromadzonej w polu elektrycznym kondensatora i polu magnetycznym cewki, co pociągnie za sobą zwiększenie czasu koniecznego do przejścia energii z jednej postaci w drugą.

Z równości

$$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2}$$

można znaleźć wielkość prądu w obwodzie:

$$I_m = \frac{U}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{U}{\rho}$$

Mianownik $\sqrt{\frac{L}{C}} = \rho$ nazywa się opornością falową (charakterystyczną) obwodu. Oporność tę wyraża się w omach; L i C należy podstawić odpowiednio w henrach i faradach.

Ostatnim pojęciem charakteryzującym, poza okresem i częstotliwością, drgania elektromagnetyczne jest długość fali obwodu rezonansowego.

Długością fali λ nazywa się drogę, jaką przebywają drgania elektromagnetyczne w ciągu jednego okresu T .

Ponieważ prędkość rozchodzenia się fal radiowych jest stała i równa $c = 3 \cdot 10^8$ m/sek, długość fali w metrach wyraża się wzorem:

$$\lambda = \frac{c}{f} = cT_0$$

Drgania elektromagnetyczne w obwodzie można scharakteryzować długością fali. Długość fali drgań własnych obwodu λ_0 zależy od jego parametrów L i C :

$$\lambda_0 = cT_0 = 3 \cdot 10^8 \cdot 2\pi \sqrt{LC}$$

Podstawiając L w mikrohenrach, a C w pikofaradach otrzymamy:

$$\lambda_0 = 3 \cdot 10^8 \cdot 2\pi \sqrt{\frac{L_{[\mu H]} \cdot C_{[pF]}}{10^6 \cdot 10^{12}}} = 1,88 \sqrt{L_{[\mu H]} C_{[pF]}}$$

Wzór ten pozwala na obliczenie:

- 1) długości fali obwodu, gdy znane są L i C obwodu;
- 2) niezbędnych wartości pojemności C , gdy podane są długości fali λ_0 i indukcyjność L :

$$C_{[pF]} = \frac{\lambda_0^2}{3,54L_{[uH]}};$$

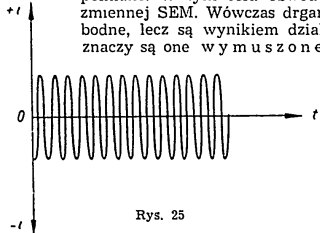
- 3) indukcyjności obwodu przy znanej długości fali i pojemności obwodu C :

$$L_{[uH]} = \frac{\lambda_0^2}{3,54C_{[pF]}}.$$

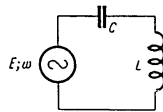
§ 2. DRGANIA WYMUSZONE OBWODU

Drgania własne obwodu, omówione w § 1, są drganiami tłumionymi. Częstotliwość drgań własnych określa się wyłącznie parametrami obwodu L i C . Wadą drgań tłumionych jest to, że nadają się one tylko do przesyłania sygnałów telegraficznych.

Dla przesyłania sygnałów telefonicznych, a także innych sygnałów specjalnych trzeba wytworzyć w obwodzie drgania o stałej amplitudzie (rys. 25), tak zwane drgania nie tłumione. Drgania nie tłumione można otrzymać pod warunkiem, że straty energii w obwodzie będą stałe uzupełniane. W tym celu obwód drgający łączy się ze źródłem zmiennej SEM. Wówczas drgania w obwodzie nie są już swobodne, lecz są wynikiem działania napięcia zewnętrznego, to znaczy są one **wymuszone**.



Rys. 25



Rys. 26

W odróżnieniu od drgań własnych drgania wymuszone obwodu mają następujące cechy szczególne:

- a) częstotliwość ich nie zależy od LC obwodu, lecz jest określona częstotliwością SEM załączonej do obwodu;
- b) amplituda drgań jest stała i zależy zarówno od wielkości załączonej SEM, jak i od stosunku częstotliwości tej SEM do częstotliwości własnej obwodu.

Stosuje się dwa sposoby podłączania elementów obwodu do źródła zmiennej SEM — szeregowy i równoległy.

W pierwszym wypadku elementy obwodu (cewkę i kondensator) — łączy się szeregowo (rys. 26).

Natężenie prądu w obwodzie określa wówczas znany z elektrotechniki wzór:

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Jak ze wzoru tego wynika, wielkość prądu w obwodzie zależy nie tylko od parametrów obwodu L , C i R , lecz także od częstotliwości kątowej przyłączonego napięcia ω .

Kiedy na przykład $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, to jest $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$, wówczas prąd w obwodzie osiąga wartość maksymalną i wynosi

$$I_{\max} = \frac{E}{R}.$$

Z poprzedniego wzoru łatwo można wyprowadzić, że zjawisko to występuje wówczas, gdy częstotliwość wymuszonych drgań jest równa częstotliwości drgań własnych obwodu ω_0 :

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}; \quad \omega^2 = \frac{1}{LC}; \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0,$$

czyli

$$f = f_0.$$

Zjawisko wzrostu amplitudy prądu przy zrównaniu się częstotliwości zewnętrznej SEM z częstotliwością własną obwodu nosi nazwę **rezonansu**. Słowo rezonans oznacza „zgodność”. Mówi nam ono, że częstotliwość drgań własnych obwodu jest zgodna z częstotliwością zewnętrznej SEM zasilającej obwód.

Rezonans występujący przy szeregowym połączeniu elementów obwodu nazywa się **rezonansem szeregowym** lub **rezonansem napięcia**.

Ostatnia nazwa pochodzi stąd, że w chwili zaistnienia rezonansu w danym układzie napięcie na zaciskach cewki oraz napięcie na zaciskach kondensatora, każde z osobna, przewyższają napięcie na zaciskach całego obwodu, a mianowicie z wzoru

$$I_{\max} = \frac{E}{R}$$

wynika, że

$$E = I_{\max} R.$$

Napięcie na cewce U_L równa się wówczas:

$$U_L = I_{\max} \omega_0 L.$$

A więc stosunek napięcia na cewce U_L do napięcia na zaciskach całego obwodu E wynosi:

$$\frac{U_L}{E} = \frac{I_{\max} \omega_0 L}{I_{\max} R} = \frac{\omega_0 L}{R} = Q.$$

Jeśli uwzględnimy, że obwód o średniej jakości ma dobroć $Q \approx 50 \div 100$, to napięcie na zaciskach cewki w chwili rezonansu okaże się kilkadziesiąt razy większe niż na zaciskach całego obwodu. Kiedy bowiem $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, wówczas napięcie na kondensatorze ma tę samą wielkość co i na cewce, lecz znaki (fazy) tych napięć są przeciwne.

Zjawisko rezonansu szeroko wykorzystuje się w radiotechnice. W urządzeniach radionadawczych na przykład za pomocą obwodów nastrojonych do rezonansu osiąga się maksymalną przesył mocy do anteny, dzięki czemu wzrasta zasięg działania radiostacji. W urządzeniach radioodbiornych za pomocą nastrojonych obwodów wejściowych wzmacnia się napięcie podawane z anteny na wejście odbiornika. Poza tym, dzięki zjawisku rezonansu najbardziej wzmacnia się sygnały tej stacji nadawczej, na której częstotliwość nastrojony jest odbiornik. Zabezpiecza to przed zakłócającym działaniem sygnałów innych radiostacji itd.

Podczas strojenia obwodu zmienia się przesunięcie fazy między prądem i napięciem. Z elektrotechniki wiadomo, że przy przepływie prądu zmiennego przez pojemność i indukcyjność połączone szeregowo prąd i napięcie są przesunięte w fazie o kąt φ , określony wzorem:

$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

Gdy w obwodzie przeważa oporność indukcyjna ωL , to prąd opóźnia się względem napięcia o kąt φ . Jeżeli natomiast przeważa oporność pojemnościowa $\frac{1}{\omega C}$, to przeciwnie — prąd wyprzedza napięcie o kąt φ . Przy dostrojeniu do rezonansu, to jest przy zachowaniu warunku $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, $\cos \varphi = \frac{R}{R} = 1$, a $\varphi = 0$.

W związku z tym przy rezonansie prąd i napięcie są zgodne w fazie. Wówczas bowiem oporność obwodu ma charakter wyłącznie czynny.

Rezonans w obwodzie można uzyskać dwoma sposobami:

- 1) przez zmianę częstotliwości* zewnętrznej SEM ω przy stałej częstotliwości własnej ω_0 ;
- 2) przez zmianę częstotliwości własnej obwodu ω_0 drogą zmian L lub C przy stałej częstotliwości ω .

W praktyce stosuje się zazwyczaj drugi sposób, częstotliwość bowiem zewnętrznej SEM, na przykład częstotliwość sygnału odbieranego, jest z reguły ustalona.

Poglądowo strojenie obwodu do rezonansu można zilustrować za pomocą tak zwanych krzywych rezonansowych, przedstawionych na rysunku 27. Krzywa rezonansowa jest to wykres zależności amplitudy prądu w obwodzie I_m od wielkości L lub C obwodu. Jak widać z rysunku 27, amplituda prądu w obwodzie osiąga wartość największą przy rezonansie.

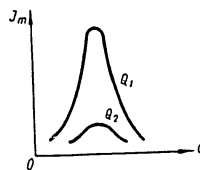
* Dla uproszczenia tłumacz używa niekiedy za autorem zamiast określenia „częstotliwość kątowa” wyrażenia „częstotliwość”, co jest powszechnie stosowane (przyp. tłum.).

Natomiast przy odchyleniu od rezonansu w jedną lub drugą stronę amplituda prądu szybko maleje.

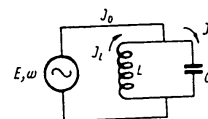
Na kształt krzywej rezonansowej wywiera wpływ dobroć obwodu Q . Na rysunku 27 przedstawiono w tej samej skali krzywe dla dwóch obwodów o różnej dobroci ($Q_1 > Q_2$).

Obwód o większej dobroci (Q_1) ma krzywą rezonansową wyższą i ostrzejszą. Obwód zaś o małej dobroci (Q_2) ma krzywą rezonansową bardziej płaską i niższą. Oznacza to, że w pierwszym wypadku przy rezonansie w obwodzie powstają drgania o większej amplitudzie, której wielkość gwałtownie maleje przy oddaleniu się częstotliwości własnej obwodu od częstotliwości zewnętrznej SEM.

W drugim wypadku amplituda prądu przy rezonansie jest mała i zmienia się stosunkowo niewiele, nawet przy częstotliwości znacznie odbiegającej od częstotliwości rezonansowej.



Rys. 27



Rys. 28

Przy równoległym przyłączeniu cewki indukcyjnej i kondensatora do źródła zmiennej SEM (rys. 28) obwód rezonansowy tworzą dwie równoległe gałęzie, znajdujące się pod działaniem tego samego napięcia E . Ponieważ straty w dielektryku kondensatora są stosunkowo małe, oporność czynną obwodu można przypisać tylko gałęzi z cewką indukcyjną.

Płynący z generatora prąd I_0 rozgałęzia się, przy czym część jego płynie przez cewkę L , a reszta przez kondensator C . Prąd w cewce I_L według prawa Ohma wyraża się wzorem:

$$I_L = \frac{E}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

Analogicznie prąd płynący przez kondensator I_C wynosi:

$$I_C = E \omega C.$$

Prąd w gałęzi z indukcyjnością (I_L) jest opóźniony w fazie w stosunku do napięcia E o kąt φ_1 , określony według wzoru:

$$\cos \varphi_1 = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$$

Natomiast prąd w gałęzi pojemnościowej (I_C) wyprzedza napięcie o kąt 90° .

Gdy dla danego wypadku wykonamy wykres wektorowy (rys. 29), spostrzemy, że całkowity prąd I_0 płynący z generatora stanowi geometrię

tryczną sumę prądów I_L i I_C . Prąd I_0 nie jest przy tym w fazie z napięciem E , lecz wyprzedza je o kąt φ_2 , co odpowiada przewadze oporności indukcyjnej nad pojemnościową (wektor prądu I_L jest mniejszy od I_C).

Łatwo wywnioskować, że w wypadku przeciwnym (przewagi oporności pojemnościowej nad indukcyjną), prąd I_0 będzie się opóźniał o odpowiedni kąt. Z wykresu widzimy, że całkowity prąd I_0 jest mniejszy od prądu w dowolnej gałęzi obwodu.

Dobierając odpowiednie wartości pojemności i indukcyjności obwodu można doprowadzić do tego, że całkowity prąd I_0 osiągnie wartość najmniejszą i będzie w fazie z napięciem E (rys. 30).

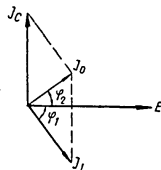
Zjawisko to nazywa się rezonansem równoległym lub rezonansem prądów.

Jeżeli pominiemy oporność czynną obwodu, wówczas warunek rezonansu prądów można wyrazić przez to samo równanie co i rezonans napięć, to jest:

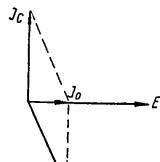
$$\omega L = \frac{1}{\omega C}.$$

Wynika stąd, że częstotliwość kątowna, przy której występuje rezonans, równa się częstotliwości własnej obwodu:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0.$$



Rys. 29



Rys. 30

Rezonans prądów charakteryzuje się dużą wartością prądów I_C i I_L w obu gałęziach, to znaczy prądów w obwodzie, i małą wartością całkowitego prądu I_0 . Oporność obwodu jest wielka i ma charakter oporności wyłącznie czynnej.

Obliczmy teraz wartość oporności obwodu równoległego przy rezonansie. Oporność tę nazywa się opornością równoważną i oznacza się ją przez R_r .

Z rysunku 28 wynika, że natężenie prądu I_0 wynosi:

$$I_0 = \frac{E}{R_r}.$$

W wypadku rezonansu prądy w gałęziach obwodu są w przybliżeniu równe co do wielkości, czyli

$$I_L = \frac{E}{\omega_0 L} = I_C = E \omega_0 C = I_r.$$

Moc dostarczana do obwodu przy rezonansie $E I_0$ równa się mocy wydzielanej w obwodzie na oporności czynnej $I_r^2 R$, czyli

$$E I_0 = I_r^2 R.$$

Uwzględniając, że $I_0 = \frac{E}{R_r}$, a $I_r = \frac{E}{\omega_0 L}$, otrzymujemy:

$$\frac{E^2}{R_r} = \frac{E^2 R}{\omega_0^2 L^2}.$$

Następnie dzielimy obie strony równania przez E^2 otrzymując:

$$\frac{1}{R_r} = \frac{R}{\omega_0^2 L^2}.$$

Ponieważ przy rezonansie $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, możemy napisać:

$$R_r = \frac{\omega_0 L}{\omega_0 C R} \text{ lub } R_r = \frac{L}{C R},$$

gdzie

R_r — w omach; C — w faradach;
 L — w henrach; R — w omach.

Praktycznie wielkość R_r osiąga wartość kilkudziesięciu tysięcy omów i więcej. Potwierdza to wyrażenie:

$$R_r = \frac{\omega_0^2 L^2}{R},$$

a ponieważ

$$\frac{\omega_0 L}{R} = Q \text{ (dobroć obwodu),}$$

więc

$$R_r = Q \omega_0 L.$$

Z tego wzoru wynika, że oporność równoważna obwodu przy rezonansie jest Q razy większa od oporności biernej gałęzi.

Na zakończenie rozpatrzmy stosunek prądów I_0 oraz I_r w wypadku rezonansu:

$$I_0 = \frac{E}{R_r} = \frac{E}{Q \omega_0 L}; \quad I_r = \frac{E}{\omega_0 L},$$

a więc

$$\frac{I_r}{I_0} = \frac{EQ \omega_0 L}{\omega_0 L E} = Q.$$

Prąd w obwodzie I_r przy rezonansie jest więc Q razy większy niż całkowity prąd I_0 zasilający obwód.

Fizycznie małą wartością prądu I_0 , a zatem dużą wartością oporności obwodu R_r tłumaczy się tym, że przy rezonansie energia dostarczona do obwodu nie powraca całkowicie do źródła zasilającego, lecz pulsuje wewnątrz obwodu, przy czym większość jej przechodzi z energii elektrycznego pola kondensatora w energię pola magnetycznego cewki i na odwrót.

Poza granice obwodu wychodzi tylko różnica tych energii i ona właśnie określa wielkość prądu I_0 . Na przykład przy małych stratach w obwo-

dzie (małe R) różnica energii kondensatora i cewki jest nieznaczna i obwód wymaga małej mocy na uzupełnienie traconej energii, dlatego też prąd I_0 jest bardzo mały, a oporność obwodu R , duża.

Gdy wartość R obwodu jest duża, różnica energii cewki i kondensatora jest również duża. Dla uzupełnienia strat energii do obwodu dopływa teraz duży prąd z generatora, toteż oporność równoważna obwodu R_r jest mniejsza.

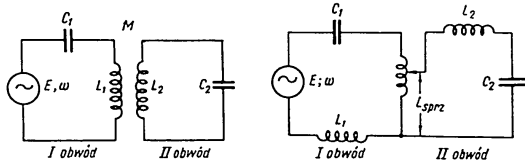
Wybór sposobu włączenia obwodu do źródła zasilającego w celu otrzymania drgań wymuszonych jest uwarunkowany najkorzystniejszym stosunkiem oporności źródła SEM do oporności obciążenia. W związku z tym szeregowo połączenie elementów obwodu jest korzystne wtedy, gdy oporność wewnętrzna źródła SEM jest mała, zaś równoległe — gdy oporność źródła SEM jest duża.

§ 3. OBWODY REZONANSOWE SPRĘŻONE

Na równi z obwodami pojedynczymi szeroko rozpowszechnione są w urządzeniach radiowych obwody sprzężone.

Sprężonymi nazywają się obwody wtedy, gdy drgania, które powstały w jednym z obwodów, w pewien sposób przenoszą się do drugiego obwodu.

Zależnie od sposobu przenoszenia się energii z jednego obwodu do drugiego sprzężenie może być indukcyjne (transformatorowe), autotransformatorowe i pojemnościowe.



Rys. 31

Rys. 32

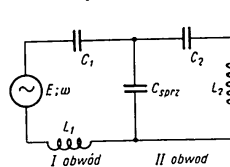
Przy sprzężeniu indukcyjnym (rys. 31) prąd w pierwszym obwodzie przepływając przez cewkę L_1 wytwarza dookoła niej zmienne pole magnetyczne, które przecinając zwoje cewki drugiego obwodu L_2 indukuje w niej SEM, to znaczy powoduje powstanie w drugim obwodzie drgań wymuszonych.

Przy sprzężeniu autotransformatorowym (rys. 32) czynnikiem wywołującym powstanie drgań w drugim obwodzie jest napięcie na części cewki L_{sprz} , wywołane przez działanie prądu pierwszego obwodu, przepływającego przez tę cewkę.

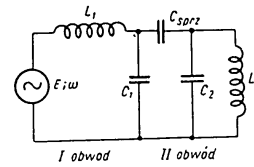
Sprzężenie pojemnościowe (rys. 33) nie różni się zasadniczo od autotransformatorowego. Elementem sprzęgającym pierwszy i drugi obwód jest tu kondensator C_{sprz} , na którym powstaje napięcie, podawane na drugi obwód.

Istnieje jeszcze inna odmiana układu ze sprzężeniem pojemnościowym (rys. 34). W takim układzie drgania przenoszą się dzięki odgałęzieniu do drugiego obwodu przez kondensator C_{sprz} części prądu płynącego w pierwszym obwodzie.

Przy sprzężeniu ze sobą obwodów powstaje nie tylko jednostronne działanie pierwszego obwodu na drugi. Drugi obwód ze swej strony z chwilą, gdy pojawi się w nim prąd drgań wymuszonych, wywołuje w pierwszym obwodzie powstanie SEM. W ten sposób obydwa oddziałują na siebie wzajemnie.



Rys. 33



Rys. 34

Ilościowo stopień wzajemnego oddziaływania na siebie obwodów określa się za pomocą tak zwanego współczynnika sprzężenia, oznaczonego przez k . Współczynnik sprzężenia podaje, jaką część SEM, której powstanie w obwodzie wtórnym mogłoby wywołać obwód pierwotny, stanowi SEM rzeczywiście indukowana w drugim obwodzie.

Współczynnik sprzężenia dla najbardziej rozpowszechnionego układu obwodów ze sprzężeniem indukcyjnym obliczamy w sposób następujący. Na wstępie określamy stopień oddziaływania pierwszego obwodu na drugi. W tym celu znajdujemy stosunek SEM E_M , indukowanej w cewce drugiego obwodu L_2 , do napięcia E_{L_1} wytworzonego na zaciskach cewki obwodu pierwszego L_1 .

SEM indukcji wzajemnej E_{M_2} , wywołaną w cewce obwodu drugiego L_2 przez prąd I_1 płynący w pierwszym obwodzie, wyraża się wzorem:

$$E_{M_2} = I_1 \omega M,$$

gdzie

M — indukcyjność wzajemna między pierwszym a drugim obwodem.

SEM na końcówkach cewki pierwszego obwodu L_1 wynosi:

$$E_{L_1} = I_1 \omega L_1.$$

Stosunek SEM E_{M_2} do E_{L_1} równa się:

$$k_1 = \frac{E_{M_2}}{E_{L_1}} = \frac{I_1 \omega M}{I_1 \omega L_1} = \frac{M}{L_1}.$$

Analogicznie określa się stopień oddziaływania obwodu drugiego na pierwszy. SEM powstała w cewce obwodu pierwszego L_1 wynosi:

$$E_{M_1} = I_2 \omega M.$$

Napięcie na zaciskach cewki L_2 , wywołane przez prąd płynący w drugim obwodzie L_2 , równa się:

$$E_{L_2} = I_2 \omega L_2.$$

Stąd stosunek SEM, wywołanej w pierwszym obwodzie przez prąd drugiego obwodu, do napięcia w drugim obwodzie wyniesie:

$$k_2 = \frac{E_{M_1}}{E_{L_2}} = \frac{I_2 \omega M}{I_2 \omega L_2} = \frac{M}{L_2}.$$

Srednia geometryczna z obu wartości k_1 i k_2 jest współczynnikiem sprzężenia:

$$k = \sqrt{k_1 k_2} = \sqrt{\frac{M M}{L_1 L_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Współczynnik sprzężenia przyjęto wyrażać w procentach. Dlatego też otrzymaną wielkość mnoży się przez 100. W taki sam sposób można obliczyć współczynnik sprzężenia dla dowolnego z rozpatrzonych wyżej układów.

Przejęcie energii z obwodu pierwotnego (zasilanego z generatora) do wtórnego jest równoważne zmianie parametrów obwodu pierwotnego, w szczególności zaś zwiększeniu jego oporności czynnej R .

Jeżeli na przykład obydwie obwody są dostrojone do częstotliwości zasilającej SEM ω , to jest do rezonansu, wówczas prąd w obwodzie pierwotnym I_1 i napięcie E są zgodne w fazie.

Prąd I_1 wywołuje w cewce obwodu wtórnego powstanie SEM $E_2 = I_1 \omega M$, która podobnie jak każda indukowana SEM jest opóźniona w fazie w stosunku do prądu obwodu pierwotnego I_1 o kąt 90° .

Ponieważ obwód wtórny jest nastrojony do rezonansu, powstający w nim prąd I_2 jest w fazie z SEM E_2 .

Prąd I_2 wywołuje z kolei w obwodzie pierwotnym dodatkową SEM $E'_1 = I_2 \omega M$, która jest także opóźniona w stosunku do natężenia prądu o kąt 90° . Jeżeli więc omówiony przebieg przedstawimy na wykresie (rys. 35), to spostrzemy, że ta dodatkowa SEM E'_1 , indukowana w obwodzie pierwotnym, jest w przeciwfazie w stosunku do napięcia E .

W wyniku tego napięcie obwodu pierwotnego zmalać i wyniesie:

$$E_1 = E - E'_1.$$

Zmniejszenie napięcia w obwodzie pierwotnym jest równoznaczne ze wzrostem jego oporności o wartość:

$$\Delta R_1 = \frac{E'_1}{I_1},$$

która nazywa się opornością wnoszoną.

Całkowita albo tak zwana równoważna oporność obwodu pierwotnego przy przekazywaniu energii do obwodu wtórnego wynosi:

$$R_{\text{całk}} = R_1 + \Delta R_1,$$

gdzie

R_1 — oporność obwodu pierwotnego bez uwzględnienia oporności wnoszonej.

Ponieważ wielkość ΔR_1 zależy od indukowanej w obwodzie pierwotnym SEM E'_1 , zwanej siłą przeciwelektromotoryczną obwodu pierwotnego, oporność wnoszoną ΔR_1 można wyrazić przez ωM i R_2 .

W istocie:

$$E'_1 = I_2 \omega M;$$

$$I_2 = \frac{E_2}{R_2} = \frac{I_1 \omega M}{R_2};$$

a więc

$$\Delta R_1 = \frac{E'_1}{I_1} = \frac{I_1 \omega^2 M^2}{I_1 R_2} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2}.$$

Oporność wnoszona zależy zatem od wielkości sprzężenia między obwodami i od oporności obwodu wtórnego R_2 .

Zależnie od wielkości oporności wnoszonej sprzężenie między obwodami dzieli się na bardzo słabe, słabe, krytyczne i silne.

Za sprzężenie bardzo słabe uważa się takie sprzężenie, przy którym

$$\Delta R_1 \ll R_1.$$

W tym wypadku do obwodu drugiego jest przekazywana jedynie nieznaczna część energii obwodu pierwotnego. W związku z tym wpływ obwodu drugiego na pierwotny jest praktycznie niedostrzegalny.

Sprzężenie słabe charakteryzuje nierówność:

$$\Delta R_1 < R_1.$$

Przy sprzężeniu słabym daje się stwierdzić wpływ obwodu wtórnego na pierwotny, ale jest on niewielki.

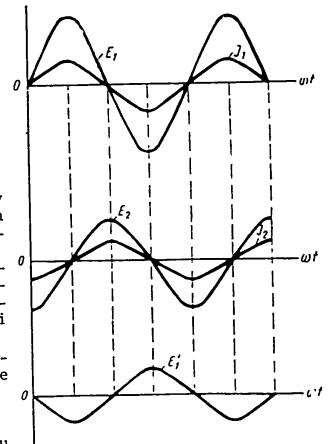
Sprzężeniem krytycznym nazywa się takie sprzężenie, przy którym

$$\Delta R_1 = R_1.$$

Natężenie prądu i moc w obwodzie wtórnym osiągają w tym wypadku wartości maksymalne.

Sprzężenie silne, przy którym

$$\Delta R_1 > R_1,$$



Rys. 35

charakteryzuje się zmniejszaniem krzywej rezonansowej obwodu wiórnego, która wówczas osiąga nie jedną, lecz dwie wartości maksymalne (rys. 36). Pierwsze maksimum odpowiada częstotliwości f , a drugie — częstotliwości f'' . Częstotliwości te noszą nazwę częstotliwości sprzężenia.

Wartości tych częstotliwości oblicza się następująco:

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}}; \quad f'' = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}}$$

gdzie

k — współczynnik sprzężenia.

Z wzorów tych wynika, że im większą wartość ma współczynnik sprzężenia, tym bardziej oddalone są od siebie wartości maksymalne prądu.

§ 4. ELEMENTY OBWODÓW REZONANSOWYCH

Indukcyjność i pojemność obwodu rezonansowego powstają przy włączeniu do obwodu cewki indukcyjnej i kondensatora. Cewka może mieć indukcyjność stałą lub zmienną.

Cewki o stałej indukcyjności mogą być jednowarstwowe lub wielowarstwowe.

Jednowarstwowe cewki (rys. 37a i 37b) stanowią określoną ilość zwojów izolowanego lub gołego przewodu nawiniętego w jednej warstwie



Rys. 37

na karkasie z materiału izolacyjnego (masy plastycznej, porcelany lub innego materiału). Spotyka się także cewki bez karkasów (rys. 37c). Przy większej ilości zwojów stosuje się uzwojenie wielowarstwowe w zygzak, tak zwane „krzyżowe” (rys. 37d). Dla ochrony przed wilgocią oraz w celu nadania zwojom większej sztywności (wytrzymałości) impregnuje się je niekiedy lakierem, parafiną lub inną substancją izolującą.

Obecnie w cewkach indukcyjnych często stosuje się specjalne rdzenie z magnetodielektryków. Rdzenie takie składają się ze sprasowanych i izolowanych wzajemnie od siebie ziarenek sproszkowanego żelaza lub innych materiałów magnetycznych.

Zastosowanie rdzeni zwiększa indukcyjność cewki przy danej ilości zwojów lub pozwala uzyskać pożądaną indukcyjność przy mniejszej ilości zwojów, dzięki czemu zmniejszają się oporności i wymiary cewki. Straty

energii w tego rodzaju rdzeniu są nieznaczne nawet przy wielkich częstotliwościach. Myśl zastosowania rdzeni w cewkach obwodów wielkiej częstotliwości wysunęli po raz pierwszy radzieccy uczeni A. L. Minc i P. N. Kuksienko.

Cewki ze zmienną indukcyjnością charakteryzuje możliwość zmian indukcyjności w dość szerokich granicach. Cewki takie noszą nazwę wariometrów. Najprostszy wariometr składa się z dwóch cewek: nieruchomej — statora i ruchomej — rotora (rys. 38a). Obydwie cewki łączy się ze sobą szeregowo. Podczas obracania się rotora całkowita indukcyjność wariometru ulega zmianom.

Tak na przykład, gdy powierzchnia rotora i powierzchnia statora są równoległe, a prądy w ich uzwojeniach płyną w tych samych kierunkach (rys. 38b, położenie 1), wówczas całkowita indukcyjność wariometru jest maksymalna i wynosi:

$$L = L_1 + L_2 + 2M,$$

gdzie

L_1 — indukcyjność statora;
 L_2 — indukcyjność rotora;
 M — indukcyjność wzajemna między statorem i rotorem wariometru.

Gdy powierzchnia rotora znajdzie się pod kątem 90° w stosunku do powierzchni statora (rys. 38b, położenie 2), całkowita indukcyjność wariometru równać się będzie sumie indukcyjności rotora i statora:

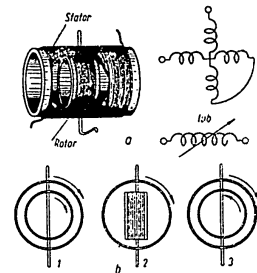
$$L = L_1 + L_2.$$

Gdy powierzchnia statora i powierzchnia rotora znowu zajmą położenie równoległe względem siebie, ale prądy w ich uzwojeniach będą miały kierunki przeciwne (rys. 38b, położenie 3), wówczas całkowita indukcyjność wariometru będzie najmniejsza i wyniesie:

$$L = L_1 + L_2 - 2M.$$

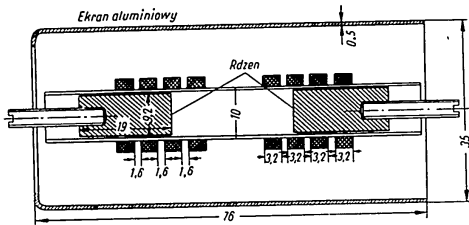
Takie zachowanie się wariometru tłumaczy się współdziałaniem pól magnetycznych rotora i statora. W położeniu 1 kierunki prądów w uzwojeniach pokrywają się, indukcyjność wzrasta. W położeniu 2 indukcyjność wzajemna równa jest zeru, dlatego też całkowita indukcyjność układu równa się sumie indukcyjności obu cewek. W położeniu 3 kierunki prądów w uzwojeniach statora i rotora są przeciwne, wypadkowe pole magnetyczne maleje, indukcyjność wariometru jest najmniejsza.

Ostatnio szerokie zastosowanie znajduje także inny rodzaj wariometru w postaci cewki z umieszczonym wewnątrz ruchomym rdzeniem



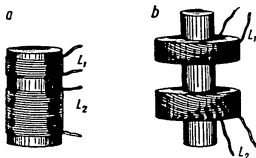
Rys. 38

z magnetodielektryka. Przy wysuwaniu rdzenia z cewki indukcyjność jej maleje i na odwrót — przy wsuwaniu rdzenia w głąb cewki indukcyjność rośnie. Rysunek 39 pokazuje konstrukcję takiej cewki.



Rys. 39

W celu uzyskania sprzężenia indukcyjnego między obwodami stosuje się transformatory wielkiej częstotliwości ze stałym i zmiennym sprzężeniem między uzwojeniami. Na rysunku 40 widzimy dwa rozwiązania takich transformatorów ze stałym sprzężeniem. Rysunek 40a pokazuje transformator z dwiema cewkami jednowarstwowymi L_1 i L_2 , a rysunek 40b — z dwiema cewkami wielowarstwowymi o uzwojeniu „krzyżowym”. W obu wypadkach obydwie cewki nawinięte są na wspólnym karkasie i są nieruchome.



Rys. 40

Transformator ze sprzężeniem zmiennym konstrukcyjnie nie różni się od wariometru. Różnica polega na elektrycznym połączeniu cewek statora i rotora. W przeciwieństwie do wariometru cewki transformatora ze sprzężeniem zmiennym nie są połączone z sobą, lecz każda z nich z osobna włącza się do odpowiedniego obwodu. Przy obracaniu cewki rotora sprzężenie jej z cewką statora zmienia się proporcjonalnie do cosinusa kąta φ utworzonego między powierzchniami statora i rotora. Gdy na przykład cewka rotora znajduje się w położeniu 2 na rysunku 38b, to jest kiedy kąt $\varphi = 90^\circ$, sprzężenie jest równe zeru. W położeniach 1 i 3, gdy kąt $\varphi = 0^\circ$ i 180° , sprzężenie między cewkami rotora i statora jest maksymalne, z tym jednak że SEM, wywołana w jednej cewce przez działanie drugiej cewki, będzie różniła się w obu położeniach fazą (znakiem) o 180° .

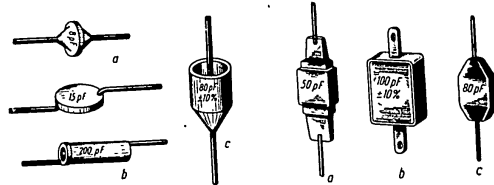
Taki sposób regulacji sprzężenia stosuje się szeroko w radionamiernikach i nadajnikach radiowych.

Kondensatory włączone do obwodu rezonansowego mają pojemność stałą lub zmienną.

Podstawowymi parametrami kondensatora są: pojemność (podaje się w mikrofaradach — μF lub w pikofaradach — pF), dokładność określenia pojemności (w procentach), stałość pojemności, napięcie robocze i napięcie próby.

Kondensatory powietrzne wykonuje się z płytek aluminiowych osadzonych na izolatorze. Dielektrykiem jest warstwa powietrza między płytkami; grubość jej dobiera się w zależności od napięcia roboczego. Pojemność kondensatorów powietrznych nie przekracza na ogół kilkuset pikofaradów.

Kondensatory ceramiczne zostały opracowane przez uczonych radzieckich N. P. Bogorodickiego, B. M. Wula, G. N. Skanawiego i innych. Podstawę kondensatora ceramicznego stanowi dielektryk (ultra-porcelana, tikon, tigliń itp.), którego powierzchnię powleka się warstwą srebra, stanowiącą okładziny kondensatora. Z wierzchu warstwę srebra pokrywa się lakierem. Kondensatory takie wyróżniają się wysoką jakością i małymi wymiarami. Wykonuje się je w pojemnościach od jednego do tysięcy pikofaradów na napięcia od setek do tysięcy woltów.



Rys. 41

Rys. 42

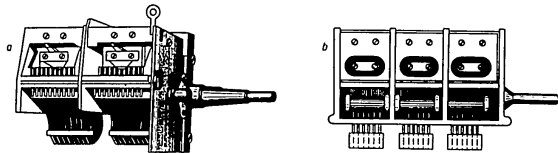
Rysunek 41 przedstawia wygląd zewnętrzny kondensatorów ceramicznych: a — tarczowych; b — rurkowych; c — garnkowych.

Kondensatory mikroelektryczne mają okładziny ze staliu lub folii miedzianej; między okładzinami znajduje się mika. W celu zmniejszenia wpływu wilgoci oraz zewnętrznych działań mechanicznych kondensatory zaprasowuje się w masie plastycznej. Rysunek 42 przedstawia wygląd zewnętrzny kondensatorów mikroelektrycznych (a — w obudowie metalowej, b i c — w masie plastycznej). Wykonuje się je w pojemnościach od dziesiątek do tysięcy pikofaradów na napięcia od setek do tysięcy woltów.

Kondensatory papierowe mają okładziny z taśm staliolowych przełożonych papierem przesyconym parafiną. Taśmy zwija się mocno w spiralę i umieszcza w drewnianej lub metalowej obudowie. Ze względu na duże straty w dielektryku papierowym przy włączeniu kondensatora do obwodu wielkiej częstotliwości, kondensatory papierowe stosuje się najczęściej w obwodach małej częstotliwości.

Kondensatory ze zmienną pojemnością stosuje się do strojenia obwodów odbiorników i krótkofalowych nadajników. Składają się one z dwóch zespołów płytek metalowych: nieruchomych (stator) i ruchomych (rotor). Płytki rotora połączone są z osią, na której osadzona jest

gałka ze skalą, służąca do obracania płytek i odczytywania kąta ich obrotu w stosunku do płytek nieruchomych. Płytki rotora obracając się wchodzą w odstępy między płytkami statora lub też wysuwają się z nich, przez co zmienia się powierzchnia pokrywania się płytek, a to z kolei zmienia pojemność kondensatora.



Rys. 43

Jako dielektryk w kondensatorach ze zmienną pojemnością stosuje się prawie wyłącznie powietrze, odznaczające się szeregiem zalet w stosunku do dielektryków twardych.

Aby możliwe było równoczesne strojenie kilku obwodów, kondensatory ze zmienną pojemnością łączy się w blok (agregat) złożony z dwóch (rys. 43a) lub trzech (rys. 43b) kondensatorów, których rotory osadza się na wspólnej osi i obraca za pomocą jednej gałki.

Rozdział III PROMIENIOWANIE, ROZCHODZENIE SIĘ I ODBIÓR ELEKTROMAGNETYCZNYCH FAL RADIOWYCH

§ 1. ANTENY

Rozpatrzyliśmy zamknięte obwody rezonansowe, które stosuje się w radiotechnice w celu otrzymywania drgań, przekazywania ich do sąsiednich obwodów itp.

Cechą charakterystyczną obwodu zamkniętego jest to, że parametry jego są skupione, to znaczy pojemność obwodu jest skupiona w kondensatorze, a indukcyjność — w cewce.

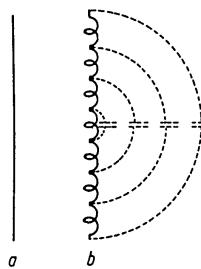
W związku z tym zamknięty obwód rezonansowy nie może wytworzyć w pobliżu siebie znacznego pola elektromagnetycznego, a tym samym nie rozwiązuje jednego z głównych zadań radiotechniki — promieniowania energii elektromagnetycznej w przestrzeń (nadawania) i chwytania jej z przestrzeni (odbierania).

Do nadawania i odbierania fal elektromagnetycznych stosuje się specjalne urządzenia zwane antenami. Antena jest także obwodem rezonansowym, ale w odróżnieniu od rozpatrywanego obwodu zamkniętego pojemność i indukcyjność anteny nie są skupione, lecz rozłożone na całej jej długości. Dlatego też antena może wytwarzać w przestrzeni drgania elektromagnetyczne o dużej mocy.

Najprostsza antena ma postać izolowanego na końcach przewodu (rys. 44a). Każdy bardzo mały odcinek przewodu ma indukcyjność i pojemność. Ta ostatnia tworzy się między symetrycznymi punktami przewodu. Dlatego też najprostszą antenę można przedstawić w postaci obwodu rezonansowego, którego pojemność i indukcyjność nie są skupione, lecz równomiernie rozłożone na całej długości przewodu (rys. 44b).

Stąd wynika, że w antenie, podobnie jak w zwyczajnym obwodzie, można wzbudzić drgania własne i wymuszone. W celu wytworzenia drgań wymuszonych w środku przewodu włącza się źródło zmiennej SEM. Pod działaniem tej SEM w przewodzie pojawi się prąd, którego wielkość w różnych punktach przewodu będzie różna. W punktach znajdujących się w pobliżu generatora prąd ten będzie większy, natomiast w miarę oddalania się od generatora będzie malał, znaczna bowiem część prądu przez rozłożoną pojemność przewodu popłynie wprost do drugiego zacisku generatora.

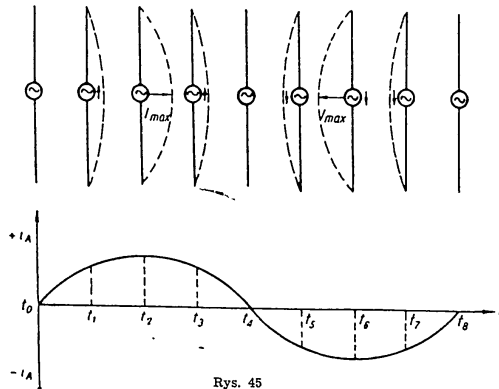
A zatem w środku anteny prąd jest największy (strzałka prądu), zaś na końcach — najmniejszy (węzeł prądu). Rozkład prądu dla różnych momentów okresu drgań został przedstawiony graficznie na rysunku 45.



Rys. 44

W chwili t_0 , odpowiadającej początkowi procesu, prąd w antenie równa się zeru. W chwili t_1 prąd płynie w kierunku pokazanym strzałką, to jest do góry (umownie przyjmujemy ten kierunek za dodatni). W chwili t_2 prąd osiąga wartość największą I_{max} , po czym zaczyna maleć, zachowując jednak kierunek dodatni. W chwili t_3 prąd równy jest zeru. Dalej prąd znnowu rośnie, ale zmienia swój kierunek na przeciwny, co zaznaczone jest strzałką skierowaną w dół. W momencie t_4 prąd zaczyna maleć, przy czym jego kierunek pozostaje ujemny, i wreszcie w chwili t_5 prąd znnowu przyjmuje wartość zerową. Dalej proces będzie powtarzał się w tej samej kolejności.

Przy wielkich częstotliwościach oporność indukcyjna przewodu anteny przewyższa kilkakrotnie oporność czynną. W związku z tym prąd w przewodzie anteny jest przesunięty w fazie w stosunku do napięcia o kąt 90° . A zatem rozkład



Rys. 45

napięcia wzdłuż anteny jest inny niż rozkład prądu. W punktach, gdzie prąd jest maksymalny, napięcie równe jest zeru i na odwrót, na końcach przewodu, gdzie prąd równa się zeru, napięcie jest maksymalne. Na rysun-

ku 46 pokazano rozkład prądu i napięcia wzdłuż izolowanego na obu końcach przewodu anteny.

Długość fali własnej i częstotliwość własną anteny określają te same wzory, które podano dla obwodu rezonansowego ze stałymi skupionymi. Jednakże obliczenie parametrów (indukcyjności i pojemności) anteny jest ze względu na nierównomierny rozkład prądu i napięcia skomplikowane. O wiele prościej jest określać długość fali własnej (lub częstotliwość własną) anteny z geometrycznych wymiarów przewodu.

Na rysunku 46 widzimy, że wzdłuż izolowanego na końcach przewodu anteny układa się pół fali prądu i napięcia. Stąd można obliczyć długość fali własnej anteny:

$$\lambda_0 = 2l,$$

gdzie:

l — długość przewodu.

Na przykład antena o długości przewodu $l = 30$ m ma falę własną o długości $\lambda_0 = 2 \cdot 30 = 60$ m albo częstotliwość własną

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{60} = 5 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 5 \text{ MHz}.$$

Należy dodać, że omawiany przez nas rozkład prądu i napięcia wzdłuż przewodu anteny odnosi się do wypadku, kiedy częstotliwość f zmiennej SEM generatora równa się częstotliwości własnej anteny f_0 :

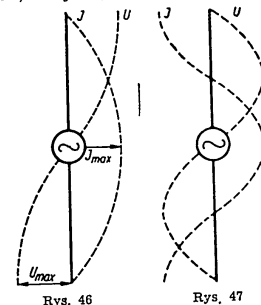
$$f = f_0,$$

to jest kiedy ma miejsce rezonans.

W wypadku gdy $f \neq f_0$, charakter rozkładu prądu i napięcia jest inny.

Jako przykład może służyć rysunek 47, pokazujący rozkład prądu i napięcia w antenie, której częstotliwość własna jest dwa razy mniejsza od częstotliwości SEM generatora:

$$f_0 = \frac{f}{2};$$



Rys. 46

Rys. 47

oznacza to, że długość fali własnej przewodu anteny λ_0 dwa razy przewyższa długość fali generatora λ :

$$\lambda_0 = 2\lambda.$$

Jeśli antena służy jako nadawcza, to dla uzyskania maksymalnej mocy z generatora długość fali własnej (lub częstotliwość) anteny powinna równać się długości fali (lub częstotliwości) generatora ($\lambda_0 = \lambda$ lub $f_0 = f$). Wynika stąd, że przy falach o znacznej długości wymiary anteny dojdą do takiej wielkości, iż umieszczenie jej w warunkach okrętowych okaże się niemożliwe.

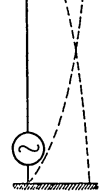
Na przykład gdy $\lambda = 600$ m, długość przewodu anteny l powinna wynosić 300 m.

Dlatego też dla fal dłuższych od 50 m stosuje się anteny o uziemionym dolnym końcu (rys. 48). Oznacza to, że jeden biegun generatora wielkiej częstotliwości łączy się z anteną, a drugi — z ziemią (kadubem statku).

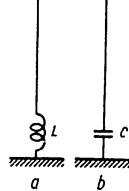
Ponieważ ziemia przewodzi prąd elektryczny, więc ona właśnie stanowi drugą połowę anteny.

Jak wynika z rysunku 48, wzduż uziemionego przewodu anteny składa się $1/4$ fali prądu lub napięcia, czyli teraz długość fali własnej anteny wynosi:

$$\lambda_0 = 4l.$$



Rys. 48



Rys. 49

Długość przewodu takiej anteny powinna być dwa razy mniejsza niż długość anteny nie uziemionej.

Omówiony sposób powiększania długości fali własnej anteny jest jeszcze niewystarczający, nie dla wszystkich bowiem fal, na których pracują okrętowe urządzenia radiowe, można umieścić na okręcie wymaganą długość przewodu anteny.

Prócz tego radiostacje okrętowe pracują nie na jednej długości fali, lecz w granicach określonego zakresu

fal. Zgodnie z wymaganiami Morskiego Rejestru ZSRR przestrajanie stacji z jednej fali na drugą powinno odbywać się szybko (nie powinno trwać dłużej niż 5 sek). W takim wypadku zmiana długości fali anteny drogą zmiany wymiarów geometrycznych anteny jest niemożliwa. Dlatego też konieczny jest inny sposób, który pozwalałby na przestrajanie anteny bez zmiany jej wymiarów geometrycznych.

Polega on na tym, że wymiary anteny dobiera się tak, aby długość jej fali własnej była mniejsza niż długość fali roboczej. Częstotliwość własna anteny jest wówczas większa od częstotliwości, do której należy dobrać antenę.

W celu zmniejszenia częstotliwości anteny włącza się szeregowo indukcyjność L (rys. 49a). Niejednokrotnie antena przystosowana do pracy na dłuższych falach musi pracować na fali krótszej. W takim wypadku trzeba zwiększyć częstotliwość własną anteny, aby dobrać ją do rezonansu. Uzyskuje się to przez włączenie do obwodu anteny kondensatora C (rys. 49b). Wówczas pojemność własna anteny i pojemność dodatkowego kondensatora są połączone szeregowo, dzięki czemu wypadkowa pojemność anteny maleje, a częstotliwość własna anteny wzrasta.

§ 2. PROMIENIOWANIE ENERGII ELEKTROMAGNETYCZNEJ

Jak już nadmienialiśmy, zasadniczą cechą anteny jest zdolność promieniowania w przestrzeń energii elektromagnetycznej.

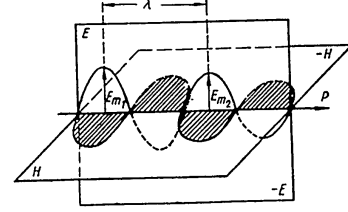
Istota tego zjawiska polega na tym, że podczas przepływu prądu zmiennego przez przewód anteny ładunek elektryczny w antenie zmienia się

z taką samą częstotliwością jak prąd. Podczas poruszania się ładunku wokół przewodu powstaje pole elektromagnetyczne, zaś między przewodem anteny a ziemią — pole elektryczne. Płynący prąd zmienia ustawicznie swą wielkość i kierunek; odpowiednio do tego zmienia się również wywołane przez ten prąd pole elektryczne i magnetyczne.

Istnienie wzajemnego związku między polem elektrycznym i magnetycznym wynika z samego pojęcia pola elektromagnetycznego. Pole elektromagnetyczne cechuje równoczesne działanie w przestrzeni nierozdzielnie związanych z sobą sił elektrycznych i magnetycznych; energia właściwa polu elektromagnetycznemu może istnieć w nim wyłącznie w ruchu, którego charakter jest falowy.



Rys. 50



Rys. 51

Kierunek tego ruchu zależy od kierunku pola elektrycznego i magnetycznego. Przy rozchodzeniu się energii elektromagnetycznej w ośrodku bezstratnym kierunek jej ruchu podlega następującemu prawu: jeżeli rączkę karkociągu (rys. 50) będziemy obracać najkrótszą drogą od wektora pola elektrycznego E do wektora pola magnetycznego H , wówczas postępowy ruch karkociągu wskaże kierunek ruchu energii, który oznacza się wektorem P , zwanym wektorem Umowa*.

Na rysunku 51 przedstawiono graficznie pole elektromagnetyczne. Jeżeli kierunek linii sił pola elektrycznego przyjmujemy w płaszczyźnie E , zaś kierunek linii sił pola magnetycznego — w płaszczyźnie H , wówczas kierunek ruchu pola elektromagnetycznego według reguły karkociągu wyznaczy wektor P .

Na rysunku 51 wektor składowej elektrycznej E jest pionowy, zaś wektor składowej magnetycznej H — poziomy w stosunku do płaszczyzny rozchodzenia się fal. A zatem obie składowe E i H są prostopadłe do kierunku ruchu pola.

W drugim półokresie E i H zmieniają swoje kierunki na przeciwne (linia przerywana), zachowując ruch w kierunku wektora P . Przebiegi pola elektrycznego i pola magnetycznego przedstawione są jako sinusoidy tłumione. Ma to na celu wykazanie strat powstających przy rozchodzeniu się energii elektromagnetycznej w przestrzeni, wskutek czego zarówno amplituda

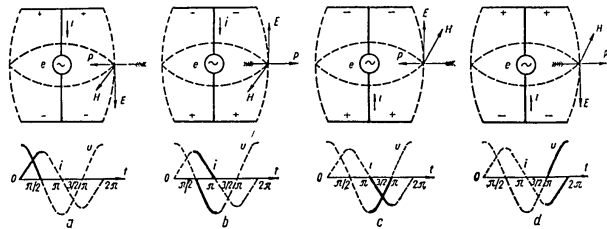
* Jest on również znany pod nazwą wektora Umowa-Poyntinga (przyp. opiniodawcy tłum.).

tuda natężenia pola elektrycznego, jak i amplituda natężenia pola magnetycznego w miarę oddalania się od nadajnika maleją.

Jak już nadmienialiśmy, zmiany pola elektromagnetycznego mają charakter drgań. Drgania te powtarzają się okresowo w punktach przestrzeni znajdujących się jeden w stosunku do drugiego w odległości λ . Odległość tę, jak wiadomo, nazywa się długością fali.

Zjawisko promieniowania energii stanowi złożony proces wzbudzenia pola elektromagnetycznego w przestrzeni otaczającej antenę.

Zjawisko promieniowania poznamy na przykładzie anteny utworzonej z pionowego przewodu z dwoma przewodami poziomymi (rys. 52). Gdy antenę taką wzbudzimy zmienną SEM, pojawi się w niej wówczas prąd, który będzie okresowo ładował i rozładowywał górny i dolny przewód anteny.



Rys. 52

Postawmy sobie teraz pytanie, w jaki sposób będzie odbywał się ruch energii w pobliżu tej anteny w ciągu pełnej zmiany prądu i napięcia (okresu 2π) w antenie, jeżeli między prądem i napięciem istnieje przesunięcie fazy wynoszące 90° .

W ciągu pierwszej ćwiartki okresu od $t = 0$ do $t = \frac{\pi}{2}$ napięcie w antenie przechodzi od wartości maksymalnej do zera. Górny przewód anteny naładowany jest dodatnio, dolny — ujemnie. W obwodzie anteny płynie prąd i od przewodu górnego do dolnego. Opierając się na poznanych już regułach stwierdzimy, że kierunek wektorów pola elektrycznego i magnetycznego jest taki, jak pokazano na rysunku 52a. A więc energia będzie dążyć w stronę przewodu anteny (w kierunku wektora P).

W drugiej ćwiartki okresu prąd i napięcie przy zachowaniu tego samego kierunku. Napięcie po dojściu do zera zmienia znak, co powoduje zmianę znaków ładunków na przewodach anteny. Wektor pola elektrycznego E zmienia swój kierunek, a wektor pola magnetycznego H zachowuje kierunek poprzeczny. Korzystając z reguły korkociągu znajdujemy, że w ciągu drugiej ćwiartki okresu od chwili $t = \frac{\pi}{2}$ do $t = \pi$ energia elektromagnetyczna oddala się od przewodu (rys. 52b).

Stosując te same metody rozpatrywania zagadnienia dla odstępów czasu od $t = \pi$ do $t = \frac{3}{2}\pi$ oraz od $t = \frac{3}{2}\pi$ do $t = 2\pi$ (rys. 52c i d) stwierdzimy, że w ciągu okresu drgań 2π energia dwa razy oddala się i dwa razy przybliża do przewodu anteny.

W pierwszej chwili może się zdawać, że energia nie powinna oddalić się od anteny na odległość większą niż ćwierć długości fali. Praktycznie jednak można ją zaobserwować w znacznej odległości od anteny. Tłumaczy się to tym, że z powodu istnienia w antenie oporności czynnej przesunięcie fazy między prądem i napięciem wynosi mniej niż 90° .

Z analogii z obwodem prądu zmiennego, zawierającym oporność czynną i bierną wynika, że część energii oddalającej się od anteny nie powraca do niej, lecz rozchodzi się w otaczającej przestrzeni.

Promieniowanie energii przez antenę jest równoważne załączeniu do anteny dodatkowej oporności. Na oporności tej wydziela się energia, równa energii wypromieniowanej w przestrzeń. Oporność tę nazwano opornością promieniowania (R_{pr}).

Moc P_{pr} , wypromieniowana przez antenę, zależy od wymiarów geometrycznych anteny, częstotliwości prądu oraz od wielkości prądu w strzałce anteny. Moc tę określa wzór:

$$P_{pr} = 1600 \left(\frac{h_{sk}}{\lambda} \right)^2 I^2,$$

gdzie

- P_{pr} — moc promieniowania, w watach;
- h_{sk} — wysokość skuteczna anteny, w metrach;
- λ — długość fali roboczej, w metrach;
- I — wartość skuteczna prądu w strzałce anteny (przy uziemieniu), w amperach.

Do wzoru tego wprowadzono nowe pojęcie „wysokości skutecznej anteny”. Przez wysokość skuteczną rozumie się wysokość takiej anteny, która pod względem ilości promieniowanej energii jest równoważna rozpatrywanej, lecz na całej swej długości ma jednakowe natężenie równe natężeniu prądu w strzałce rozpatrywanej anteny (rys. 53).

W przybliżeniu można przyjąć, że dla normalnych anten okrętowych wysokość skuteczna wynosi:

$$h_{sk} = (0,5 \pm 0,7) h_g,$$

gdzie

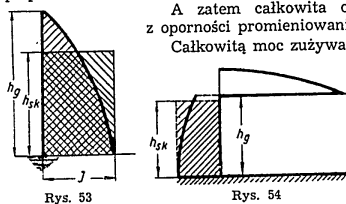
- h_g — geometryczna wysokość anteny.

Gdy antena ma znacznie rozwiniętą część poziomą, wówczas jej wysokość skuteczną można prawie zrównać z wysokością geometryczną (rys. 54).

We wzorze na P_{pr} czynnik stanowiący mnożnik przy kwadracie skutecznej wartości prądu ma według znanego prawa elektrotechniki wymiar oporności. Stąd można go zastąpić wyrażeniem na oporność promieniowania:

$$R_{pr} = 1600 \left(\frac{h_{sk}}{\lambda} \right)^2 2.$$

Moc P_A , doprowadzona do anteny, zużywa się nie tylko na promieniowanie w przestrzeń. Znaczna jej część przypada na straty w przewodach anteny, w wodzie morskiej i kadłubie statku, w izolatorach oraz w innych półprzewodnikach i przewodnikach otaczających antenę.



Rys. 53

Rys. 54

A zatem całkowita oporność anteny składa się z oporności promieniowania R_{pr} i oporności strat R_{str} .
Całkowitą moc zużywaną w antenie można wyrazić w postaci iloczynu kwadratu skutecznej wartości prądu u podstawy anteny i całkowitej oporności anteny:

$$P_A = I^2 R_A$$

Skuteczność działania anteny nadawczej określa jej sprawność η_A , przez którą rozumie się stosunek mocy promieniowanej P_{pr} do całkowitej mocy anteny P_A :

$$\eta_A = \frac{P_{pr}}{P_A} = \frac{I^2 R_{pr}}{I^2 (R_{pr} + R_{str})} = \frac{R_{pr}}{R_{pr} + R_{str}}$$

Oporność strat można obliczyć z wzoru podanego przez akademika M. W. Szulejkina:

$$R_{str} = A \frac{\lambda}{\lambda_0}$$

gdzie

- A — współczynnik równy liczbowo wartości oporności strat anteny przy pracy na fali własnej;
- λ — długość fali roboczej;
- λ_0 — długość fali własnej anteny, przez którą rozumie się długość fali przed przyłączeniem do anteny indukcyjności i pojemności.

Z tego wzoru wynika, że oporność strat zależy nie tylko od współczynnika A, ale również od stosunku długości fali roboczej λ do długości fali własnej anteny λ_0 .

Poza opornością strat znaczny wpływ na sprawność anteny wywiera oporność promieniowania, która z kolei rośnie ze wzrostem skutecznej wysokości anteny i ze zmniejszaniem się długości fali roboczej.

W warunkach okrętowych wymiary geometryczne anteny, jej wysokość skuteczna, a co za tym idzie także i sprawność są w zasadzie uwarunkowane długością statku. Rysunek 55 przedstawia wykres przebiegu sprawności anteny nadawczej w zależności od długości statku dla trzech fal $\lambda = 600, 700$ i 800 m. Wykres ten, otrzymany doświadczalnie, zgadza się ze wzorem na obliczenie η_A . Ze wzrostem długości okrętu (a równocześnie i wysokości skutecznej anteny h_{sk}) i ze zmniejszaniem się długości fali wzrasta oporność promieniowania oraz η_A , i odwrotnie.

W celu zwiększenia sprawności anten okrętowych poza przewodem pionowym instaluje się znacznie rozwiniętą część poziomą. Zależnie od po-

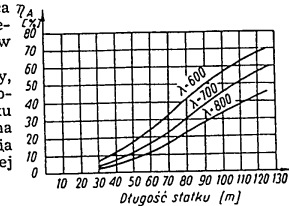
łożenia kabiny radiowej w stosunku do masztów stosuje się następujące rodzaje anten: anteny typu odwróconego L, typu T i anteny pochyle.

Antena typu odwróconego L (rys. 56a) stanowi układ dwóch przewodów — poziomego i pionowego. Przewód poziomy zawieszają między masztami i izoluje się go na końcach. Przewód pionowy, zwany odprowadzeniem, przylutowuje się do końca części poziomej i doprowadza do specjalnego izolatora przepustowego w ścianie kabiny radiowej.

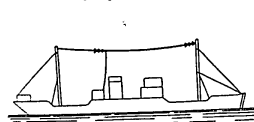
Całkowita długość $l_{całk}$ anteny, którą przyjęto nazywać długością drogi prądu, w wypadku anteny typu odwróconego L równa się sumie długości odprowadzenia l_{odpr} oraz długości części poziomej anteny l_p :

$$l_{całk} = l_{odpr} + l_p$$

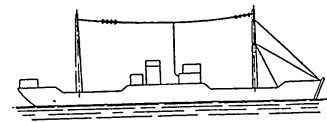
Antena typu T (rys. 56b) różni się od anteny typu odwróconego L tym, że odprowadzenie jej wykonuje się od środka przewodu poziomego. W celu zwiększenia wytrzymałości mechanicznej anteny typu T, która wykonuje się z dwóch osobnych przewodów, połączenie odprowadzenia zaleca się wykonywać w sposób pokazany na rysunku 56c.



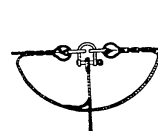
Rys. 55



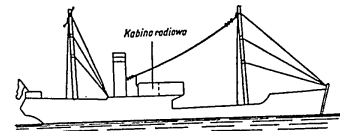
Rys. 56a



Rys. 56b



Rys. 56c



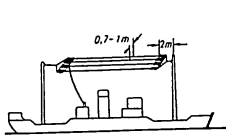
Rys. 56d

Długość drogi prądu w antenie typu T wynosi:

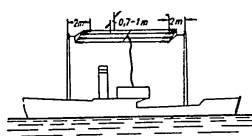
$$l_{całk} = l_{odpr} + \frac{l_p}{2}$$

Część poziomą anteny typu T ze względu na przepływający prąd można uważać za dwa przewody połączone równolegle.

W wypadku anteny pochylej (rys. 56d) jeden jej koniec zawieszają się na maszcie, a drugi doprowadza się do kabiny radiowej. Długość drogi prądu w antenie pochylej równa się całkowitej długości jej przewodu.



Rys. 56e

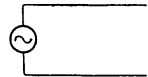


Rys. 56f

Na małych statkach przy niewielkim rozstawieniu masztów długość fali własnej anteny zwiększa się przez powiększenie jej pojemności; stosuje się w tym celu anteny wielopromieniowe, które mogą być zarówno typu odwróconego L (rys. 56e) jak i typu T (rys. 56f).

§ 3. WŁASNOŚCI LINII DWUPRZEWODOWEJ

Jeżeli obie połowy nie uziemionej anteny z włączonym w środku generatorem prądu zmiennego zegnijemy pod kątem prostym, otrzymamy wówczas tak zwaną linię dwuprzewodową (rys. 57).



Rys. 57

Podobnie jak każdy układ rezonansowy linia dwuprzewodowa ma indukcyjność L , pojemność C , oporność czynną R i oporność falową ρ .

Pierwszą cechą, jaką odróżnia linię dwuprzewodową od anteny jest to, że linia dwuprzewodowa słabo promieniuje energię elektromagnetyczną. Tłumaczy się to bliskim położeniem przewodów, powodującym skupianie się pola elektromagnetycznego na niewielkiej przestrzeni. Dzięki tej własności linię dwuprzewodową stosuje się szeroko do przesyłania (przewodzenia) energii wielkiej częstotliwości od nadajnika do anteny, od anteny do odbiornika itd. Przy pracy nadajnika na przykład na fali 5 m długość anteny nie uziemionej wyniesie zaledwie:

$$l = \frac{\lambda}{2} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ m.}$$

W celu zwiększenia zasięgu działania antenę taką zawieszają się na maszcie. Ponieważ nadajnika nie można przyłączyć bezpośrednio do anteny zawieszanej na dużej wysokości, energię od nadajnika do anteny doprowadza się za pomocą linii dwuprzewodowej, zwanej linią antenową (rys. 58). Linia antenowa największą sprawność, to jest stosunek mocy na wyjściu do mocy doprowadzanej na wejście, osiąga wówczas, gdy obciążenie jej ma charakter wyłącznika czynny i gdy wielkość obciążenia równa się oporności falowej linii antenowej. Warunek ten spełnia się dobierając albo, jak się to mówi, dopasowując oporność obciążenia do oporności falowej linii antenowej.

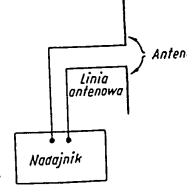
Druga niezwykle doniosła własność linii dwuprzewodowej polega na tym, że w pewnych warunkach oporność wejściowa linii (oporność w punktach, gdzie włącza się generator prądu zmiennego) może być bardzo mała (równa zeru) lub bardzo duża (równa nieskończoności).

Jeśli na przykład weźmiemy linię dwuprzewodową o długości równej ćwiertni długości fali ($l = \frac{\lambda}{4}$) i rozwartą na końcu, to rozkład prądu i napięcia wzdłuż linii przyjmie postać przedstawioną na rysunku 59a liniami przerywanymi. Taki rozkład prądu i napięcia tłumaczy się tym, że oporność na końcu linii równa się nieskończoności, a więc prąd na końcu równa się zeru, napięcie natomiast jest maksymalne. Ponieważ wzdłuż linii układa się ćwierć fali prądu i napięcia, więc przy generatorze prąd jest maksymalny, napięcie zaś równa się zeru.

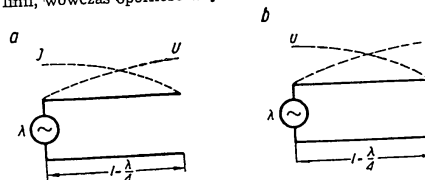
A zatem oporność wejściowa linii ćwierćfalowej, rozwartej na końcu, jest bardzo mała, a jeśli pominiemy oporność czynną linii, to wynosi ona zero.

Jeśli natomiast linię o długości $l = \frac{\lambda}{4}$ ze-

wrzemy na końcu na krótko (rys. 59b), to rozkład prądu i napięcia będzie inny: na końcu linii prąd będzie największy, a napięcie równe zeru. Natomiast przy generatorze prąd będzie równy zeru, a napięcie maksymalne. A więc oporność wejściowa zwartej linii dwuprzewodowej ćwierćfalowej będzie bardzo duża, a jeżeli nie uwzględnimy małej oporności czynnej linii, wówczas oporność wejściowa będzie równa nieskończoności.



Rys. 58



Rys. 59

Na falach ultrakrótkich ($\lambda < 10 \text{ m}$) stosuje się szeroko krótkozwarte, ćwierćfalowe odcinki linii dwuprzewodowej w charakterze obwodów rezonansowych, „izolatorów” metalowych bądź też w innym charakterze dla celów specjalnych.

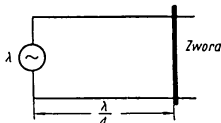
Z wzoru określającego częstotliwość własną obwodu drgającego:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

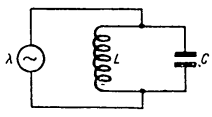
wynika, że przy stałej pojemności obwodu C częstotliwość ω_0 można zwiększyć przez zmniejszenie indukcyjności.

Dla dwukrotnego zwiększenia częstotliwości indukcyjność obwodu trzeba zmniejszyć czterokrotnie; dla zwiększenia częstotliwości trzy razy indukcyjność obwodu należy zmniejszyć dziewięciokrotnie itd.

A więc w miarę powiększania częstotliwości (skracania długości fali) obwodu jego dobroć $Q = \frac{\omega_0 L}{R}$ szybko maleje. Dlatego też na falach krótszych od 10 m (częstotliwościach większych od 30 MHz) zamiast obwodu rezonansowego stosuje się często ćwierćfalowy, krótkozwarty odcinek linii dwuprzewodowej (rys. 60a). Układ taki jest równoważny załączeniu do generatora równoległego obwodu rezonansowego (rys. 60b) o dobroci znacznie przewyższającej dobroć zwykłego obwodu. Dokładne strojenie linii do częstotliwości generatora uzyskuje się przez przesuwanie mostka zwierającego linię (zwory) wzdłuż jej długości.



Rys. 60a



Rys. 60b

Taki ćwierćfalowy, zwarty odcinek linii można zasadniczo zastosować i na dłuższych falach, lecz długość linii w takim wypadku wykracza poza granice możliwości realizacji. Na przykład przy pracy generatora na fali $\lambda = 600$ m odcinek linii dwuprzewodowej musiałby mieć długość

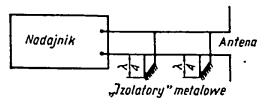
$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{600}{4} = 150 \text{ m.}$$

Zastosowanie ćwierćfalowego, krótkozwarte odcinka linii dwuprzewodowej jako „izolatora” ilustruje rysunek 61.

Przewody linii antenowej, idącej od nadajnika do anteny, umocowane są tu na dwuprzewodowych, krótkozwartych odcinkach ćwierćfalowych. Oporność każdego z nich w punktach przyłączenia do przewodów linii antenowej jest bardzo duża, praktycznie bliska nieskończoności. W związku z tym przewody linii antenowej są w niezawodny sposób odizolowane wzajemnie od siebie oraz od kadłuba (ziemi). Wadą takich „izolatorów” metalowych jest to, że nadają się one

tylko dla jednej długości fali (częstotliwości). Gdy zmienimy falę (częstotliwość) nadajnika, wówczas między przewodami linii antenowej nastąpi zwarcie.

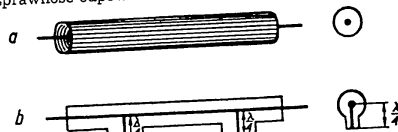
Przy falach krótszych od jednego metra (częstotliwościach większych od 300 MHz) linia dwuprzewodowa promieniuje w przestrzeń znaczną ilość energii. Dlatego też w danym wypadku lepiej jest stosować kabel dwu-



Rys. 61

przewodowy koncentryczny, czyli współosiowy (rys. 62a). Składa się on z elastycznej metalowej, zwykle miedzianej, rurki, wewnątrz której w środku znajduje się przewodnik. Rurka jest jednym odizolowania kabla, a żyła wewnętrzna (przewodnik) — drugim. W celu odizolowania wewnętrznej żyły kabla koncentrycznego od przewodu zewnętrznego wywolną przestrzeń między przewodem wewnętrznym a zewnętrznym wypełnia się materiałem izolacyjnym lub też stosuje się ceramiczne „koralki” izolacyjne nawlekane na żyłę wewnętrzną.

W liniach koncentrycznych o konstrukcji sztywnej stosuje się często izolatory metalowe (rys. 62b). Pole elektromagnetyczne prądu wielkiej częstotliwości przesyłanego kablem koncentrycznym zawiera się całkowicie między przewodem wewnętrznym i wewnętrzną powierzchnią przewodu zewnętrznego, czyli rurki. W związku z tym nie ma promieniowania energii elektromagnetycznej. Straty energii przesyłanej takim kablem maleją, a sprawność odpowiednio wzrasta.



Rys. 62

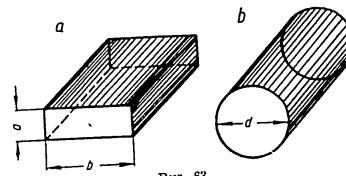
Krótkozwarte, ćwierćfalowe odcinki kabla koncentrycznego, podobnie jak odcinki zwykłej linii, stosuje się szeroko jako obwody rezonansowe. Przy falach krótszych od 10 cm (częstotliwościach większych od 3000 MHz) straty w przewodzie wewnętrznym kabla koncentrycznego silnie wzrastają, a w wyniku tego bardzo maleje sprawność.

§ 4. FALOWODY I REZONATORY WNEKOWE

Dla przesyłania energii w zakresie fal centymetrowych stosuje się rury metalowe zwane falowodami.

Wskutek braku przewodu wewnętrznego straty energii w falowodzie, nawet przy bardzo wielkich częstotliwościach, są nieznaczne. Dlatego falowód jest zdolny przesyłać energię z większą sprawnością. W praktyce najszerzej stosowane są falowody o kształcie prostokątnym (rys. 63a); nieco rzadziej spotyka się falowody kołowe (rys. 63b).

Falowód może przenosić drgania elektromagnetyczne o częstotliwości nie mniejszej od ściśle określonej, tak zwanej częstotliwości krytycznej (o dłu-



Rys. 63

gości nie większej niż krytyczna długość fali λ_{kryt} ; wielkość częstotliwości krytycznej określają wymiary falowodu.

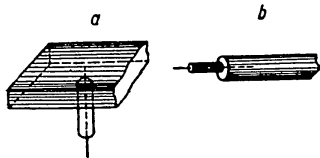
Falowod prostokątny na przykład ma krytyczną długość fali $\lambda_{kryt} = 2b$, dla falowodu kołowego zaś $\lambda_{kryt} = 1,3d$.

Na falach o długości większej niż krytyczna straty energii silnie wzrastają i przesyłanie energii praktycznie staje się niemożliwe.

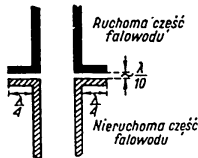
Niektóre typowe falowody mają następujące wymiary:

prostokątny dla $\lambda = 10$ cm:	$a = 3,1$ cm, $b = 7$ cm;
prostokątny dla $\lambda = 3$ cm:	$a = 1,2$ cm, $b = 2,5$ cm;
kołowy dla $\lambda = 10$ cm:	$d = 13$ cm;
kołowy dla $\lambda = 3$ cm:	$d = 3,02$ cm;

Na falach dłuższych niż 10 cm nie stosuje się falowodów, gdyż wymiary ich stają się technicznie niewygodne i nieekonomiczne.



Rys. 64



Rys. 65

Do doprowadzania energii do falowodu, a także odbierania energii z falowodu służy pręt lub pętla, które wprowadza się do wnętrza falowodu. Pręt lub pętla może stanowić wewnętrzna żyła kabla koncentrycznego, którego płaszcz zewnętrzny zwiera się na krótko ze ścianką falowodu. Na rysunku 64 przedstawiono sposób połączenia falowodu prostokątnego (a) i kołowego (b) z kablem koncentrycznym.

Falowody montuje się zwykle z dwóch oddzielnych odcinków rury, ponieważ jedna część falowodu w czasie pracy jest nieruchoma, druga zaś musi się obracać. W związku z tym oddzielne części falowodu powinny być łączone tak, aby na całej długości falowodu nie było promieniowania z powstałych szpar lub miejsc połączonych nieszczelnie.

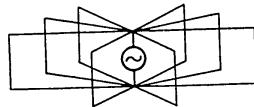
Dla lepszego uszczelnienia stosuje się specjalne połączenie dławikowe. Rysunek 65 pokazuje przykład połączenia ruchomej i nieruchomej części falowodu.

Między obiema połączonymi częściami istnieje szczelina umożliwiająca wzajemny ruch części względem siebie. Długość szczeliny może dochodzić do jednej dziesiątej długości fali. W celu uniknięcia promieniowania energii przez szczelinę zakończenia falowodu zaopatruje się w odgałęzienia o długości równej ćwiertni długości fali. Odgałęzienia te stanowią otwartą na końcu linię ćwierćfalową, której oporność wejściowa równa się, jak wiadomo, zero. W wyniku tego energia elektromagnetyczna dochodząc do miejsca styku obu części falowodu posiada się bez przeszkód wewnątrz falowodu, gdyż w tym wypadku oporność w miejscu styku równa się ze-

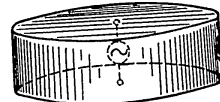
ru, to znaczy stanowi krótkie zwarcie dla drgań o danej częstotliwości (długości fali).

Z chwilą gdy zaczęto wykorzystywać zakres fal centymetrowych, powstała konieczność zrewidowania konstrukcji obwodów rezonansowych. Już nie tylko zwyczajne obwody rezonansowe, ale nawet krótkozwarte, ćwierćfalowe odcinki linii dwuprzewodowych i koncentrycznych okazały się technicznie nieprzydatne do pracy w zakresie fal centymetrowych, gdyż cechuje je duża stratność (mała dobroć).

Dlatego też w tym zakresie fal stosuje się z zasady inne układy rezonansowe, mianowicie tak zwane rezonatory wnękowe, opracowane przez uczonego radzieckiego M. S. Nejmana. Rezonator taki można sobie wyobrazić jako wielką ilość krótkozwartych, ćwierćfalowych odcinków linii dwuprzewodowej, zasilanych przez dużą, przewody szczelnie połączoną się z sobą i tworzącą jednolitą powierzchnię o kształcie cylindrycznym, zwaną rezonatorem objętościowym lub wnękowym (rys. 67). Generator jest wówczas przyłączony w środku wnęki rezonatora, między górną i dolną podstawą.



Rys. 66



Rys. 67

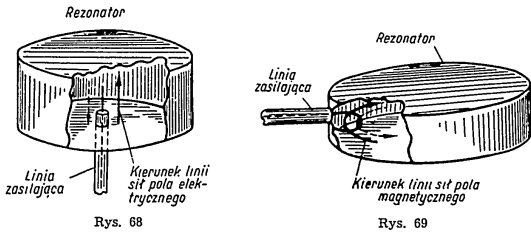
Drgania elektromagnetyczne występują tylko wewnątrz wnęki rezonatora, jego powierzchnie metalowe pełnią bowiem rolę ekranu, to znaczy nie przepuszczają pola elektrycznego do ośrodka znajdującego się na zewnątrz rezonatora. Długość fali własnej λ_0 rezonatora wnękowego (częstotliwość f_0) zależy od długości krótkozwartych, ćwierćfalowych odcinków linii stanowiących rezonator, to znaczy od średnicy rezonatora D ; do jej obliczenia posługujemy się wzorem:

$$\lambda_0 = 1,305 D.$$

Brak strat na promieniowanie energii do przestrzeni zewnętrznej, duża objętość i małe straty w ściankach powodują, że rezonator jest układem rezonansowym o wysokiej jakości. Dobroć Q rezonatora wnękowego sięga kilkudziesięciu tysięcy. Takiej dobroci nie ma żaden inny obwód rezonansowy. Rezonator wnękowy stosuje się, podobnie jak falowód, tylko w zakresie fal centymetrowych. Zastosowanie rezonatora w zakresach fal dłuższych jest nieekonomiczne, gdyż wymiary jego (np. średnica D), większych jest nieekonomiczne, gdyż wymiary jego (np. średnica D), większych jest nieekonomiczne, wymagają masywnej i kosztownej konstrukcji.

Doprowadzanie energii do wnętrza rezonatora i odprowadzanie jej z rezonatora odbywa się na tych samych zasadach co w falowodzie. Na przykład na rysunku 68 przedstawiono sposób zasilania rezonatora za pomocą wewnętrznej żyły kabla koncentrycznego. Wprowadzony do otworu

w środku dna rezonatora zewnętrzny płaszcz kabla łączy się z korpusem rezonatora. Przewód środkowy (pręt), wprowadzony do wnętrza, stanowi antenę wzbudzającą w rezonatorze drgania elektromagnetyczne.



Rysunek 69 pokazuje sposób wzbudzania drgań w rezonatorze za pomocą pętli. W tym wypadku przewód środkowy kabla, wprowadzony do rezonatora przez ścianę boczną, jest zagięty i połączony z korpusem. Odprowadzać energię z rezonatora można zarówno za pomocą pręta, jak i pętli.

§ 5. ROZCHODZENIE SIĘ FAL RADIOWYCH

Energię elektromagnetyczną promieniowaną w przestrzeń przez antenę nadajnika radiowego i rozchodząca się z bardzo wielką prędkością, równą prędkości światła (3·10⁸ m/sek), można odbierać na znacznej odległości od stacji nadawczej.

Charakter rozchodzenia się elektromagnetycznych fal radiowych jest bardzo szczególny i niepodobny do rozchodzenia się fal świetlnych, jakkolwiek drgania świetlne w swej naturze są także drganiami elektromagnetycznymi, o innej jedynie częstotliwości (rys. 70). W odróżnieniu od fal świetlnych, które można wykrywać tylko w granicach prostej widzialności, fale radiowe mają własność rozchodzenia się poza granice horyzontu.

Rozchodzenie się fal radiowych poza granice horyzontu optycznego tłumaczy się dwiema przyczynami: odbiciem się fal radiowych od górnych warstw atmosfery — jonosfery i zjawiskiem dyfrakcji, to jest pewną zdolnością fal radiowych do okrążania kuli ziemskiej. Promieniowana przez antenę nadawczą energia fal radiowych rozchodzi się dwiema drogami (rys. 71) — bezpośrednio przy powierzchni ziemi (fala przyziemna) i pod kątem do powierzchni ziemi (fala przestrzenna).

Energia radiowych fal przestrzennych dochodzi do zjonizowanych warstw atmosfery, odbija się od nich i znowu trafia na powierzchnię ziemi.

Ponieważ rozchodzenie się fal przyziemnych zależy od zjawiska dyfrakcji, na zasięg tych fal ma wpływ skład gleby i ukształtowanie terenu, nad którym fale się rozchodzą. Ziemia jest jednocześnie złym przewodnikiem i złym dielektrykiem, w znacznym więc stopniu pochłania energię

fal przyziemnych. Z tego powodu, a także wskutek rozpraszania się energii elektromagnetycznej w przestrzeni, w miarę oddalania się od stacji nadawczej natężenie pola elektromagnetycznego stopniowo maleje.

Widmo fal elektromagnetycznych

Kilometry		Metry		Mikrometry		Angstromy		X
λ	f	λ	f	λ	f	λ	f	
3000	10 ⁸	300	10 ⁶	300	10 ¹⁰	3	10 ¹⁶	
300	10 ⁹	30	10 ¹⁰	3	10 ¹²	0,3	10 ¹⁴	
3	10 ¹¹	0,3	10 ¹³	0,3	10 ¹⁵	3	10 ¹⁷	
0,3	10 ¹²	0,03	10 ¹⁴	3	10 ¹⁶	300	10 ¹⁸	
0,03	10 ¹³	3	10 ¹⁵	3	10 ¹⁷	30	10 ¹⁹	
3	10 ¹⁶	3	10 ¹⁸	3	10 ²⁰	3	10 ²²	
0,3	10 ¹⁸	0,3	10 ²⁰	0,3	10 ²²	3	10 ²⁴	
0,03	10 ¹⁹	0,3	10 ²¹	0,3	10 ²³	3	10 ²⁵	
3	10 ²²	3	10 ²⁴	3	10 ²⁶	300	10 ²⁸	
300	10 ²⁵	300	10 ²⁷	300	10 ²⁹	3000	10 ³²	
3000	10 ²⁸	3000	10 ³⁰	3000	10 ³²	30000	10 ³⁵	

Jednostki długości: 1 mikron = 0,001 mm; 1 angstrom = 10⁻⁸ cm; 1 X = 0,001 angstroma

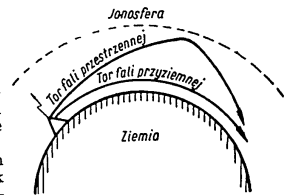
Rys. 70

Straty energii w ziemi, roślinności i we wszelkiego rodzaju obiektach naziemnych (budynkach itp.) są tym większe, im większa jest częstotliwość drgań (im krótsza jest fala). Przy rozchodzeniu się fal radiowych nad powierzchnią morza straty energii elektromagnetycznej maleją. Składają się na to dwie przyczyny: po pierwsze, woda morską ma większą przewodność (mniejszą oporność) niż ziemia; po drugie, na powierzchni morza nie ma różnego rodzaju obiektów powodujących znaczne straty energii.

Zjawisko odbijania się radiowych fal przestrzennych zachodzi wskutek istnienia w górnych warstwach atmosfery ładunków swobodnych — elektronów i jonów. Ładunki te są

wynikiem działania promieni słonecznych na górne warstwy atmosfery: pod działaniem słońca część atomów gazów wchodzących w skład powietrza rozpada się na swobodne elektrony i jony dodatnie. Zjawisko takie nazywa się jonizacją powietrza, a część atmosfery, gdzie istnieje swobodne elektrony i jony, nosi nazwę jonosfery.

Zjonizowane powietrze ma własności półprzewodnika i wywiera wielki wpływ na rozchodzenie się fal radiowych. Gęstość jonizacji, to jest ilość swobodnych elektronów znajdujących się w jednym centymetrze sześciennym objętości powietrza, zależy od odległości od ziemi, od pory dnia



Rys. 71

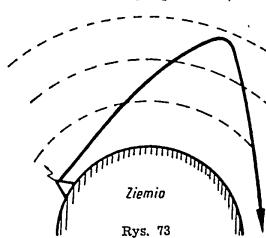
i nocy oraz od pory roku. W związku z tym atmosfera ma budowę nie jednorodną, lecz warstwową (rys. 72). Najbliżej ziemi (na wysokości 50-60 km) znajduje się warstwa D, istniejąca tylko w ciągu dnia. Gęstość jonizacji w warstwie D jest niewielka, ponieważ energia słoneczna dochodzi do dolnych warstw powietrza tak osłabiona, że nie jest w stanie znacznie ich zjonizować. Poza tym duże ciśnienie w dolnych warstwach sprzyja procesowi odwrotnemu — łączeniu się elektronów i jonów w obojętne drobiny gazów powietrza.

Na wysokości 90-120 km układa się warstwa E o przewodności większej niż przewodność warstwy D. Tłumaczy się to dużą gęstością jonizacji w warstwie E wskutek dużej intensywności działania promieni słonecznych i dużego rozrzedzenia (mniejszego ciśnienia) powietrza. W nocy, w „nieoświetlonej” części atmosfery, warstwa E prawie zupełnie zanika.

Na wysokości 200-400 km układa się warstwa F, która pozostaje również w nocy, ponieważ duże rozrzedzenie powietrza zapobiega częstym zderzeniom elektronów i jonów oraz tworzeniu się obojętnych drobin gazów powietrza.

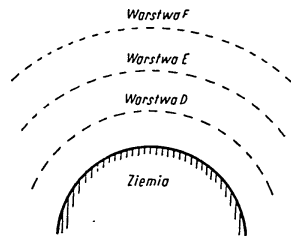
Oczywiście, między tymi warstwami atmosfery nie ma wyraźnych granic i przejście od jednej warstwy do drugiej odbywa się stopniowo.

Gdy radiowe fale przestrzenne wejdą w jonosferę, ta ostatnia wpływa na nie dwójako: po pierwsze, wskutek istnienia swobodnych ładunków



Rys. 73

zmienia się kierunek rozchodzenia się fal radiowych i po drugie, następuje pochłanianie energii fal radiowych. Istotą pierwszego zjawiska, to jest zmiany kierunku rozchodzenia się fal radiowych, tłumaczy fakt, że przy rozchodzeniu się fal radiowych w ośrodku niejednorodnym, jakim jest jonosfera wskutek swej budowy warstwowej, następuje odbicie i załamanie promienia elektromagnetycznego. Wobec tego, że w warstwach jonosfery gęstość jonizacji i stała dielektryczna zmieniają się w sposób ciągły, promień elektromagnetyczny będzie stopniowo odchyłał się od swego kierunku pierwotnego i w końcu dochodząc do warstwy o największej gęstości jonizacji odbije się od niej i powróci na ziemię (rys. 73). Im mniejsza jest częstotliwość (czyli im



Rys. 72

większa jest długość fali) i im większa jest gęstość jonizacji, tym większe jest załamanie, to jest tym silniej zakrzywia się droga fal radiowych w jonosferze.

Pochłanianie, czyli tłumienie energii fal radiowych w jonosferze tłumaczy się tym, że pod działaniem zmiennego pola elektromagnetycznego naładowane elektrycznie cząsteczki jonosfery rozpoczynają ruch drgający i zderzając się ze sobą zamieniają energię pola elektromagnetycznego, powodującego ich ruch, na energię ciepłą wyzwalającą się podczas zderzenia się cząsteczek. W miarę wzrastania długości fali (malenia częstotliwości) wzrasta długość swobodnej drogi naładowanych cząsteczek, zderzenia następują częściej i straty energii (pochłanianie) są większe.

W związku z wpływem częstotliwości (długości fali) na rozchodzenie się fal radiowych cały zakres fal radiowych (widmo częstotliwości radiowych) dzieli się na podzakresy, przy czym w każdym z nich fale radiowe cechują inne własności rozchodzenia się (tabl. 1).

Tablica 1*

Rodzaj fal	λ [m]	f [Hz]
Fale długie	> 1000	< $3 \cdot 10^6$
Fale średnie	1000-200	$3 \cdot 10^6 - 1,5 \cdot 10^6$
Fale pośrednie	200-100	$1,5 \cdot 10^6 - 3 \cdot 10^6$
Fale krótkie	100-10	$3 \cdot 10^6 - 3 \cdot 10^7$
Fale ultrakrótkie metrowe	10-1	$3 \cdot 10^7 - 3 \cdot 10^8$
Fale ultrakrótkie decymetrowe	1-0,1	$3 \cdot 10^8 - 3 \cdot 10^9$
Fale ultrakrótkie centymetrowe	0,1-0,01	$3 \cdot 10^9 - 3 \cdot 10^{10}$

Poniżej omówimy cechy szczególne rozchodzenia się fal radiowych poszczególnych podzakresów.

Rozchodzenie się fal długich. Dla rozchodzenia się fal długich charakterystyczne jest to, że w głębie tracą one mało energii i łatwo uginają się przy powierzchni ziemi. W związku z tym tłumienie energii fali przyziemnej jest nieznaczne, dzięki czemu działanie jej rozciąga się na znaczne odległości od nadajnika. Fala przestrzenna ze względu na swe małe częstotliwości odbija się nawet od słabo zjonizowanej warstwy D, gdzie jest ona znacznie tłumiona, a to z powodu dużej gęstości i zbyt małego zjonizowania ośrodka.

W nocy, gdy warstwa D prawie całkowicie zanika, energia fal długich odbija się od warstw wyższych mających większą przewodność, a więc mniejsze straty. Dzięki temu w nocy zasięg działania radiostacji długofalowych trochę się zwiększa.

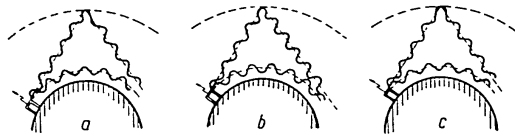
Rozchodzenie się fal średnich. Rozchodzenie się fal średnich wiąże się ze znacznym pochłanianiem energii przez ziemię i jonosferę. W związku

* Dane w tablicy podano wg publikacji: Przepisy o urządzeniach radiowych na statkach morskich (Tłumaczenie przepisów Morskiego Rejestru ZSRR), Biblioteka Polskiego Rejestru Statków, „Wydawnictwa Komunikacyjne”, Warszawa 1954; s. 13 (przyp. red. tłum.).

z tym zasięg działania promienia przyziemnego, nawet w wypadku nadajnika o dużej mocy i pracującego na najdłuższych falach tego zakresu, nie przekracza 2000–2500 km.

W ciągu dnia przy odbiorze sygnałów radiowych z zakresu średniofalowego w odległości 500–1000 km nie stwierdza się istnienia fal przestrzennych. Tłumaczy się to silnym pochłanianiem promieniowania przez jonosferę znajdującą się poniżej warstwy E (warstwa D). W nocy, gdy ta słabo przewodząca warstwa zanika, energia odbija się, podobnie jak w wypadku fal długich, od warstwy F mającej, jak wiadomo, przewodność większą niż warstwa D.

Zakres średniofalowy charakteryzują więc następujące cechy: w dzień odbiór sygnałów na odległościach 500–1000 km możliwy jest wyłącznie dzięki energii fal przyziemnych, w nocy — dzięki falom przyziemnym i przestrzennym. W tym wypadku w punkcie odbioru sumują się natężenia pól jednej i drugiej fali. Im bliżej jest do nadajnika, tym większe okazuje się działanie fali przyziemnej, w miarę zaś oddalania się od stacji nadawczej — fali przestrzennej. W nocy słyszalność stacji średniofalowych znacząco się zwiększa.



Rys. 74

Nocą, poczynając od odległości kilkudziesięciu kilometrów od nadajnika, zauważa się zjawisko zmian odbieranej mocy, zachodzące prawie nieprzerwanie. Stopień słyszalności przy tym może zmieniać się aż do zupełnego zaniku sygnałów.

Zanikanie sygnałów jest wynikiem interferencji fal radiowych spowodowanej tym, że fale przyziemne i przestrzenne dochodzą od nadajnika do odbiornika drogami o różnej długości.

Drgania promieniowane przez antenę nadajnika dochodzą do anteny odbiornika dwiema drogami: za pośrednictwem fali przyziemnej oraz za pośrednictwem odbitej od jonosfery fali przestrzennej. Długość drogi fali przyziemnej jest stała, a długość drogi fali przestrzennej zmienia się ustawicznie wskutek zmian położenia jonosfery.

W następstwie tego w punkcie odbioru wskutek zsumowania się drgań fali przyziemnej i przestrzennej oraz wskutek istnienia przesunięcia fazy między nimi odbierana moc będzie maleć. Gdy przesunięcie fazy wyniesie 180° , a natężenia pól zrównają się, moc odbierana będzie równa zeru (rys. 74a).

Gdy kąt przesunięcia fazy jest większy niż 0° , ale mniejszy niż 180° , moc odbierana ma pewną wartość pośrednią (rys. 74b). Gdy obie fale mają zgodne fazy, moc odbierana jest największa (rys. 74c). Zjawisko to skraca

wybitnie zasięg działania radiostacji, częste bowiem zanikanie sygnałów powoduje zniekształcenia i zakłóca normalny odbiór. Na krótszych falach tego zakresu zjawisko to wywołuje jeszcze większe kłopoty, ponieważ wskutek silnego pochłaniania fal przez glebę zrównanie się natężeń pól fali przyziemnej i przestrzennej następuje przy małych odległościach. Dla zwalczania zanikania sygnałów stosuje się anteny o zmniejszonym promieniowaniu energii fal przestrzennych na korzyść zwiększenia promieniowania energii fal przyziemnych.

Rozchodzenie się fal pośrednich. Fale należące do tego zakresu mają na ogół takie same własności rozchodzenia się jak fale średnie i częściowo jak fale krótkie. Promień przyziemny tego zakresu, analogicznie jak przy falach krótkich, jest silnie pochłaniany przez glebę, dlatego zasięg jego działania ogranicza się do kilkudziesięciu kilometrów. Promień przestrzenny odbija się jedynie od warstwy F i dlatego po dwukrotnym przejściu przez warstwy D i E jest silnie słumiony, wskutek czego dla celów łączności jest za mało skuteczny.

Z tego powodu fale pośrednie stosuje się praktycznie dla łączności na stosunkowo niewielkich odległościach — w granicach kilkuset kilometrów.

Rozchodzenie się fal krótkich. Z powodu silnego pochłaniania przez glebę promienia przyziemnego rozchodzenie się fal krótkich odbywa się zasadniczo dzięki energii promienia przestrzennego odbitego od jonosfery.

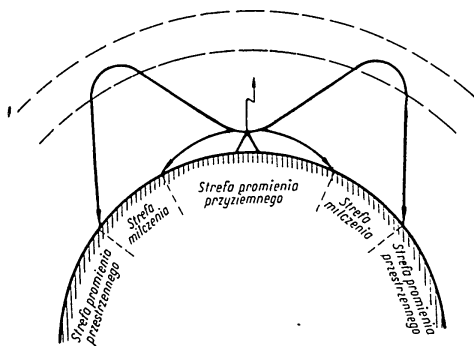
W porównaniu z falami długimi fale krótkie mają mniejszą zdolność odbijania się od jonosfery, ale w zamian za to mają w niej mniejsze straty.

Odbicie się fal krótkich od jonosfery i ich powrót na ziemię jest możliwy tylko wtedy, gdy istnieje w atmosferze konieczna gęstość jonizacji i gdy częstotliwość drgań przy danej koncentracji elektronów w warstwie odbijającej nie jest większa od ściśle określonej, tak zwanej częstotliwości krytycznej (na ogół większej niż 30 000 kHz). W przeciwnym bowiem razie nawet bardzo duża koncentracja jonów w warstwie F nie będzie w stanie zawrócić promienia z powrotem na ziemię. Promień, który wydosłał się poza granice jonosfery, nie może już być wykorystany.

Przy łączności na falach krótkich wskutek silnego pochłaniania przez ziemię promienia przyziemnego mogą pojawić się takie miejsca, do których nie dojdą ani fale przyziemne, ani przestrzenne (rys. 75). Obszar taki nazywa się **strefą milczenia**. Szerokość strefy milczenia nie jest stała, lecz zależy od długości fali, pory dnia i nocy oraz od mocy nadajnika radiowego. Ze zmniejszaniem się długości fali szerokość strefy milczenia wzrasta. Dzieje się tak dlatego, że krótsze fale przestrzenne dochodzą do głębszych warstw jonosfery i odbijając się od nich dochodzą na ziemię w większych odległościach od nadajnika. Energia natomiast fal przyziemnych wskutek wzrostu strat w ziemi szybko zanika.

Wpływ dnia lub nocy na szerokość strefy milczenia przedstawia się następująco. W ciągu dnia fale o tej samej długości odbijają się od warstwy E, a w ciągu nocy — gdy warstwa E zanika — od warstwy F. Ponieważ warstwa F znajduje się wyżej niż warstwa E, fale przestrzenne w nocy powracają na ziemię w większej odległości od nadajnika, a w ciągu

dnia — w mniejszej (rys. 76). Jeżeli jeszcze uwzględnimy, że tłumienie fal przyziemnych jest jednakowe w dzień i w nocy, to okaże się, że szerokość strefy milczenia jest mniejsza w ciągu dnia, a większa w ciągu



Rys. 75

nocy. Na zasięg działania fali przyziemnej wpływa moc nadajnika radiowego. Ze wzrostem mocy nadajnika radiowego wzrasta zasięg działania fali przyziemnej, maleje zaś szerokość strefy milczenia i na odwrót.

Przy odbiorze fal krótkich, podobnie jak przy odbiorze fal średnich, w odległościach przewyższających zasięg działania fali przyziemnej występują zaniki sygnałów, które tłumaczą się interferencją fal.



Rys. 76

Przy odbiorze sygnałów na falach krótkich poza zanikaniem sygnałów występuje zjawisko echa. Zjawisko to pojawia się wtedy, gdy sygnały dochodzą do miejsca odbioru różnymi drogami.

Wskutek tego, że fale krótkie są nieznacznie tłumione w jonosferze, fale przestrzenne mogą osiągnąć punkt odbioru nie tylko po najkrótszej

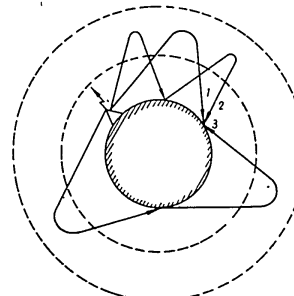
drodze, lecz także zataczając drogę równą lub nawet większą niż droga dookoła ziemi, to jest obiegając ziemię w drugim kierunku lub też wielokrotnie odbijając się od niej (rys. 77). W związku z tym rozróżniamy echo bliższe (promień 1 i 2) z opóźnieniem 0,001 sek i echo dalsze (promień 3) lub echo okrążające ziemię, którego opóźnienie zawiera się w granicach 0,1 ÷ 0,2 sek.

W czasie zwykłego, słuchowego odbioru sygnałów nie odczuwa się zjawiska echa, ale może ono wywołać silne zniekształcenia przy szybko działającej łączności radiotelegraficznej, przy której sygnały odbiera się za pomocą automatu telegraficznego, jak również w tych wypadkach, gdy przesyła się sygnały w postaci krótko trwających impulsów.

Poza wymienionymi zjawiskami oraz okresowymi zmianami słyszalności związanymi z porą dnia, nocy i porą roku zauważa się zmiany słyszalności sygnałów radiowych wywołane zaburzeniami (burzami) magnetycznymi i jonostrowymi.

W czasie zaburzeń jonosferycznych wysokość warstwy zjonizowanej gwałtownie wzrasta, w związku z czym maleje częstotliwość krytyczna, przy której zachodzi odbicie fal radiowych. W takim wypadku w celu niedopuszczenia do przerwania łączności radiowej przechodzi się na fale o większej długości. Najwięcej burz jonosferycznych występuje w okolicach podbiegunowych, gdzie łączność na falach krótkich często ulega przerwaniu. Dla skutecznego zorganizowania łączności na dużych odległościach za pomocą fal krótkich konieczny jest prawidłowy wybór długości fali. W celu zrealizowania łączności radiowej w ciągu dnia należy stosować fale krótsze, o długości 15 ÷ 30 m. Tłumienie energii tych fal w warstwach D i E jest nieznaczne, dzięki czemu natężenie pola wytworzonego przez te fale w punkcie odbioru jest wystarczająco duże. W nocy należy stosować fale dłuższe (30 ÷ 50 m), gdyż fale krótsze prawie nie odbijają się od warstwy F i nie powracają na ziemię. W związku z tym pierwsze z wymienionych fal (15 ÷ 30 m) zwie się niekiedy dziennymi, a drugie — nocnymi.

Rozchodzenie się fal ultrakrótkich. Cechą szczególną rozchodzenia się fal ultrakrótkich jest to, że fala przestrzenna nie odbija się od jonosfery, lecz przebijając ją oddala się w przestrzeń międzyplanetarną. Własność tę wykorzystali uczeni radzieccy, akademicy L. I. Mandelsztam i N. D. Papaleksi, którzy już w 1942 r. opracowali metodę pomiaru odległości księżycą od ziemi na zasadzie odbijania się od niego fal ultrakrótkich.



Rys. 77

W styczniu 1946 r. wysłano na księżyc impuls energii elektromagnetycznej ultrawielkiej częstotliwości o dużej mocy, który następnie po odbiciu się od księżyca odebrano z powrotem. W ten sposób udało się stwierdzić, że odległość księżyca od ziemi wynosi w przybliżeniu 384 000 km.

Łączność krótkofalowa posługuje się jedynie falami przyziemnymi, które w bardzo małym stopniu mają własność okrążania powierzchni ziemi (mają małą własność dyfrakcji). Dlatego też rozchodzenie się fal ultrakrótkich odbywa się po liniach prostych. Maksymalny zasięg ich działania, jeśli nie uwzględniać różnych innych czynników, jest określany z asiegiem widzialności optycznej, obliczanym według wzoru:

$$D = 4,1 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

gdzie

- D — zasięg działania, w kilometrach;
- h_1 — wysokość anteny nadajnika, w metrach;
- h_2 — wysokość anteny odbiornika, w metrach.

Jak wynika ze wzoru, w celu powiększenia zasięgu działania na falach ultrakrótkich, anteny nadajnika i odbiornika należy umieszczać możliwie jak najwyżej ponad ziemią.

Uczony radziecki, akademik B. A. Wwiedziński, wykazał, że na rozchodzenie się fal ultrakrótkich wielki wpływ wywiera powierzchnia ziemi (morza). W tym zakresie fal ziemia oraz różnego rodzaju budowle, drzewa itp. nie tylko pochłaniają energię elektromagnetyczną, ale w znacznym stopniu ją odbijają. Dlatego też do punktu odbioru dochodzą nie tylko fale radiowe rozchodzące się prostoliniowo, lecz także fale odbite od ziemi. Powoduje to, jak wiadomo, zależnie od wzajemnego stosunku faz fali bezpośredniej i odbitej, wzmacnianie się lub zanikanie odbieranych sygnałów.

Ponieważ nad powierzchnią ziemi powietrze jest niejednorodne tak co do gęstości, jak i wilgotności, obserwuje się niekiedy rozchodzenie się fal ultrakrótkich po torach krzywoliniowych. Zjawisko takie występuje najczęściej w ciągu dnia przy rozchodzeniu się fal radiowych nad powierzchnią morza, gdzie wyraźnie występuje różnica temperatur między wodą i znajdującym się nad nią powietrzem, szczególnie przy słabym wietrze. Także obszary nadwodne oznaczają się wskutek parowania wody z powierzchni morza różną wilgotnością. Takie zakrzywienie się torów rozchodzenia się fal ultrakrótkich, zwane anomalnym rozchodzeniem się fal, doprowadza niekiedy do znacznego zwiększenia zasięgu działania radiostacji ultrakrótkofalowych. Na Oceanie Indyjskim zdarzył się na przykład wypadek, że odbierano sygnały ultrakrótkofalowe na odległości 1200 mil morskich.

Na rozchodzenie się fal centymetrowych wpływają warunki meteorologiczne. Deszcz i mgła na drodze rozchodzenia się fal tłumią je i odbijają. Maleje przez to znacznie zasięg działania radiostacji, szczególnie na falach krótszych od 3 cm.

Przykładowo w tabelicy 2 zestawiono dane porównawcze ilustrujące wpływ deszczu na zasięg działania radiostacji w milach morskich przy pracy na falach $\lambda = 10$ cm, $\lambda = 3$ cm i $\lambda = 1,25$ cm.

Z tabelicy wynika, że o ile przy dobrej pogodzie zasięg działania na wszystkich falach zakresu centymetrowego wynosi 10 mil morskich, o tyle

Tabela 2

Stan pogody	Długość fali [cm]		
	$\lambda = 10$	$\lambda = 3$	$\lambda = 1,25$
	Zasięg działania radiostacji [Mm]		
Pogodnie	10	10	10
Mały deszcz	10	9,5	7,5
Duży deszcz	9,5	6,5	3,3
Ulewa	7	2,3	0,4

przy dużym deszczu i w czasie ulewy cyfra ta zmniejsza się znacznie, szczególnie dla fal krótszych.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że pomiędzy poszczególnymi zakresami fal nie ma wyraźnych granic, przy zmianie długości fali zmieniają się bowiem w sposób ciągły własności fal.

Dlatego też na przykład fale o długości 10÷13 m mają własności zbliżone do fal ultrakrótkich, a fale o długości 50÷100 m — do fal krótkich.

Zastosowanie fal radiowych o różnych długościach w okrętowej łączności radiowej i w radionawigacji. Szczególnie szerokie stosowanie środków radiowych w łączności okrętowej i nawigacji powoduje, że statki muszą być wyposażone w radioaparaturę obejmującą prawie cały zakres fal radiowych wykorzystywany w radiotechnice.

Po zapoznaniu się z własnościami rozchodzenia się fal radiowych o różnej długości (częstotliwości) możemy obecnie rozpatrzyć celowość stosowania każdego z zakresów fal radiowych w okrętowej łączności radiowej i radionawigacji.

Fale długie wymagają znacznych mocy, masywnego urządzenia zewnętrznego (anten) i aparatury o dużych wymiarach. Poza tym zakres długofalowy ma niewielką „pojemność” (zdolność do zmieszczenia bez wzajemnych zakłóceń określonej liczby jednocześnie pracujących radiostacji). Z tego powodu w okrętowej łączności radiowej fale długie stosowane są jedynie w wypadkach specjalnych.

Fale średnie, charakteryzujące się stosunkowo niewielkim tłumieniem promienia przyziemnego i przeciętnymi wymiarami urządzenia antenowego, zapewniają w ciągu całej doby niezawodną łączność na promieniu przyziemnym w zasięgu kilkuset kilometrów. Dzięki temu są one szeroko stosowane w okrętowej łączności radiowej i radionawigacji. Okrętowe urządzenia odbiorczo-nadawcze, przeznaczone do zwykłej łączności nawigacyjnej między statkami i między statkiem a lądem, radiostacje awaryjne, urządzenia radionawigacyjne (radiolatarnie kierunkowe i bezkierunkowe, radionamierniki okrętowe i nadbrzeżne itp.) pracują na falach średnich w zakresie 200÷2400 m.

Fale krótkie zapewniają łączność na dużych odległościach za pomocą fal przestrzennych przy małych mocach nadajnika i małych wymiarach urządzenia antenowego; dlatego są one szeroko zastosowane w łącz-

ności radiostacji nadbrzeżnych ze statkami znajdującymi się w dalekich rejsach.

Fale ultrakrótkie mają wprawdzie niewielki, ale za to niezależny od pory dnia i nocy oraz od pory roku zasięg działania, a także małe wymiary anteny i w ogóle całego urządzenia; znajdują one szerokie zastosowanie w łączności redowej i wewnątrzskadrowej. Poza tym fale włącznie tego zakresu stosuje się w radiolokacji, a w szczególności w okrętowych urządzeniach radiolokacyjnych, przeznaczonych do wykrywania w czasie złej widzialności znajdujących się nad wodą przeszkód.

Fale pośrednie przeznaczone są dla małych statków (trawlerów, holowników) przy łączności nawigacyjnej i awaryjnej oraz dla łączności dyspozytorskiej.

Rozdział IV LAMPY ELEKTRONOWE

Lampami elektronowymi nazywa się urządzenia wykorzystujące strumień swobodnych elektronów poruszających się w próżni. Lampy elektronowe na równi z obwodami rezonansowymi stanowią najważniejsze części składowe urządzeń radiowych — nadajników, odborników, wzmacniaczy radiowych itp.

Rozwój i zastosowanie w radiotechnice lamp elektronowych wiąże się z początkami obecnego stulecia. Początki ich zastosowania w radiotechnice przypadają na lata 1913—1915.

Pierwsze lampy elektronowe w Rosji wykonano pod kierunkiem uczonych N. D. Papaleksiego i M. A. Boncz-Brujewicza. Później wielkim wkładem do tej dziedziny techniki odznaczyli się A. A. Czernyszew, S. A. Wiekszyński, W. I. Wołynkin oraz wielu innych uczonych i specjalistów radzieckich.

Ogromny postęp w radiotechnice w latach ostatnich jest właśnie wynikiem nieustannego rozwijania i doskonalenia techniki lamp elektronowych.

§ 1. LAMPA DWUELEKTRODOWA (DIODA)

Najprostszą lampę elektronową stanowi lampa dwuelektrodowa często zwana diodą.

Dioda składa się z bańki szklanej lub metalowej, z której wypompowano powietrze. Wewnątrz bańki znajdują się dwie elektrody — katoda i anoda.

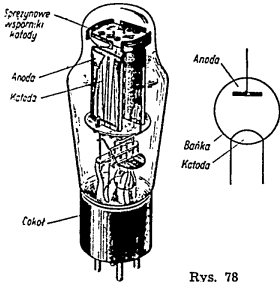
Najprostszą katodą jest cienkie włókno metalowe, którego końce wyprowadza się na zewnątrz i łączy się ze specjalnymi nóżkami kontaktującymi umieszczonymi na cokole lampy.

Anodę wykonuje się najczęściej w postaci cylindra metalowego okalającego katodę. W celu połączenia z obwodem zewnętrznym anoda ma także wyprowadzenie na zewnątrz. Rysunek 78 pokazuje rozmieszczenie elektrod w bańce oraz umowne oznaczenie diody na schematach.

Katoda jest źródłem swobodnych elektronów. Pod wpływem przepływu prądu metalowe włókno katody nagrzewa się, dzięki czemu wzrasta prędkość poruszania się półswobodnych elektronów w metalu. Przy pewnej wartości temperatury w metalu prędkość ta osiąga tak dużą wartość, że część elektronów pokonując siły przyciągania dodatnich ładunków atomowych wylatuje, to znaczy zostaje wysłana w przestrzeń.

Zjawisko to nosi nazwę emisji termoelektronowej, a prąd powstający wskutek emitowania elektronów przez katodę nazywa się prądem emisyjnym.

Aby umożliwić elektronom dalsze poruszanie się wewnątrz bańki, na anodę podaje się napięcie dodatnie w stosunku do katody, to jest między katodą i anodą wytwarza się różnicę potencjałów. Pod wpływem tej różnicy potencjałów elektrony dobiegają do anody i następnie przez obwód zewnętrzny powracają do katody.



Rys. 78

Pomimo że ruch elektronów w lampie jest podobny do poruszania się elektronów w przewodniku, to jednak prąd w lampie może przepływać tylko od anody do katody. Jeżeli zmienimy biegunowość napięcia na elektrodach lampy, to znaczy jeżeli zamiast napięcia dodatniego podamy na anodę napięcie ujemne, elektrony pod wpływem pola elektrycznego istniejącego między elektrodami lampy będą powracały na katodę i prąd przez lampę nie będzie przepływał.

Lampa dwuelektrodowa może pracować jedynie dzięki przyłączeniu do niej źródeł zasilających. Schemat połączenia diody ze źródłami zasilającymi pokazuje rysunek 79.

W celu rozgrzewania lub żarzenia katody do jej odprowadzeń załącza się baterię żarzenia B_z . Pod działaniem napięcia tej baterii przez katodę przepływa prąd, którego wielkość reguluje się opornością zmienną R_z .

Do podania napięcia na drugą elektrodę, czyli anodę, służy specjalna bateria B_a , zwana baterią anodową. Biegun dodatni (plus) tej baterii łączy się z anodą lampy, a biegun ujemny (minus) — z katodą. W ten sposób anoda ma potencjał dodatni w stosunku do katody. Prędkość poruszania się elektronów od katody do anody zależy od wielkości napięcia anodowego i wyraża się wzorem:

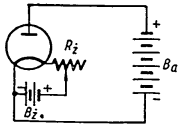
$$v = 600 \sqrt{E_a}$$

gdzie

v — prędkość elektronów, w km/sek;
 E_a — napięcie na anodzie, w woltach.

Ponieważ odległość między elektrodami lampy jest nieznaczna — rzędu milimetrów, czas przejścia elektronów przez lampę wyraża się miliardowymi częściami sekundy.

Diody ma dwa oddzielne obwody zamknięte: obwód żarzenia i obwód anodowy. Obwód żarzenia składa się z baterii B_z , oporności zmiennej R_z



Rys. 79

i samej katody. Prąd żarzenia przepływa od plusa baterii B_z , przez oporność zmienną R_z i następnie przez katodę do minusa baterii. Obwód anodowy zawiera baterię anodową oraz przestrzeń anoda-katoda w lampie. Ponieważ umownie przyjęto za dodatni kierunek prądu uważać kierunek przeciwny do kierunku poruszania się elektronów, więc prąd płynący w obwodzie anodowym, czyli tak zwany prąd anodowy jest skierowany od plusa baterii anodowej do anody i następnie przez lampę i katodę do minusa baterii.

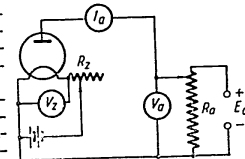
Wielkość prądu w obwodzie anodowym diody określona jest przez ilość elektronów dochodzących do anody w jednostce czasu; jest ona zależna od dwóch czynników — od prądu emisyjnego katody, to jest ilości elektronów wysyłanych przez katodę w jednostce czasu, i od napięcia na anodzie. Gdy na anodzie nie ma dodatniego napięcia, elektrony po opuszczeniu katody szybko tracą swą prędkość. Tłumaczy się to wzajemnym odpychaniem się jednakowo naładowanych cząsteczek. Elektrony, które utraciły prędkość, zapelniają przestrzeń wokół katody tworząc naładowaną ujemnie „chmurę” zwaną ładunkiem przestrzennym; „chmura” ta stanowi zaporę dla elektronów biegnących do anody.

Gdy napięcie na anodzie jest niewielkie, przez „chmurę” elektronową przedostają się do anody jedynie elektrony o dużej prędkości początkowej. Wielkość prądu jest wówczas nieznaczna. W miarę wzrostu napięcia anodowego anoda zaczyna przyciągać coraz więcej elektronów, tak że prąd anodowy wzrasta. Gdy wszystkie elektrony emitowane przez katodę będą już dochodziły do anody, wówczas niezależnie od dalszego zwiększania napięcia anodowego prąd anodowy w lampie nie będzie się powiększał. Lampa pracuje wówczas w obszarze nasycenia. Oczywiście przy nasyceniu wielkość prądu anodowego równa jest prądowi emisyjnemu katody.

Własności lamp elektronowych określone są przez ich tak zwane charakterystyki. Dla lampy dwuelektrodowej podstawowa jest charakterystyka anodowa, która pokazuje, jak zmienia się prąd anodowy lampy przy zmianach napięcia na anodzie, gdy napięcie żarzenia jest stałe. Charakterystykę lampy otrzymuje się zwykle doświadczalnie. Rysunek 80 podaje schemat układu służącego do zdejmowania charakterystyki.

Poza niezbędnymi źródłami zasilającymi (bateria żarzenia i bateria anodowa) układ zawiera przyrządy do pomiaru wielkości prądu anodowego: miliamperomierz I_a , włączony szeregowo w obwód anodowy lampy; woltomierz V_a do pomiaru napięcia na anodzie, włączony między anodą a katodą lampy; woltomierz V_z do pomiaru napięcia anodowego; opór żarzenia R_z i potencjometr R_a do zmian napięcia anodowego.

Przy pomocy woltomierza V_z i zmiennego oporu R_z ustalamy normalne napięcie żarzenia. Następnie zmieniamy napięcie na anodzie od zera do wartości maksymalnej przesuwając ruchomy styk potencjometru R_a od najniższego położenia w górę. W pierwszej chwili, gdy napięcie na ano-



Rys. 80

dzie równa się zeru, prąd anodowy jest także równy zeru. W miarę zwiększania napięcia anodowego prąd anodowy rośnie tak długo, dopóki nie osiągnie wartości nasycenia.

Jeśli następnie zwiększymy napięcie żarzenia i jeszcze raz prześledzimy, jak będzie zmieniał się prąd anodowy zależnie od zmian napięcia na anodzie lampy, stwierdzimy, że w tym wypadku nasycenie wystąpi przy większym napięciu anodowym oraz że prąd nasycenia będzie większy od poprzedniego.

Wzrost prądu nasycenia następuje wskutek zwiększenia się prądu emisyjnego, które z kolei wynika stąd, że ze wzrostem napięcia żarzenia rośnie prąd żarzenia, a więc katoda rozgrzewa się do wyższej temperatury.

Rysunek 81 przedstawia wykres $I_a = f(E_a)$ sporządzony według danych otrzymanych dla lampy określonego typu; wykres ten jest charakterystyką danej lampy.

Z wykresu widzimy, że w pierwszym wypadku, gdy napięcie żarzenia wynosiło $U_z = 3$ V, nasycenie wystąpiło przy napięciu na anodzie $E_a = 30$ V. Prąd nasycenia w tym wypadku wynosił $I_{nas} = 60$ mA.

Po zwiększeniu napięcia żarzenia do $U_z = 4$ V nasycenie wystąpiło przy napięciu anodowym $E_a = 40$ V, zaś prąd nasycenia wynosił $I_{nas} = 100$ mA.

Wielkości stałe cechujące podstawowe własności różnych typów lamp elektronowych noszą nazwę parametrów.

- Parametrami diody są:
- 1) nachylenie charakterystyki S;
 - 2) oporność wewnętrzna dla prądu zmiennego R_w .

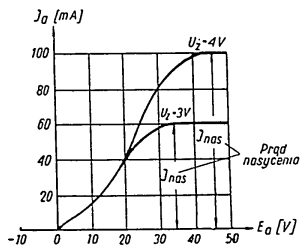
Nachylenie charakterystyki wskazuje, o ile miliamperów, przy

zachowaniu stałego napięcia żarzenia, zmieni się prąd anodowy przy zmianie napięcia anodowego o jeden wolt. Nachylenie charakterystyki wyraża się w miliamperach na wolt. Ma ono wymiar przewodności.

Nachylenie charakterystyki każdego typu lampy podane jest w metryce fabrycznej, a w razie konieczności można je określić z charakterystyki lampy.

Z rysunku 81 widzimy, że gdy napięcie na anodzie wynosi 20 V, prąd anodowy ma wielkość 40 mA. Przy zwiększeniu napięcia na anodzie do 30 V prąd anodowy wzrasta do 80 mA (przy napięciu żarzenia $U_z = 4$ V). Jeśli przyrost prądu anodowego $\Delta I_a = 80 - 40 = 40$ mA podzielimy przez przyrost napięcia na anodzie $\Delta E_a = 30 - 20 = 10$ V, to otrzymamy nachylenie charakterystyki lampy, które wyniesie:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta E_a} = \frac{40}{10} = 4 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$



Rys. 81

Oporność wewnętrzna dla prądu zmiennego jest to wielkość wskazująca, o ile woltów trzeba zmniejszyć napięcie na anodzie lampy, aby otrzymać zmienny prąd anodowy o jeden amper.

Oporność wewnętrzna jest odwrotnością nachylenia charakterystyki lampy:

$$R_w = \frac{1}{S}$$

Oporność wewnętrzną wyraża się w omach, czyli w powyższym wzorze nachylenie trzeba podstawiać w amperach na wolt.

W naszym przykładzie

$$R_w = \frac{1}{S} = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a \cdot 10^{-3}} = \frac{10 \cdot 10^3}{40} = 250 \Omega$$

Jakość diody jest tym lepsza, im większe jest nachylenie i im mniejsza jest odpowiednio oporność wewnętrzna lampy.

Lampa dwuelektrodowa znajduje szerokie zastosowanie jako prostownik prądu zmiennego. W tym celu korzysta się z własności diody, która przepuszcza prąd zmienny tylko w jednym kierunku — od anody do katody.

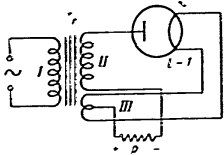
Urządzenia do przekształcania przy użyciu diody prądu zmiennego o częstotliwości przemysłowej na prąd stały otrzymały nazwę prostowników w kenotronowych, specjalnie zaś przeznaczona do tego celu dioda (patrz rys. 78) nosi nazwę kenotronu. Najprostszy układ prostownika kenotronowego pokazuje rysunek 82.

Prostownik składa się z transformatora Tr i kenotronu L-I. Transformator ma trzy uzwojenia. Uzwojenie I, tak zwane pierwotne, łączy się ze źródłem prądu zmiennego (ze specjalnym generatorem lub z siecią obrotową). Uzwojenie II nazywa się uzwojeniem wtórnym podwyższającym towa). Uzwojenie III nazywa się uzwojeniem wtórnym obniżającym napięcie, albo uzwojeniu w porównaniu z napięciem na uzwojeniu pierwotnym. Jeden koniec uzwojenia podwyższającego łączy się z anodą kenotronu, a drugi koniec uzwojenia obniżającego łączy się z katodą kenotronu. Uzwojenie III w ujemnym zaciskiem obwodu wejściowego prostownika. Uzwojenie III nosi nazwę uzwojenia wtórnego obniżającego napięcie lampy prostowniczej; służy ono do zasilania obwodu żarzenia lampy prostowniczej. Liczba zwojów uzwojenia żarzenia jest tyle razy mniejsza od liczby zwojów uzwojenia pierwotnego, ile razy trzeba obniżyć napięcie, które zasilają uzwojenie pierwotne.

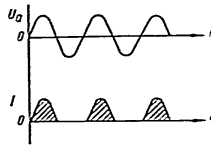
Gdy na uzwojenie I prostownika podamy napięcie zmienne, wówczas katoda lampy rozżarza się i pojawia się prąd emisyjny. Na anodzie lampy występują kolejno to dodatnie, to ujemne napięcia z uzwojenia II. Gdy występuje napięcie dodatnie, przez lampę, w kierunku od anody do katody, i dalej przez obciążenie prostownika R popłynie prąd. W ciągu drugiego półokresu napięcia zmiennego, gdy na anodzie jest napięcie ujemne, prąd anodowy nie płynie.

Proces prostowania napięcia przez omawiany układ przedstawiony jest graficznie na rysunku 83. Wykres górny przedstawia napięcie zmienne

na anodzie lampy U_a , wykres dolny — charakter prądu I płynącego przez oporność obciążenia prostownika R .



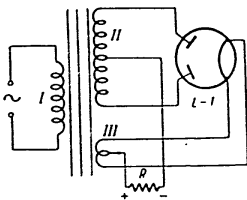
Rys. 82



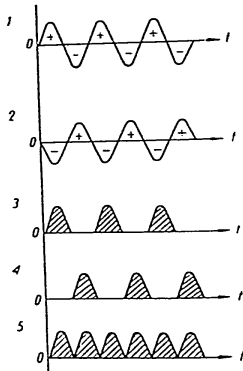
Rys. 83

Z rysunku 83 wynika, że prostownik „ucina” ujemne półokresy prądu zmiennego. Na wyjściu prostownika otrzymuje się prąd pulsujący, to jest taki, który zmienia się co do wielkości, ale nie zmienia swego kierunku. Ponieważ w omówionym układzie (patrz rys. 82) wykorzystuje się tylko jeden półokres napięcia, otrzymał on nazwę układu prostowania jednopołówkowego.

W praktyce wielkie zastosowanie znajdują prostowniki dwupołówkowe, posiadające wiele zalet w porównaniu z jednopołówkowymi. Zasadniczy schemat prostownika dwupołówkowego pokazuje rysunek 84. Stosuje się tu specjalne lampy z dwiema anodami (kenotrony dwuanodowe) lub dwa osobne kenotrony.



Rys. 84



Rys. 85

Przepływ prądu w układzie dwupołówkowym jest taki sam, jak w jednopołówkowym.

Osobliwość układu dwupołówkowego polega na tym, że uzwojenie podwyższające jest podzielone na połowę, tak że w ciągu każdego półokresu napięcia zmiennego pracuje tylko jedna półowka uzwojenia i połączona z nią anoda lampy.

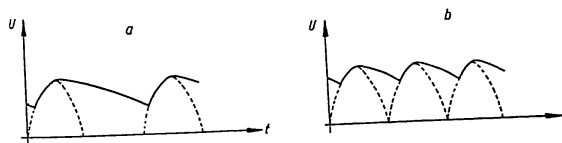
Aby ułatwić zrozumienie występujących w tym wypadku przebiegów, na rysunku 85 przedstawiono graficznie procesy zachodzące w prostowniku dwupołówkowym. Krzywe 1 i 2 pokazują przebiegi napięć na anodach lampy. Ponieważ anody są połączone z przeciwnymi końcami uzwojenia podwyższającego, krzywe te są wobec siebie przesunięte w fazie o 180° . A zatem, jeżeli w danej chwili jeden koniec uzwojenia ma potencjał dodatni, to drugi koniec uzwojenia ma potencjał ujemny, i na odwrót. Krzywe 3 i 4 podają przebiegi prądów płynących oddzielnie przez każdą z dwóch anod lampy. Krzywa 5 przedstawia prąd wypadkowy płynący przez obciążenie prostownika.

W wyniku wykorzystania obu półokresów napięcia zmiennego wypadkowy prąd wyprostowany w układzie dwupołówkowym ma większą wartość, a impulsy prądu następują nieprzerwanie jeden za drugim.

Ponieważ w czasie każdego półokresu wykorzystuje się tylko połowę uzwojenia podwyższającego transformatora, całkowite napięcie na tym uzwojeniu powinno być dwa razy większe od napięcia potrzebnego do zasilania każdej z anod lampy.

Jak wynika ze schematu prostownika, prąd wewnątrz lampy prostowniczej przepływa od anody do katody, w obwodzie zewnętrznym zaś — od katody przez obciążenie prostownika do uzwojenia podwyższającego. Plussem prostownika jest więc katoda lampy, minusem zaś — drugi koniec (w prostownikach jednopołówkowych) uzwojenia podwyższającego. Pulsujący prąd wywołuje na zaciskach obciążenia prostownika R napięcie pulsujące.

Pulsującego napięcia nie można jednak używać do zasilania instalacji radiowej: do tego bowiem konieczne jest zazwyczaj napięcie stałe. Do przekształcania napięcia pulsującego na napięcie stałe stosuje się w prostownikach specjalne filtry, zwane filtrami wygładzającymi.



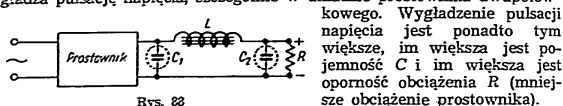
Rys. 87

Najprostszym filtrem wygładzającym jest kondensator C połączony równolegle z obciążeniem R (rys. 86). Kondensator ten ładuje się w czasie wzrostu napięcia. W chwili gdy napięcie dawane przez prostownik zaczyna się zmniejszać, kondensator zaczyna się rozładowywać przez obciążenie R podtrzymując na nim napięcie.

Na rysunku 87 krzywą przerywaną przedstawiono przebieg napięcia podawanego z prostownika, krzywą ciągłą zaś pokazano wypadkowe na-

pięcie na obciążeniu. Rysunek 87a odpowiada układowi prostownika jednopółkowego, a rysunek 87b — prostownika dwupółkowego.

Jak łatwo zauważyć, obecność kondensatora w znacznym stopniu wygładza pulsację napięcia, szczególnie w układzie prostownika dwupółkowego.

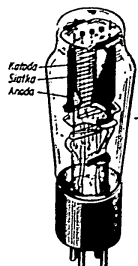


Rys. 88

Wyglądzenie pulsacji napięcia jest ponadto tym większe, im większa jest pojemność C i im większa jest oporność obciążenia R (mniejsze obciążenie prostownika). Znacznie bardziej skuteczny jest filtr wygładzający składający się z kondensatorów i cewki indukcyjnej. Na rysunku 88 pokazano układ takiego filtra stosowanego szeroko w prostownikach przeznaczonych do zasilania odbiorników i nadajników radiowych. Indukcyjność L , zwana diławikiem filtra, ma dużą liczbę zwojów i żelazny rdzeń. Przy napięciach do 800 V jako kondensatory filtra C_1 i C_2 stosuje się kondensatory elektrolityczne, które mają dużą pojemność i małe wymiary.

§ 2. LAMPY TRÓJELEKTRODOWA (TRIODA)

Lampa trójelektrodowa zwana w skrócie triodą, oprócz katody i anody ma jeszcze trzecią elektrodę umieszczoną między anodą a katodą. Elektroda ta, tak zwana siatka, utworzona jest z cienkiej spirali drucianej otaczającej katodę i obejmowanej przez anodę.



Rys. 89

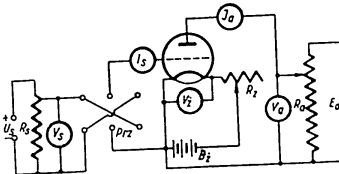
Siatka służy do sterowania prądem anodowym i dlatego nosi nazwę siatki sterującej (czynnej).

Budowę lampy trójelektrodowej oraz jej umowne oznaczenia na schematach pokazuje rysunek 89.

Jeśli podczas pracy lampy napięcie anody jest dodatnie, elektrony przechodzą do anody przez otwory w siatce. Gdy na siatkę podamy napięcie ujemne w stosunku do katody, wówczas siatka będzie przeciwdziałać poruszaniu się elektronów w kierunku anody, dzięki czemu prąd anodowy zmaleje. Przy dużym ujemnym napięciu na siatce elektrony nie mogą prze- dostać się przez siatkę i prąd anodowy spada do zera. Lampa jest wówczas „zatkana”. To ujemne napięcie, przy którym przestaje płynąć przez lampę prąd anodowy, nazywa się napięciem odcięcia lampy.

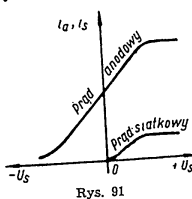
Gdy siatkę lampy spolaryzujemy dodatnio, to znaczy gdy podamy na nią napięcie dodatnie w stosunku do katody, wówczas dodatnie pole siatki w połączeniu z dodatnim polem anody będzie przyspieszało ruch elektronów do anody i prąd anodowy wzrośnie. Jednocześnie część elektronów będzie padała na siatkę, dzięki czemu powstanie prąd w jej obwodzie (prąd siatkowy).

Zależność między napięciem na siatce a wielkością prądu anodowego i prądu siatkowego można otrzymać doświadczalnie postępując się układem, którego schemat pokazuje rysunek 90. Układ ten umożliwiła regulację napięć na elektrodach i pozwala mierzyć prądy i napięcia w obwodach lampy. Przełącznik *Prz* i potencjometr R_s zmieniają znak i wielkość napięcia podawanego na siatkę lampy. Voltmierz V_s i miliamperomierz I_s mierzą napięcie na siatce i prąd siatkowy. W obwodzie anodowym lampy poza źródłem napięcia stałego znajduje się potencjometr R_a regulujący napięcie na anodzie, woltmierz V_a mierzący napięcie anodowe i miliamperomierz I_a mierzący anodowy prąd lampy. Obwód żarzenia zawiera także zmienną oporność R_z i woltmierz V_z , które służą do regulacji i kontroli napięcia żarzenia lampy.

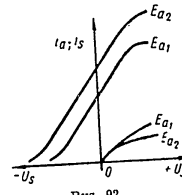


Rys. 90

Po ustaleniu normalnego dla danej lampy napięcia żarzenia i podaniu na anodę napięcia określonej wielkości zaczynamy zwiększać napięcie na siatce od wartości ujemnej, przy której prąd anodowy równy jest zeru. W momencie gdy do anody zaczną dobiegać elektrony, pojawi się prąd anodowy. W miarę zwiększania napięcia siatkowego prąd anodowy będzie rósł aż do nasycenia.



Rys. 91



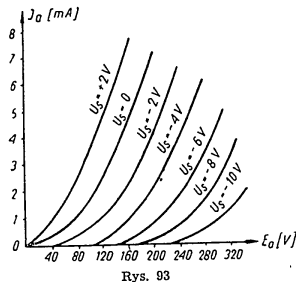
Rys. 92

Wykres zależności prądu anodowego od wielkości napięcia na siatce, zwany charakterystyką anodowo-siatkową lampy, pokazany jest na rysunku 91. Na rysunku tym przedstawiono także charakterystykę prądu siatkowego, to jest zależność tego prądu od napięcia na siatce.

Pokazane na rysunku 91 charakterystyki odpowiadają ściśle określonym wartościom napięcia na anodzie lampy; napięcie to oznaczono na rysunku 92 przez E_{a1} . Jeśli napięcie na anodzie zwiększymy do wartości E_{a2} , to przy danym napięciu na siatce prąd anodowy wzrośnie, a prąd siatkowy zmaleje (rys. 92). Tłumaczy się to tym, że strumień elektronów rozdziela się między obwody anody i siatki.

Grupa charakterystyk tej samej lampy otrzymana dla różnych napięć na anodzie nazywa się rodziną charakterystyk lampy.

Posługując się układem przedstawionym na rysunku 90 można doświadczalnie znaleźć zależność prądu anodowego od napięcia anodowego w triodzie. W tym celu na siatkę lampy podaje się napięcie stałe, a zmienia się napięcie na anodzie począwszy od zera. Uzyskaną w ten sposób rodzinę charakterystyk przedstawia rysunek 93. Charakterystyki te nazywano charakterystykami anodowymi lampy trójelektrodowej.



Rys. 93

Jak widzimy z rysunku 93, występowanie na siatce napięcia ujemnego przesuwają charakterystykę anodową w prawo, wówczas bowiem prąd anodowy pojawia się nie przy zerowym potencjale anody, lecz dopiero po podaniu na anodę napięcia dodatniego, wystarczającego do przewyższenia odpychającego działania siatki.

Z dowolnej z rozpatrzonych charakterystyk wynika, że prąd w obwodzie anodowym triody zależy od napięcia na anodzie i na siatce. Ilościową zależność prądu anodowego od napięcia anodowego i napięcia siatkowego można uzyskać posługując się parametrami lampy trójelektrodowej, określającymi jej własności.

- Zasadniczymi parametrami triody są:
- 1) nachylenie charakterystyki S;
 - 2) oporność wewnętrzna dla prądu zmiennego R_w ;
 - 3) współczynnik wzmocnienia k.

Nachylenie charakterystyki jest to parametr, który określa wpływ napięcia siatkowego na wielkość prądu anodowego. Liczbowo nachylenie charakterystyki podaje, o ile miliamperów zmieni się prąd anodowy przy zmianie napięcia na siatce o jeden wolt, podczas gdy napięcie anodowe pozostaje stałe.

Jeżeli na przykład przy zmianie napięcia na siatce o 3 V prąd anodowy zmieni się o 6 mA, a napięcie anodowe będzie przy tym stałe, to nachylenie charakterystyki wyniesie:

$$S = \frac{6}{3} = 2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

Na rysunku 94 pokazano przykładowo charakterystyki dwóch lamp o różnych nachyleniach.

W różnych częściach charakterystyki tej samej lampy nachylenie jest jednakowe: w części prostoliniowej ma ono wartość największą, a przy tym stałą, natomiast na zakrzywieniu dolnym i górnym nachylenie maleje i ma wartość zmienną.

Oporność wewnętrzna dla prądu zmiennego jest to parametr, który mówi o wpływie napięcia anodowego na wielkość prądu anodowego przy zachowaniu stałego napięcia na siatce.

Liczbowo oporność wewnętrzna R_w równa się stosunkowi zmiany napięcia anodowego do odpowiadającej jej zmiany prądu anodowego przy stałym napięciu na siatce. Tak na przykład, gdy przy zmianie napięcia anodowego o 40 V prąd anodowy zmieni się o 2 mA, to oporność wewnętrzna dla prądu zmiennego danej lampy wyniesie:

$$R_w = \frac{40}{2 \cdot 10^{-3}} = 20\,000 \Omega$$

Oporność wewnętrzna lampy R_w ma wartość stałą i najmniejszą w prostoliniowej części charakterystyki. Na zakrzywieniach oporność R_w rośnie.

Współczynnik wzmocnienia wskazuje, ile razy silniej zmienia się napięcie na siatce lampy wpływa na wielkość prądu anodowego niż taka sama zmiana napięcia anodowego. Liczbowo współczynnik wzmocnienia k równa się stosunkowi zmiany napięcia anodowego do zmiany napięcia na siatce powodującej ten sam przyrost prądu anodowego.

Przyjmijmy na przykład, że zmiana napięcia na anodzie o 20 V wywołuje taką samą zmianę prądu anodowego jak zmiana napięcia siatkowego o 2 V. Wówczas współczynnik wzmocnienia wyniesie:

$$k = \frac{20}{2} = 10$$

A zatem 1 V napięcia podanego na siatkę lampy powoduje taką samą zmianę prądu anodowego jak 10 V napięcia podanego na anodę lampy.

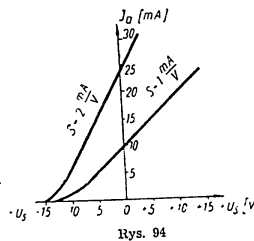
Silniejsze działanie napięcia siatkowego na prąd anodowy w porównaniu z napięciem anodowym tłumaczy się tym, że siatka znajduje się bliżej katody niż anoda i pole jej oddziałuje silniej niż pole anody na elektrony emitowane z katody. Poza tym siatka przechwytuje część linii sił pola anody osłabiając jego działanie w przestrzeni między siatką a katodą.

Dlatego też wielkość współczynnika wzmocnienia lampy zależy od konstrukcji siatki. Współczynnik wzmocnienia można także określić przez inny parametr lampy, zwany przechwytem, parametr ten oznacza się przez D.

Przechwyt jest odwrotnością współczynnika wzmocnienia:

$$D = \frac{1}{k}$$

Z fizycznego punktu widzenia przechwyt określa, jaka część linii sił pola elektrycznego anody przenika przez siatkę do katody. Im gęstsza

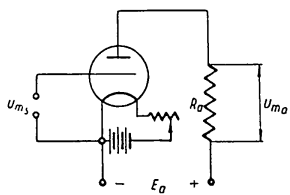


Rys. 94

jest siatka, tym przechwyt jest mniejszy, a współczynnik wzmocnienia większy, i na odwrót.

Lampa trój elektrodowa znalazła szerokie zastosowanie jako wzmacniacz i generator drgań elektrycznych.

Rozpatrzmy pracę triody jako wzmacniacza napięcia zmiennego. Zasadniczy schemat takiego wzmacniacza przedstawia rysunek 95. Napięcie zmienne o amplitudzie U_{m_s} podane na siatkę lampy wywołuje zmiany prądu anodowego. W wyniku tego w obwodzie anodowym lampy płynie prąd tętniący, składający się ze składowej stałej prądu anodowego I_0 oraz ze składowej zmiennej prądu anodowego o amplitudzie I_{m_a} (rys. 96).



Rys. 95

Składowa zmienna prądu przechodząca przez oporność R_a , stanowiąca obciążenie lampy wzmacniającej, wytwarza na tej oporności napięcie o amplitudzie:

$$U_{m_a} = I_{m_a} R_a.$$

Stosunek napięcia wyjściowego wzmacniacza U_{m_a} do napięcia wejściowego U_{m_s} jest wzmocnieniem napięciowym stopnia wzmacniającego:

$$k_u = \frac{U_{m_a}}{U_{m_s}}.$$

Wpływ parametrów lampy i innych elementów obwodu na wielkość wzmocnienia k_u jest widoczny z układu równoważnego obwodu anodowego wzmacniacza (rys. 97). Napięcie wyjściowe w tym układzie ma wartość kU_{m_s} , przy czym współczynnik k określa stosunek amplitudy napięcia siatki do amplitudy napięcia na anodzie lampy. Zgodnie z prawem Ohma prąd

$$I_{m_a} = \frac{kU_{m_s}}{R_w + R_a}.$$

Napięcie na oporności obciążenia R_a wynosi:

$$U_{m_a} = I_{m_a} R_a.$$

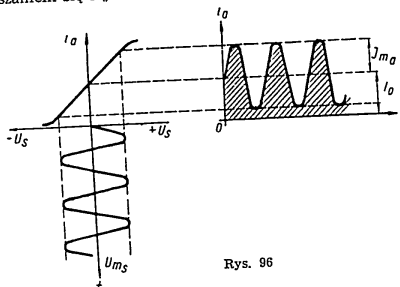
Podstawiając do powyższego wzoru wartość I_{m_a} otrzymamy:

$$U_{m_a} = k \frac{U_{m_s} R_a}{R_w + R_a}.$$

Wzmocnienie stopnia wyniesie więc:

$$k_u = \frac{U_{m_a}}{U_{m_s}} = k \frac{U_{m_s} R_a}{(R_w + R_a) U_{m_s}} = k \frac{R_a}{R_w + R_a}.$$

Z otrzymanego wzoru widzimy, że wzmocnienie stopnia zależy od parametrów lampy — współczynnika wzmocnienia k i oporności wewnętrznej R_w oraz od wielkości oporności obciążenia R_a . Wzmocnienie stopnia k_u jest mniejsze od współczynnika wzmocnienia lampy k . Wraz ze zmniejszaniem się R_w oraz wzrostem R_a wzmocnienie stopnia rośnie.



Rys. 96

Rys. 97

Pomimo swych bardzo cennych własności lampa trój elektrodowa ma dwie wielkie wady:

- 1) stosunkowo mały współczynnik wzmocnienia k ;
- 2) dużą pojemność C_{as} między anodą a siatką lampy.

Niedużą, sięgającą najwyżej do kilkudziesięciu jednostek, wielkość współczynnika wzmocnienia wynika z konieczności zastosowania niezbyt gęstej siatki. Gdyby użyto siatki bardzo gęstej, znalazłby silny prąd anody, a to byłoby zjawiskiem niepożądanym.

Znaczna pojemność między anodą a siatką uniemożliwia stosowanie lampy trój elektrodowej jako wzmacniacza wielkiej częstotliwości; na wielkich częstotliwościach bowiem, nawet przy pojemności między anodą a katodą rzędu pikofaradów, możliwe jest silne sprzężenie między obwodem anody a obwodem siatki (zakłócających).

We wzmacniaczach małej częstotliwości pojemność C_{as} nie wywiera szkodliwego wpływu, oporność bowiem pojemnościowa $\frac{1}{\omega C_{as}}$ na małych częstotliwościach jest bardzo duża.

§ 3. LAMPY CZTEROELEKTRODOWA (TETRODA)

Lampa cztero elektrodowa, czyli inaczej tetroda, ma dodatkowo drugą siatkę, zwaną siatką ekranującą (oslonną); jest ona umieszczona między anodą a siatką pierwszą, czyli sterującą.

Linie sił pola elektrycznego anody w drodze do katody przenikają przez obie siatki, w wyniku czego przechwyt D znacznie maleje, a współczynnik wzmocnienia k rośnie. Dzięki istnieniu siatki ekranującej pole

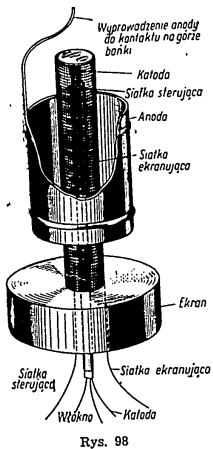
elektryczne między anodą a siatką sterującą maleje, wskutek czego odpowiednio maleje także pojemność anoda-siatka sterująca.

Na rysunku 98 pokazano konstrukcję tetrody z wykrojonym dla większej przejrzystości kawałkiem anody. W miejscach, do których siatka ekranująca nie dochodzi, lampa ma ekrany zapobiegające dostawianiu się linii sił pola elektrycznego anody do siatki sterującej.

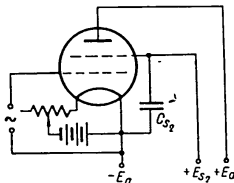
Rysunek 99 przedstawia schemat przyłączenia napięć zasilających do tetrody. Oprócz doprowadzenia odpowiednich napięć na katodę i anodę podaje się również napięcie dodatnie na siatkę ekranującą. Wielkość tego

napięcia równa się w przybliżeniu połowie napięcia anodowego. Napięcie na siatce ekranującej musi być dlatego dodatnie, aby siatka nie zmniejszała prądu anodowego, lecz ułatwiała przyciąganie elektronów przez anodę. Część strumienia elektronowego w tetrodzie dochodzi do siatki ekranującej, dzięki czemu w obwodzie tej siatki pojawia się prąd.

Aby siatka ekranująca spełniała rolę ekranu między anodą a siatką sterującą, powinna być na krótko połączona z katodą. Jednakże konieczność wi-



Rys. 98



Rys. 99

czenia na siatkę ekranującą dodatniego napięcia nie pozwala dokonać tego bezpośrednio. W związku z tym siatkę ekranującą łączy się z katodą przez kondensator o dużej pojemności C_{s2} , stanowiącej krótkie zwarcie dla składowej zmiennej.

Niezależnie od swoich zalet, lampa czteroelektrodowa ma wielką wadę uniemożliwiającą w wielu wypadkach skuteczne jej stosowanie. Wadą tą jest istnienie w pobliżu anody dodatnio naładowanej siatki ekranującej. Podczas pracy lampy elektrony dobiegają do anody z dużą prędkością, zderzają się z nią i wybijają z powierzchni anody nowe elektrony, zwane elektronami wtórnymi. Zjawisko to zwie się emisją wtórną.

Gdy napięcie na anodzie jest większe niż napięcie na siatce ekranującej, elektrony wtórne zostają znowu przyciągnięte przez anodę, tak że

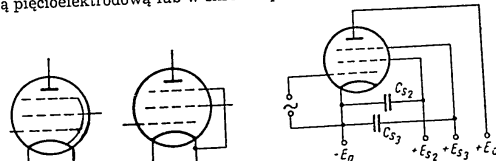
emisja wtórna nie wywiera specjalnego wpływu na prąd anodowy lampy. Gdy jednak, co zdarza się często podczas pracy lampy, napięcie na anodzie będzie w pewnej chwili mniejsze niż napięcie na siatce ekranującej, wówczas elektrony wtórne będą przyciągane przez siatkę ekranującą. W wyniku tego między anodą a siatką ekranującą pojawi się prąd wywołany przez elektrony wtórne. Kierunek tego prądu będzie przeciwny do kierunku zasadniczego prądu anodowego lampy, wytworzonego przez ruch pierwotnych elektronów do anody.

Wypadkowy prąd anodowy znacznie przy tym maleje i charakterystyka lampy ulegnie zniekształceniu. Zjawisko to nosi nazwę efektu dynatronowego.

§ 4. LAMPA PIĘCIOELEKTRODOWA (PENTODA)

Efekt dynatronowy można wyeliminować stosując specjalną konstrukcję lamp czteroelektrodowych (lampy wiązkowe). W tego typu lampach między siatką ekranującą i anodą tworzy się sztucznie chmurę elektronową przeciwdziałającą przedostawianiu się elektronów wtórnych na siatkę ekranującą.

Inny sposób usunięcia efektu dynatronowego w lampie polega na zastosowaniu trzeciej siatki zwanej przeciwdynatronową lub zeroową. Tak skonstruowana lampa ma pięć elektrod i dlatego nazywa się lampą pięcioelektrodową lub w skrócie pentodą.



Rys. 100

Rys. 101

Rys. 102

Siatka zerowa znajduje się między anodą a siatką ekranującą i połączona jest z katodą (rys. 100). Dzięki temu siatka zerowa, mając taki sam potencjał jak katoda, jest ujemnie naładowana w stosunku do anody. Teraz elektrony wtórne wybite z anody nie dochodzą do anody. Zastosowanie lecz są odpychane przez siatkę zerową i wracają do anody. Zastosowanie trzeciej siatki zwiększa współczynnik wzmocnienia lampy i zmniejsza pojemność między anodą a siatką sterującą.

Pentody są szeroko stosowane zarówno w odbiornikach, jak i w nadajnikach. Schemat podłączenia napięć zasilających do pentody zasadniczo nie różni się od odpowiedniego schematu dla tetrody. Gdy siatka zeroowa połączona jest z katodą wewnątrz lampy, schematy doprowadzenia napięć do tetrody i pentody są jednakowe. Gdy siatka zeroowa ma odprawienie na zewnątrz, wówczas w pentodach małej mocy jest ona zwykle łączona bezpośrednio z katodą (rys. 101).

W pentodach większej mocy, stosowanych w nadajnikach, na siatkę zerową podaje się niewielkie napięcie dodatnie, którego wielkość stanowi około 10% napięcia na anodzie. Schemat podłączenia napięć w tym wypadku pokazuje rysunek 102. Siatkę zerową, tak samo jak siatkę ekranującą, łączy się z katodą za pomocą kondensatora C_{e3} , służącego do odpróżnienia zmiennej składowej prądu siatki zerowej.

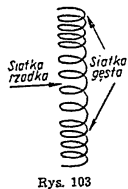
§ 6. LAMPA O ZMIENNYM NACHYLENIU

Współczesne odbiorniki radiowe konstruuje się tak, aby mogły one z jednakową siłą odbierać sygnały bliższych i dalszych radiostacji. W tym celu stosuje się lampy radiowe o zmiennym nachyleniu (i zmiennym współczynniku wzmocnienia).

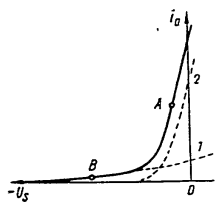
Przy odbiorze słabych sygnałów (radiostacji odległej lub o małej mocy) nachylenie charakterystyki tych lamp jest większe, w związku z czym dają one większe wzmocnienie. Przy odbiorze silnych sygnałów (radiostacji bliższej lub o dużej mocy) nachylenie charakterystyki jest mniejsze i wzmocnienie sygnałów jest też dużo mniejsze.

Możliwość zmiany parametrów lamp osiąga się przez wykonanie siatki sterującej o zmiennym skoku uzwojenia (rys. 103).

Gdy podczas pracy lampy na taką siatkę podamy dostatecznie duże napięcie ujemne (przedpięcie), wówczas elektrony nie przejdą przez od-



Rys. 103



Rys. 104

ciniek siatki o małej odległości między zwojami, czyli przez gęstą część siatki; do anody dojdą one przechodząc przez rzadką część siatki. Oznacza to, że prądem anodowym steruje tylko część siatki o dużym przechwyty, czyli małym współczynniku wzmocnienia.

Gdy ujemne napięcie na siatce będzie niewielkie, wówczas elektrony dojdą do anody zarówno przez gęstą, jak i przez rzadką część siatki. Jednakże główną rolę w sterowaniu prądem anodowym będzie odgrywał gęstszy odcinek siatki, co pociągnie za sobą zmniejszenie przechwyty, czyli wzrost współczynnika wzmocnienia.

Zmiana nachylenia charakterystyki tłumaczy się tym, że przy pracy całej siatki (małe napięcie ujemne) wzrasta czynna powierzchnia katody, co wywołuje wzrost nachylenia. Jeśli pracuje tylko rzadka część siatki (przy odbiorze silnych sygnałów), czynna powierzchnia katody maleje, powodując zmniejszenie się nachylenia.

Szczególne budowa lampy o zmiennym nachyleniu wpływa na jej charakterystykę anodowo-siatkową. Charakterystyka ta ma wydłużoną część dolną o prawie stałym nachyleniu (rys. 104). Taki kształt charakterystyki wynika stąd, że lampę tę można rozpatrywać jako dwie połączone równolegle. Jedna lampka o rzadkiej siatce i małych wymiarach katody

ma niewielki prąd anodowy, małe nachylenie i mały współczynnik wzmocnienia (krzywa 1 na rys. 104); druga lampka ma gęstą siatkę i duże wymiary katody, dzięki czemu nachylenie jej charakterystyki i współczynnik wzmocnienia są duże (krzywa 2 na rys. 104).

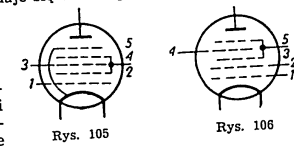
Dodając krzywe 1 i 2 otrzymujemy wypadkową charakterystykę lampy, na której zaznaczono literami A i B dwa punkty. Punkt A odpowiada wypadkowi odbierania słabych sygnałów (małe ujemne napięcie na siatce), zaś punkt B — odbieraniu silnych sygnałów (zwiększone ujemne napięcie na siatce).

§ 6. LAMPY WIELOSIATKOWE I ZŁOŻONE

W urządzeniach radioodbiornych szerokie zastosowanie znajdują lampy wielosiatkowe, a w szczególności pięciosiatkowe, zwane pentagridami (albo heptodami).

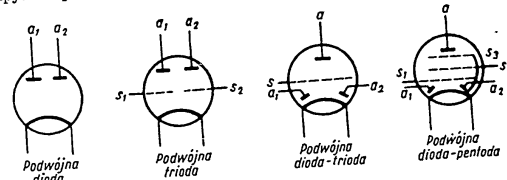
Cechą szczególną lamp wielosiatkowych, a więc również i pentagridów, jest podwójne sterowanie prądem anodowym. W tym celu pentagrid ma dwie siatki sterujące, na które podaje się dwa napięcia zmienne o różnej częstotliwości; zmiany prądu anodowego lampy zachodzą jednocześnie z dwiema różnymi częstotliwościami.

Rozróżnia się dwa typy pentagridów: pentagrid-mieszacz i pentagrid przemiany. Na rysunku 105 pokazano rozmieszczenie i połączenie elektrod w pentagridzie-mieszaczu. Siatki 1 i 3 są to siatki sterujące, siatki 2 i 4 — ekranujące-mieszaczu. Siatki 1 i 3 są to siatki sterujące, siatki 2 i 4 — ekranujące-mieszaczu. Siatki 1 i 3 są to siatki sterujące, siatki 2 i 4 — ekranujące-mieszaczu. Siatki 1 i 3 są to siatki sterujące, siatki 2 i 4 — ekranujące-mieszaczu. Siatki 1 i 3 są to siatki sterujące, siatki 2 i 4 — ekranujące-mieszaczu. Siatki 1 i 3 są to siatki sterujące, siatki 2 i 4 — ekranujące-mieszaczu.



Rys. 105

Rys. 106



Rys. 107

jest inne (rys. 106). Siatkami sterującymi są siatki 1 i 4. Siatka 2 spełnia rolę anody w tak zwanej triodowej części lampy, w której siatką sterującą jest siatka 1. Siatki 3 i 5 są to siatki ekranujące.

W odbiornikach radiowych znajdują także zastosowanie lampy złożone. W celu zmniejszenia wymiarów urządzenia i uproszczenia

7 Radiotechnika okrętowa

montażu w jednej bańce takiej lampy znajdują się dwie, a niekiedy i trzy lampy. Katoda w tym wypadku jest wspólna, a pozostałe elektrody mają osobne wyprowadzenia.

Na rysunku 107 pokazane są schematycznie następujące typy lamp złożonych: podwójna dioda, podwójna trioda, podwójna dioda-trioda (w skrócie D.D.T. — duodiada-trioda) i podwójna dioda-pentoda (w skrócie D.D.P. — duodiada-pentoda).

Warto mieć na uwadze, że pokazana na rysunku 107 podwójna dioda, w odróżnieniu od rozpatrzonego poprzednio kenotronu dwuanodowego, jest przeznaczona do pracy w zakresie wielkich częstotliwości przy małych mocach i napięciach.

Podwójną diodę stosuje się jako detektor w odbiornikach.

§ 7. BUDOWA LAMP ELEKTRONOWYCH

Materiał i budowa katody. Katoda jest jedną z głównych elektrod lampy. Warunkuje ona potrzebną wartość emisji elektronowej. Katoda powinna być wystarczająco wytrzymała mechanicznie, trudnotopliwa, powinna dawać stałą emisję elektronów oraz być ekonomiczna w eksploatacji.

Ekonomiczność katody charakteryzuje się współczynnikiem wydajności.

Współczynnik wydajności wskazuje, ile miliamperów prądu emisyjnego daje katoda przy doprowadzeniu jednego wata mocy na jej grzanie:

$$H = \frac{I_e \left[\frac{\text{mA}}{\text{W}} \right]}{P_2}$$

gdzie

- H — współczynnik wydajności, w miliamperach na wat;
 I_e — prąd emisyjny, w miliamperach;
 P_2 — moc tracona na grzanie katody, w watach, równa iloczynowi napięcia żarzenia U_2 i prądu żarzenia I_2 :

$$P_2 = U_2 I_2.$$

W lampach dużej mocy z wysokim napięciem anodowym szeroko stosuje się katody z trudnotopliwego metalu — wolframu. Katody wolframowe mają dobre własności mechaniczne i dają stałą emisję.

W lampach małej mocy, na przykład w lampach odbiorczo-wzmacniających, nie stosuje się katod wolframowych, gdyż odznaczają się one małą wydajnością. Wydajność katod można powiększyć stosując środki ułatwiające wyjście elektronów z metalu. W tym celu włókno katody pokrywa się cienką warstwą innego metalu, elektrododatniego w stosunku do metalu podstawowego. Działanie ładunku dodatniego na powierzchni katody ułatwia wychodzenie elektronów i powoduje wzrost prądu emisyjnego przy danej mocy traconej na grzanie katody. Katody takie nazywają się katodami aktywowanymi.

Z katod aktywowanych najbardziej rozpowszechnione są katody barowe i tlenkowe.

Katoda barowa jest włókno wolframowe (tzw. rdzeń lub trzpień), pokryte z wierzchu tlenkiem miedziowym; na tlenku miedziowym osiada warstwa baru uzyskana przez rozpylenie termitu baru, umieszczonego

wewnątrz bańki podczas montażu lampy. Katoda barowa pracuje przy niskich temperaturach ($750 \div 800^\circ\text{C}$), dzięki czemu żarzy się ona prawie niezauważalnie, podczas gdy włókno katod wolframowych jest przy pracy rozżarzone do koloru jasnożółtego lub prawie białego.

W katodach tlenkowych rdzeniem jest drut niklowy, pokryty z wierzchu barem wydzielanym z tlenków metali ziem alkalicznych. Katody tlenkowe pracują przy temperaturze $1000 \div 1200^\circ\text{C}$ rozżarzając się do barwy ciemnoczerwonej.

Współczynnik wydajności katody wolframowej $H = 3 \div 10 \text{ mA/W}$; dla katody tlenkowej $H = 60 \div 100 \text{ mA/W}$, a dla katody barowej $H = 120 \div 130 \text{ mA/W}$. Wynika z tego, że katoda barowa jest bardziej ekonomiczna od pozostałych.

Trwałość katody, określająca czas pracy całej lampy, wynosi dla katod wolframowych $1000 \div 1500$ godzin, a dla katod aktywowanych $2000 \div 2500$ godzin.

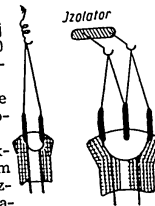
Katody lamp elektronowych dzielą się na dwie podstawowe grupy: katody żarzone bezpośrednio i katody żarzone pośrednio.

Katody żarzone bezpośrednio są to cienkie włókna o kształcie prostoliniowym lub zygakowatym (rys. 108), do których napięcie doprowadza się bezpośrednio ze źródła zasilającego. Końce włókna zamocowuje się na wspornikach stanowiących jednocześnie przewody doprowadzające napięcie. Zgięte części zygakowatego włókna albo jeden koniec włókna prostoliniowego zamocowuje się na wspornikach sprężynujących, które zabezpieczają włókno przed wstrząsami, a podczas żarzenia nie pozwalają mu zwiisać, chroniąc tym samym katodę od zwarcia z siatką lub anodą lampy.

Zaletą katod bezpośrednio żarzonych jest ich ekonomiczność i szybkie nagrzewanie się; wadą natomiast — niemożność zasilania prądem zmiennym lamp małej mocy. Temperatura bowiem cienkich włókien lamp małej mocy przy zasilaniu prądem zmiennym zmienia się wraz ze zmianami napięcia zasilającego. Wywołuje to zmiany emisji z częstotliwością dwa razy większą od częstotliwości napięcia zasilającego, co z kolei powoduje powstanie dodatkowej pulsacji prądu anodowego i łączącego się z tym powstanie dodatkowej pulsacji prądu odbiorników i wzmacniaczy. Pomimo dźwięku przeszkadzającego w pracy odbiorników i wzmacniaczy. Pomimo że wada ta może nie występować przy zasilaniu prądem zmiennym włókien o dużej średnicy, to jednak każde pojawienie się zmiennego pola magnetycznego i zmiany potencjałów na końcach włókna powodują w tym wypadku wystąpienie pulsacji prądu anodowego.

Wprowadzona przez akademika A. A. Czernyszewa katoda pośrednio żarzona różni się od katody bezpośrednio żarzonej sposobem jej grzania. Prąd nie przepływa przez nią bezpośrednio, lecz przez specjalne włókno grzejne, które nagrzewa katodę.

Katoda pośrednio żarzona składa się z cylindrycznej, zwykle niklowej tulejki, pokrytej warstwą tlenku. Wewnątrz tulejki znajduje się włókno grzejne. Bezwładność ciepła takiej katody jest duża. Dlatego też przy zasilaniu włókna grzejnego prądem zmiennym temperatura katody jest

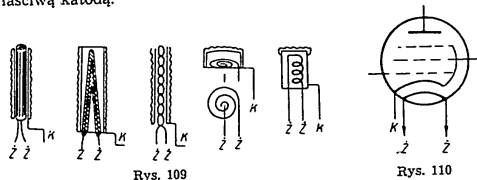


Rys. 108

stała. Prąd emisyjny nie zmienia się i nie występuje pulsacja prądu anodowego.

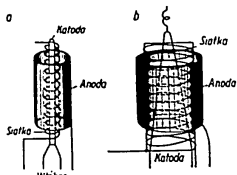
Wadą katody pośrednio żarzonej jest długi czas jej rozgrzewania się po włączeniu do źródła zasilającego i duże zużycie mocy na żarzenie grzejnika.

Budowę niektórych katod pośrednio żarzonych pokazuje rysunek 109. Warto mieć na uwadze, że katoda żarzona pośrednio ma nie dwa, lecz trzy wyprowadzenia: dwa wyprowadzenia włókna grzejnego, do których przyłącza się napięcie żarzenia, i jedno wyprowadzenie niklowej tulejki będącej właściwą katodą.



Rysunek 110 przedstawia schemat lampy z katodą pośrednio żarzoną. Literą K oznaczono na nim, podobnie jak na rysunku 109, wyprowadzenie katody; literami Z — wyprowadzenia włókna grzejnego.

Materiał i budowa anody. Anody lamp małej mocy wykonuje się z niklu. Anody lamp większej mocy, nagrzewających się podczas pracy zwykle do barwy ciemnoczerwonej, a niekiedy do jasnoczerwonej, wykonuje się z metali trudnotopliwych — molibdenu i tantalu.



Rys. 111

Anoda grzeje się podczas pracy lampy z powodu:
 1) wydzielania ciepła przez elektrody uderzające w anodę z dużą prędkością;
 2) promieniowania ciepłego katody.

Anody mają kształt cylindrów, cylindrów spłaszczonych na bokach itp. Na rysunku 111 pokazano wygląd i wzajemne rozmieszczenie wszystkich elektrod dwóch triod małej mocy.

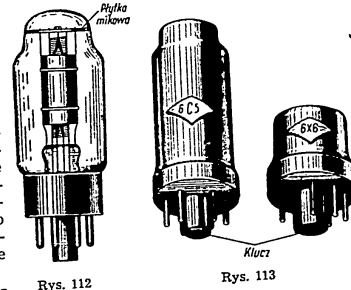
Rysunek 111a pokazuje konstrukcję lampy z katodą pośrednio żarzoną, z cylindryczną siatką spiralną i cylindryczną anodą. Na rysunku 111b widzimy lampę z katodą o żarzeniu bezpośrednim, z płaską siatką spiralną i płaską anodą. Katoda w kształcie litery V jest podtrzymywana z góry przez sprężynę, chroniącą ją od zetknięcia się z siatką podczas nagrzewania.

Budowa zewnętrzna lamp elektronowych. Elektrody lampy umieszcza się w bańce szklanej lub metalowej, z której wypompowuje się powietrze.

W celu polepszenia próżni w bańce po wypompowaniu z niej powietrza, wewnątrz lampy umieszcza się tak zwany getter, to jest substancję posiadającą zdolność chemicznego łączenia się z gazami. Wskutek rozgrzania lampy getter rozpyla się i pochłania resztki gazu znajdującego się wewnątrz bańki. Rozpylony getter osiada na ściankach bańki w postaci nieprzezroczystej warstwy.

Wszystkie lampy nadawcze dużej mocy i lampy odbiorcze wzmacniające małej mocy o żarzeniu bezpośrednim mają bańki szklane. W celu osłony elektrod przed wpływem zewnętrznych pól elektromagnetycznych w niektórych typach lamp bańkę szklaną pokrywa się z wierzchu warstwą rozpylonego metalu. Bańka taka przybiera wówczas kolor złocisty lub rozpylonogłowy. Za pomocą specjalnych przewodów przechodzących przez szkło bańki, a w lampach o bańce metalowej — przez szklane wkładki wtopione w metal, łączy się elektrody lampy z nóżkami podstawy, czyli tak zwanego cokołu, na którym zamocowana jest bańka.

Rysunek 112 przedstawia widok zewnętrzny lampy z bańką szklaną. Aby elektrody były umocowane w lampie dostatecznie sztywno, w nowocześniejszych lampach górna część bańki wykonuje się węższą. W tej zwężonej części bańki umieszcza się płytkę mikrową, do której dodatkowo przyłączone są wszystkie elektrody.

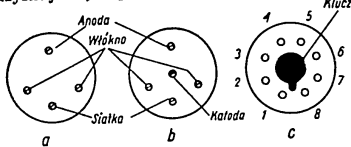


Bańki metalowe stosuje się w pewnych typach lamp małej mocy. Zaletą ich jest duża wytrzymałość, sztywne zamocowanie elektrod, dobre osłonięcie przed wpływem zewnętrznych pól elektromagnetycznych itp. Są one jednak trudniejsze do wykonania, nie można ich stosować przy wysokich napięciach anodowych, a także dużą ich wadą jest silne grzanie się bańki podczas pracy lampy itp. Widok zewnętrzny lamp metalowych przedstawia rysunek 113.

Cokół lampy z nóżkami kontaktowymi wykonuje się w zasadzie w trzech odmianach. Lampy o żarzeniu pośrednim z bańką szklaną, w trzech odmianach, mają cokół czteronóżkowy (rys. 114a i b) z niesymetrycznym rozmieszczeniem elektrod. Oddalona nóżka jest wyprowadzeniem anody, natomiast dwie pozostałe nóżki są do wyprowadzenia katody (włókna żarzenia). Gdy lampy ma katodę żarzoną pośrednio, to wyprowadza się ją na dodatkową piątą nóżkę, znajdującą się w środku cokołu (rys. 114b).

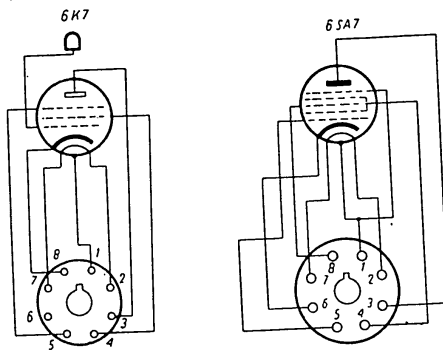
Obecnie cokołem standardowym, przyjętym dla szklanych i metalowych lamp małej mocy, jest cokół ośmionóżkowy, czyli oktalowy (rys. 114c). Stosuje się go także w lampach z mniejszą liczbą elektrod. W cokołe tym

osiem nóżek umieszczonych jest na obwodzie koła w równych odstępach. Przy takim rozmieszczeniu nóżek prawidłowe włączenie lampy do układu uzyskuje się za pomocą znajdującego się w środkowej części cokołu „klucza”, czyli nóżki w kształcie walca z podłużnym prostokątnym występem. W podstawie, do której wstawia się lampę, jest wykonany odpowiedni okrągły otwór z prostokątnym wycięciem dla występu na kluczu.



Rys. 114

Nóżki przyjęto oznaczać numerami, tak jak to pokazuje rysunek 114c. Numeracja, patrząc od spodu cokołu lampy, zaczyna się od klucza i biegnie zgodnie z ruchem wskazówek zegara. W przypadku, gdy w lampach z cokołem oktalowym liczba wyprowadzeń elektrod jest mniejsza od ośmiu, pozostałych nóżek nie wykorzystuje się i dlatego



Rys. 115

Rys. 116

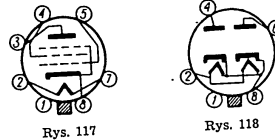
w celu zaoszczędzenia metalu nie umieszcza się ich w cokołe. Układ cokołu lampy zależy od jej typu. Na rysunku 115 przykładowo pokazano układ cokołu pentody wielkiej częstotliwości z banką metalową typu 6K7; na rysunku 116 widzimy układ cokołu uniwersalnego pentagridu 6SA7. Rysunek 117 przedstawia układ cokołu pentody małej częstotliwości typu 6Φ6C* (6Φ6), a rysunek 118 — układ cokołu kenotronu dwuan-

* Zgodnie z oryginalnymi oznaczeniami lamp podajemy je w alfabecie rosyjskim. Czytaj: 6F6S (przyp. red. tłum.).

dowego 5H4C*. Powyższe lampy stosuje się szeroko w radionamiernikach.

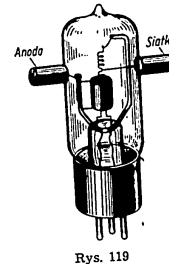
W pewnych typach lamp, na przykład w lampach generacyjnych, wypro-
wiedzenia elektrod, a szczególnie anody i siatki, wykonuje się nie do cokołu, lecz bezpośrednio przez bankę (rys. 119).

Cechy szczególne budowy lamp dla bardzo wielkich częstotliwości. Lampy elektronowe opisanej wyżej konstrukcji stosuje się dla zakresu fal mniej więcej do 3 ÷ 4 m. Dla fal krótszych, a szczególnie decymetrowych i centymetrowych, taka konstrukcja jest nieodpowiednia.



Rys. 117

Rys. 118



Rys. 119

Przy bardzo krótkich falach czas przelotu elektronów między katodą a anodą lampy jest współmierny z okresem drgań wzmacnianych lub generowanych. W związku z tym wskutek bezwładności elektronów w obwodzie anodowym lampy powstaje przesunięcie fazy między prądem i napięciem anodowym. Powoduje to zmniejszenie mocy wydzielanej na oporności obciążenia w obwodzie anodowym, a co za tym idzie — wzmocnienie drgań.

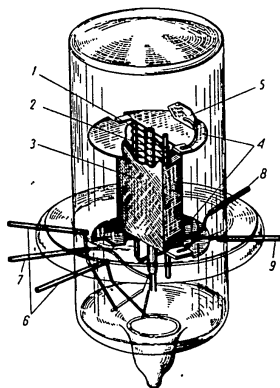
Poza tym na falach bardzo krótkich wielki wpływ na pracę lampy wywierają pojemności międzyelektrodowe lampy, indukcyjność wyprowadzeń elektrod oraz indukcyjność samych elektrod. W celu zmniejszenia pojemności międzyelektrodowych oraz indukcyjności wyprowadzeń zmniejsza się znacznie wymiary lampy.

Przykładem takiej lampy jest konstrukcja pokazana na rysunku 120, zwana „żołędziowa”. Lampa „żołędziowa” ma bankę wykonaną całkowicie ze szkła. W bańce znajduje się katoda 1, siatka 2, anoda 3, wsporniki 4, mikrowe 5, płytka getteru 7, wyprowadzenie siatki 8; i wyprowadzenie katody 9. Pojemności międzyelektrodowe w tej lampie są zmniejszone dzięki zastosowaniu minimalnych wymiarów elektrod oraz wskutek zmniejszenia wymiarów metalowych powierzchni lampy nie działających na strumień elektronowy. To ostatnie uzyskuje się dzięki promieniowemu rozmieszczeniu wyprowadzeń. Wyprowadzenie anody umieszcza się przy tym możliwie jak najdalej od wyprowadzenia siatki.

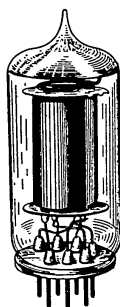
Należy zaznaczyć, że przy pracy na bardzo wielkich częstotliwościach (powyżej 100 MHz) trzeba było zaniechać stosowania lamp ekranowanych (tetrydy i pentody) i powrócić do triody, wprowadzając o zmiennej kon-

* Czytaj 5C4S (przyp. red. tłum.).

strukeji. Zastosowanie triody pozwala zmniejszyć odległość między elektrodami, dzięki czemu można skrócić czas przelotu elektronów między anodą a katodą, a po drugie triody dają mniejsze szумы niż lampy wieloelektrodowe.



Rys. 120



Rys. 121

W celu zmniejszenia strat dielektrycznych w zakresie fal ultrakrótkich stosuje się często lampy bez cokołu. Przykładem takiej konstrukcji jest tak zwana lampa miniaturowa, pokazana na rysunku 121. W lampie tej rolę cokołu spełnia pogrubione denko szklanej bańki. Przez denko to wprowadza się poszczególne elektrody za pomocą grubych przewodów spełniających rolę nóżek kontaktowych.

§ 8. PRZYRZĄDY GAZOWANE

Obok lamp elektronowych w okrętowych instalacjach radiowych stosuje się także przyrządy, w których przepływ prądu odbywa się dzięki zjawisku jonizacji gazu znajdującego się wewnątrz bańki. Przyrządy takie noszą nazwę gazowanych.

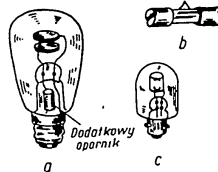
Istnieje wiele typów przyrządów gazowanych. Najbardziej rozpowszechnione są: lampa neonowa, iskiernik gazowany, gazotron i tyratron. Lampa neonowa jest to szklana bańka wypełniona neonem z domieszką, w celu nadania lampie odpowiedniego koloru świecenia, jakiegokolwiek innego obojętnego gazu. Wewnątrz bańki znajdują się dwie elektrody — anoda i katoda; na końcówki elektrod podaje się napięcie (rys. 122).

Wskutek działania pola elektrycznego dodatnie jony znajdujące się w pewnej ilości w rozrzedzonym gazie nabierają prędkości w kierunku katody i uderzając w nią wytrącają z niej elektrony. Elektrony te poruszają się z dużą prędkością w kierunku anody zderzając się z atomami gazu i wywołują zjawisko ich pobudzenia i jonizacji. Jonizacja gazu wzmacnia bombardowanie katody jonami dodatnimi, powstałymi wskutek rozszczepienia cząsteczek gazu, powrotowi zaś pobudzonych cząsteczek do stanu normalnego towarzyszy świecenie wewnątrz bańki.

Kolor świecenia zależy od gazu, którym wypełniona jest lampa. Najszerzej stosowany jest neon (lampa neonowa), czerwone bowiem świecenie neonu nadaje się najbardziej do sygnalizacji w urządzeniach okrętowych i na latarniach (promienie czerwone jest jeszcze to, że dobrze przenikają przez mgłę). Zaletą lampy neonowej jest jeszcze to, że nie ma ona bezwładności. Dzięki temu stosuje się ją wszędzie tam, gdzie potrzebne jest źródło światła mogące nadzwyczaj szybko (do kilku tysięcy razy na sekundę) zmieniać swoją jasność, ponieważ zwykłe lampy żarowe z powodu swej bezwładności cieplnej do tego się nie nadają.

Świecenie lampy neonowej zaczyna się przy określonym napięciu na elektrodach, zwanym napięciem zapłonu. Przy napięciu mniejszym od napięcia zapłonu lampa neonowa gaśnie.

Lampę neonową stosuje się często jako wskaźnik rezonansu w obwodach wielkiej częstotliwości, na przykład w antenie nadajnika małej mocy, stosowanego na łodziach. W chwili rezonansu napięcie na elektrodach lampy neonowej jest największe i lampa świeci się najjaśniej. W przypadku napięcia stałego lub napięcia małej częstotliwości lampę neonową trzeba włączyć do obwodu bezpośrednio; natomiast przy napięciu wielkiej częstotliwości lampa neonowa zapala się na odległość wskutek sprzężenia pojemnościowego i indukcyjnego między źródłem drgań wielkiej częstotliwości a elektrodami lampy.



Rys. 123

Lampa neonowa może być nie tylko wskaźnikiem drgań wielkiej częstotliwości. Znajduje ona także zastosowanie w generatorze drgań o kształcie „zębów piły” oraz w stabilizatorach napięcia.

Rysunek 124 przedstawia zasadniczy schemat generatora napięcia pilotkrotnego z lampy neonową. Po zwarciu klucza K kondensator C zaczyna się ładować przez oporność R. Jednocześnie zaczyna wzrastać napięcie na elektrodach lampy neonowej N. W chwili gdy napięcie to osiągnie wartość napięcia zapłonu U_z , lampa zaświeci się, oporność jej gwałtownie się zmniejszy i kondensator C zaczyna się rozładowywać. Gdy napięcie na kondensatorze spadnie do napięcia gaśnięcia U_g , lampa znowu przestanie



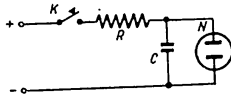
Rys. 122

przewodzień i kondensator zacznie się ładować, to znaczy proces będzie się powtarzał.

Na rysunku 125 widzimy kształt otrzymywanego napięcia. Okres napięcia piłokształtnego T składa się z czasu narastania napięcia podczas ładowania się kondensatora t_1 i czasu opadania napięcia podczas rozładowania t_2 :

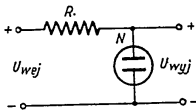
$$T = t_1 + t_2.$$

Okres T zależy w głównej mierze od wielkości oporności R oraz od pojemności kondensatora C . W miarę wzrostu R i C rośnie okres, i na odwrót. W urządzeniach radionawigacyjnych napięcie piłokształtne znajduje szerokie zastosowanie.



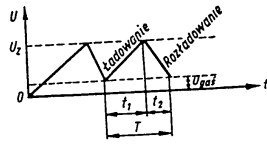
Rys. 124

Schemat najprostszego stabilizatora napięcia z lampą neonową widzimy na rysunku 126, zaś rysunek 127 pokazuje wykres przebiegu napięcia wyjaśniający działanie układu.

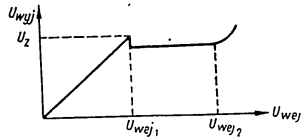


Rys. 126

W miarę jak napięcie na wejściu stabilizatora U_{wej} wzrasta do wartości U_z , to jest do napięcia zapłonu lampy neonowej, napięcie na wyjściu U_{wyj} rośnie. W momencie gdy napięcie wejściowe osiągnie wartość napięcia zapłonu lampy neonowej, w lampie nastąpi zapłon i popłynie przez nią prąd wytwarzający spadek napięcia na oporności R . Wskutek tego napięcie wyjściowe stabilizatora nieco się zmniejszy. Dalsze zmiany napięcia wejściowego w granicach od U_{wej1} do U_{wej2} prawie nie wpływają na wielkość napięcia wyjściowego, przy wzroście bowiem napięcia wejściowego wzrastać będzie prąd płynący przez lampę, co będzie powodowało wzrost spadku napięcia na oporności R . Przeciwnie, przy zmniejszeniu napięcia U_{wej} prąd płynący przez lampę neonową zmaleje i zmniejszy się spadek napięcia na oporności R .



Rys. 125

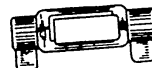


Rys. 127

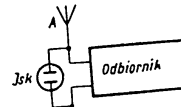
Jeżeli napięcie wejściowe przekroczy wartość U_{wej} , wówczas prąd płynący przez lampę nie będzie dalej wzrastał, zacznie natomiast wzrastać napięcie na wyjściu, to jest układ straci swe własności stabilizacyjne.

W okrętowych urządzeniach radiowych oprócz lampy neonowej stosuje się także iskierniki gazowane. Iskiernik taki jest to szklana rurka, wypełniona argonem. Wewnątrz rurki umieszczone są równolegle względem siebie dwie metalowe płytki, stanowiące elektrody iskiernika. Ogólny widok iskiernika gazowanego pokazuje rysunek 128.

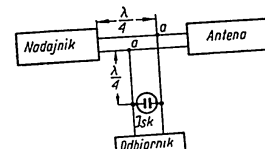
Iskiernik taki stosuje się jako odgromnik dla ochrony odbiorników radiowych przed działaniem wyładowań w czasie burzy. Schemat przyłączenia takiego odgromnika widzimy na rysunku 129. W warunkach normalnych, gdy nie ma wyładowań burzowych, iskiernik (odgromnik) Isk ma oporność nieskończenie wielką i nie wywiera wpływu na pracę odbiornika. Gdy pojawiają się wyładowania burzowe, w antenie indukuje się wysokie napięcie, gaz w iskierniku jonizuje się, oporność iskiernika gwałtownie maleje i antena zostaje zwarta z ziemią (kałdubem statku) poza odbiornikiem. W taki sposób odbiornik jest zabezpieczony przed wysokim napięciem.



Rys. 128



Rys. 129



Rys. 130

Iskierniki w połączeniu z ćwierćfalowymi odcinkami linii stosuje się szeroko jako przełączniki antenowe w radiostacjach pracujących na bardzo wielkich częstotliwościach i posługujących się tą samą anteną do nadawania i odbioru sygnałów impulsowych. Schemat takiego przełącznika antenowego przedstawia rysunek 130.

W chwili przekazywania impulsu od nadajnika do anteny iskiernik Isk pod wpływem wysokiego napięcia stanowi zwarcie. Wówczas oporność wejściowa przewodu ćwierćfalowa krótkozwarta linia, której oporność wejściowa (oporność w punktach $a-a$) równa się, jak wiadomo, nieskończoności. A zatem antena jest podłączona do nadajnika i odizolowana od odbiornika. Po skończeniu się impulsu nadajnika iskiernik rozviera linie prowadzącą do odbiornika. Oporność wejściowa ćwierćfalowego odcinka linii, prowadzącego do nadajnika (w punktach $a-a$), wskutek zwierania na krótko przewadzącego do nadajnika (w punktach $a-a$), teraz więc sygnał odbierany linii w nadajniku równa się nieskończoności, lecz dostaje się na wejście odbiornika. Radiostacja pracuje w ten sposób, że następny impuls będzie wysłany przez nadajnik tylko po powrocie do odbiornika poprzedniego impulsu.

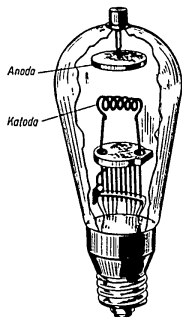
Gazotronem nazywa się wypełnioną gazem lampę dwuelektrodoową (rys. 131). Gazotron wypełnia się parami rtęci (lub jakimś gazem obojętnym), które powstają w wyniku parowania kropelek rtęci umieszczonej wewnątrz bańki.

Zasada działania gazotronu jest następująca. Gdy rozgrzewamy katodę, zaczyna ona emitować elektrony. Podczas poruszania się ku anodzie elektrony zderzają się z cząsteczkami par rtęci lub gazu i jonizują je. Elektrony wyzwolone w czasie jonizacji dochodzą do anody tworząc prąd anodowy. Ujemnie spolaryzowana katoda przyciąga dodatnio naładowane jony, dzięki czemu maleje ładunek przestrzenny otaczający katodę. Wskutek tego oporność wewnętrzna gazotronu jest znacznie mniejsza niż oporność lampy elektronowej. Na tym polega główna zaleta lamp gazowanych.

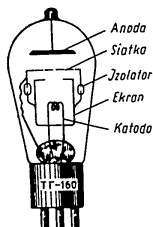
Gazotrony stosuje się szeroko w prostownikach, mają one bowiem większy współczynnik sprawności niż kenotrony.

Przy załączaniu gazotronu trzeba najpierw podgrzać katodę w ciągu 3-5 minut (w zależności od mocy gazotronu) i dopiero potem można włączyć napięcie anodowe.

Wyłączenie gazotronu trzeba przeprowadzać w porządku odwrotnym, to jest najpierw wyłączyć napięcie anodowe, a potem napięcie żarzenia. Niezachowanie tego warunku powoduje zniszczenie katody i zepsucie gazotronu. W celu skrócenia



Rys. 131



Rys. 132

czasu podgrzewania do par rtęci wypełniających gazotron dodaje się pewną ilość gazu obojętnego. Jonizacja par rtęci lub gazu zachodzi przy napięciu na anodzie wynoszącym 12-14 V. Z tego powodu do żarzenia katody używa się napięcia mniejszego niż 5 V, w przeciwnym bowiem wypadku między końcami katody mogłoby powstać wyładowanie gazowe.

Tyratron jest to lampa wypełniona gazem, w której oprócz katody i anody jest jeszcze trzecia elektroda — siatka (rys. 132). W odróżnieniu od siatki w lampach próżniowych siatka tyratronu jest zbudowana tak że razem ze swymi bocznymi ekranami osłania ona katodę przed działaniem elektrycznego pola anody.

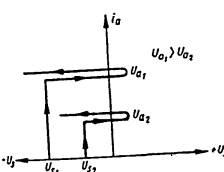
Jeśli na siatkę podamy napięcie ujemne, to dodatni potencjał anody nie wywoła przepływu prądu w tyratronie tak długo, dopóki napięcie na anodzie nie pokona odpychającego działania siatki na elektrony. Gdy zmniejszymy ujemny potencjał na siatce albo odpowiednio zwiększymy dodatni napięcie na anodzie, wówczas przez otworki w siatce do anody zaczyna przedostawać się elektrony, które spowodują powstanie nieznacznego prądu w obwodzie anody.

Gdy elektrony osiągną odpowiednie prędkości, powstanie jonizacja gazu („zapłon” tyratronu) i prąd płynący już całkowicie skompensowane, dlatego też prąd anodowy nie zmienia się nawet w tym wypadku, gdy na siatkę podamy taki ujemny potencjał, przy którym przed zapłonem tyratronu w obwodzie anodowym nie było prądu.

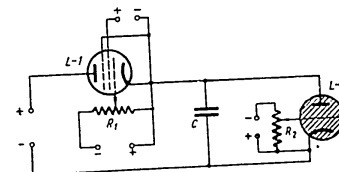
Opisany proces powstawania prądu w tyratronie jest przedstawiony graficznie na rysunku 133.

Z rysunku tego wynika, że siatkowy potencjał zapłonu tyratronu U_s zależy od wielkości dodatniego napięcia na anodzie U_a ; im większe napięcie podamy na anodę, przy tym większym ujemnym napięciu na siatce nastąpi zapłon tyratronu, i odwrotnie.

Osobliwość charakterystyki tyratronu umożliwia szerokie jego stosowanie w różnych układach automatycznego sterowania oraz w układach prostowniczych, gdzie tyratrony umożliwiają stosunkowo łatwe regulowanie wielkości wyprostowanego napięcia.



Rys. 133



Rys. 134

W szczególności tyratrony stosuje się szeroko w generatorach napięcia piłkkształtnego. Na rysunku 134 pokazany jest jeden z rozpowszechnionych układów takiego generatora, w którym, w odróżnieniu od układu podanego na rysunku 124, lampę neonową zastępuje tyratron L-2, a oporność — pentoda L-1.

W tym układzie okres drgań T zmienia się w sposób ciągły wskutek zastosowania potencjometru R_1 , którym reguluje się wielkość ujemnego przedpięcia podawanego na siatkę sterującą pentody. Gdy ujemne przedpięcie wzrasta, prąd anodowy pentody maleje, kondensator C ładuje się wolniej i okres napięcia piłkkształtnego wzrasta. Gdy ujemne przedpięcie maleje, prąd pentody rośnie, kondensator ładuje się prędzej i okres T maleje.

Rozładowanie kondensatora rozpoczyna się z chwilą, gdy napięcie na anodzie tyratronu L-2 osiągnie wielkość napięcia zapłonu.

Wielkość napięcia zapłonu reguluje się za pomocą potencjometru R_2 , którym zmienia się ujemne napięcie podawane na siatkę tyratronu. Na przykład gdy ujemne napięcie wzrasta, zapłon tyratronu następuje przy większym napięciu na okładzinach kondensatora C. Wzrasta przy tym amplituda napięcia piłkkształtnego oraz okres T. Gdy napięcie ujemne na siatce tyratronu maleje, zapłon następuje wcześniej i amplituda oraz okres drgań piłkkształtnych maleją.

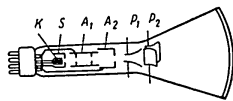
A zatem w tym układzie generatora można zmieniać okres i amplitudę napięcia pilotkształtnego.

Dalszą zaletą układu jest krótki czas rozładowania t_2 kondensatora w porównaniu z czasem ładowania t_1 (patrz rys. 125). Dzięki małej oporności wewnętrznej tyratronu stosunek tych wielkości można doprowadzić do wartości 1 : 1000.

§ 9. ELEKTRONOWA LAMPA PROMIENIOWA

Rysunek 135 przedstawia schematycznie budowę elektronowej lampy promieniowej (zwanej lampą oscyloskopową). Bańka takiej lampy jest szklana i ma specjalny kształt; w zwężonej części bańki umieszczone są elektrody, zaś dno części rozszerzonej pokryte jest warstwą substancji fluoryzującej i stanowi ekran.

Przedstawiona na rysunku 135 elektronowa lampa promieniowa ma następujące elektrody: katodę K, elektrodę sterującą albo siatkę sterującą S, pierwszą anodę A_1 , drugą anodę A_2 i tak zwane płytki odchylające — P_1 i P_2 .



Rys. 135

Katoda umieszczona jest wewnątrz elektrody sterującej, która ma kształt cylindra z otworem w środku. Do elektrody sterującej przyłącza się napięcie ujemne w stosunku do katody. Pod działaniem tego napięcia elektrony emitowane przez katodę skupiają się w wąską wiązkę i kierują się do otworu w cylindrze. Zależnie od wielkości ujemnego napięcia na elektrodzie sterującej przez otwór przejdzie więcej lub mniej elektronów.

Do pierwszej anody doprowadza się napięcie rzędu kilkuset woltów, a do drugiej rzędu tysięcy woltów. Niejednorodne pole elektryczne między elektrodą sterującą a pierwszą anodą oraz między pierwszą i drugą anodą, wytworzone przez różne napięcia na tych elektrodach, wspólnie z elektrodą sterującą ogniskuje elektrony, to jest przekształca wiązkę elektronów wylatujących z otworu w elektrodzie sterującej w cieniły promień, zwany **elektronowym**.

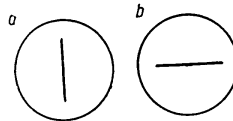
Promień elektronowy głównie pod działaniem wysokiego napięcia dodatniego na drugiej anodzie, zwanej anodą przyspieszającą, pada na ekran fluoryzujący i daje na nim plamkę świetlną. Po przzerwaniu padania elektronów na ekran plamka świetlna może szybko zniknąć lub też świecić się jeszcze przez jakiś czas (ekran z poświata); zależy to od składu chemicznego substancji fluoryzującej. Jasność plamki na ekranie można regulować zmieniając napięcie ujemne na elektrodzie sterującej. Gdy napięcie ujemne wzrasta, jasność plamki maleje, przez otwór w elektrodzie przechodzi bowiem mniej elektronów; gdy natomiast napięcie ujemne na elektrodzie sterującej maleje, jasność się zwiększa.

Jeżeli na płytki odchylające P_1 podamy napięcie zmienne, wówczas promień elektronowy będzie odchyłał się kolejno ku jednej i drugiej płytce, a ślad poruszającej się plamki świetlnej utworzy na ekranie linię pionową (rys. 136a). Jeżeli zmienne napięcie podamy na drugą parę płytek odchylających P_2 , wówczas na ekranie pojawi się linia pozioma (rys. 136b)

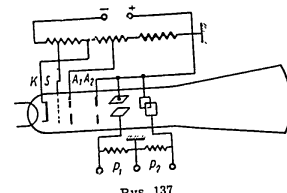
Odpowiednio do tego płytki P_1 nazwiemy pionowo odchylającymi, a płytki P_2 — poziomo odchylającymi.

Długość linii świetlnej jest proporcjonalna do amplitudy napięcia przyłączonego do płytek.

Dzięki pracom uczonych rosyjskich i radzieckich, B. Ł. Rozinga, L. I. Mandelsztama, D. A. Rożańskiego, S. I. Katajewa i innych, elektronowa lampa promieniowa jest obecnie szeroko stosowana, szczególnie w technice pomiarowej, telewizyjnej i radiolokacji.



Rys. 136



Rys. 137

Oscyloskop. Przyrząd umożliwiający obserwację kształtu krzywych drgań elektrycznych i mierzenie różnych wielkości elektrycznych nosi nazwę oscyloskopu.

Uproszczony schemat oscyloskopu widzimy na rysunku 137. Zawiera on elektronową lampę promieniową i konieczne źródło napięcia dla zasilania elektrod.

Jeżeli do płytek P_1 i P_2 doprowadzimy dwa sinusoidalnie zmieniające się napięcia o jednakowej amplitudzie, częstotliwości i fazie, wówczas promień elektronowy odchyli się równocześnie pod działaniem obu napięć i utworzy na ekranie linię prostą, ustawioną pod kątem 45° do kierunku pionowego (rys. 138).

Przy doprowadzaniu do płytek napięcia zmiennego różniącego się amplitudą, fazą i częstotliwością promień elektronowy będzie poruszał się po różnych drogach i otrzymamy na ekranie linie różnych kształtów.

Na rysunku 139 pokazano przykładowo kilka różnych kształtów linii dla wypadku, gdy amplitudy obu napięć są jednakowe, a faza i częstotliwość nie są równe.

Za pomocą oscyloskopu można obserwować przebiegi zmian dowolnego napięcia.

W tym celu na płytki poziomo odchylające podaje się napięcie nie sinusoidalne, lecz pilotkształtne, zwane napięciem rozwijającym podstawę czasu. Dlatego też generatory napięcia pilotkształtnego często nazywa się generatorami podstawy czasu. Wzrastające napięcie podstawy czasu przesunę promień od jednego skrajnego ekranu do drugiego; gdy natomiast napięcie to maleje, promień powraca do pozycji wyjściowej. Jak wynika z rysunku 125, napięcie pilotkształtne wzrasta w czasie t_1 znacznie dłuższym niż czas opadania t_2 . Dlatego



Rys. 138

w jednym kierunku promień przesuwa się powoli, a w drugim — bardzo szybko.

Jeżeli okres napięcia podstawy czasu nie jest specjalnie duży (wystarczająco duża częstotliwość), na ekranie zobaczymy trwałe obraz linii prostej.

Wskaznik Lampa Cewka Częstotliwość	0	1/8 okresu	1/4 okresu	3/8 okresu	1/2 okresu
1:1					
1:2					

Rys. 139

Gdy teraz na płytce pionowo odchylającej podamy napięcie zmienne, na przykład sinusoidalne, to na ekranie otrzymamy obraz sinusoidy (rys. 140). Obraz ten powstał w wyniku przemieszczania się promienia elektronowego pod działaniem dwóch napięć — napięcia podstawy czasu przesuwałającego promień w kierunku poziomym i napięcia sinusoidalnego, które przesuwa promień w kierunku pionowym.

Sinusoida pokazana na rysunku 140 odpowiada wypadkowi, gdy okres (częstotliwość) napięcia podstawy czasu równy jest okresowi (częstotliwości) napięcia podawanego na płytce P_1 , to jest napięcia badanego.



Rys. 140

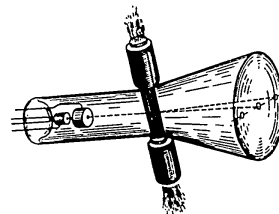
Jeżeli okres napięcia podstawy czasu jest dwa razy większy od okresu napięcia badanego (częstotliwość napięcia podstawy czasu jest dwa razy mniejsza od częstotliwości napięcia badanego), to na ekranie pojawiają się dwa pełne okresy krzywej badanego napięcia, itd.

Rozpatrzona przez nas elektronowa lampa promieniowa, w której promień jest odchylany przez napięcie podawane na płytce odchylającej, nazywa się lampą z odchyleniem elektrostatycznym. Często stosuje się także

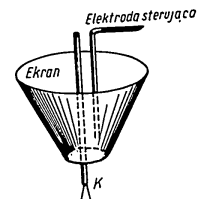
elektronowe lampy promieniowe z tak zwanym odchyleniem magnetycznym. W tym wypadku lampa jest wyposażona nie w płytke odchylającą, lecz w cewki odchylające, umieszczone na zewnątrz bańki odchylającej, w której promień jest odchylany przez napięcie podawane na płytce odchylającej, nazywa się lampą z odchyleniem magnetycznym. Zjawisko to kierunkowo będzie odchyłało promień elektronowy prostopadle do kierunku promienia i kierunku linii sił pola magnetycznego. Zjawisko to tłumaczy się tym, że promień elektronowy współdziała z polem magnetycznym tak samo jak przewodnik z prądem. Wielkość odchylenia promienia będzie proporcjonalna do pola magnetycznego lub prądu przepływającego przez cewkę odchylającą.

Aby uzyskać odchylenie promienia w dwóch prostopadłych do siebie kierunkach, cewki odchylające umieszcza się prostopadle względem siebie (tak samo jak płytki odchylające).

Wskaźniki elektronowe. W odbiornikach radiowych jako wskaźnik dostrajania szeroko stosuje się specjalne lampy, zwane wskaźnikami elektronowymi („oko magiczne” — przyp. tłum.). Wskaźnik jest umieszczony w jednej bańce z lampą trójelektrodową. Składa się on ze stożkowego ekranu, katody i elektrody sterującej.



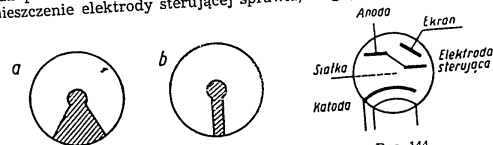
Rys. 141



Rys. 142

(rys. 142). Katoda przechodzi przez oś stożkowego ekranu i jest jednocześnie katodą lampy trójelektrodowej. Do ekranu doprowadza się wysokie napięcie, dodatnie względem katody.

Wewnętrzna powierzchnia ekranu pokrywa się substancją fluoryzującą, która pod wpływem padających na nią elektronów świeci się zielonkawo. Gdyby nie było elektrody sterującej, to elektrony padające na ekran powodowałyby równomierne świecenie całej powierzchni ekranu. Umieszczenie elektrody sterującej sprawia, że gdy podamy na nią napięcie



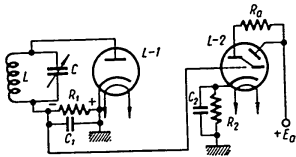
Rys. 143

Rys. 144

do dodatnie, mniejsze od dodatniego napięcia ekranu, na ekranie w okolicy dodatnie, mniejsze od dodatniego napięcia ekranu. Szerokość obszaru licy elektrody sterującej powstaje obszar zaciemniony. Szerokość obszaru zaciemnionego zależy od wielkości dodatniego napięcia na elektrodzie sterującej. W miarę jak napięcie to maleje, wzrasta szerokość zaciemnionego obszaru (rys. 143a). Ze wzrostem dodatniego napięcia na elektrodzie sterującej szerokość zaciemnionego obszaru maleje (rys. 143b).

Na rysunku 144 przedstawiono schematycznie wskaźnik elektronowy 6E5. Elektroda sterująca jest połączona z anodą wewnątrz lamny.

Rysunek 145 podaje schemat układu, w jakim pracuje wskaźnik elektronowy. W tym układzie napięcie z obwodu podaje się na diodę L-1, będącą detektorem. Przy odbiorze sygnałów na oporności obciążenia detektora R_1 , bocznikowanej przez kondensator C_1 , powstaje napięcie, którego minus podaje się na siatkę L-2.



Rys. 145

Jeżeli obwód rezonansowy LC jest niedostrojony, ujemne napięcie na R_1 jest nieznaczne. To niewielkie ujemne napięcie po podaniu go na siatkę L-2 wywołuje powstanie znacznego prądu anodowego. Z powodu istnienia w obwodzie anodowym L-2 dużej oporności R_0 , na oporności tej wystąpi znaczny spadek napięcia. Dodatkowo napięcie na anodzie lampy, a więc i na elektrodzie sterującej wskaźnika, maleje i staje się mniejsze od napięcia ekranu. W wyniku tego na ekranie wskaźnika otrzymamy ciemny obszar o znacznych wymiarach.

Gdy obwód zostanie dostrojony do rezonansu, napięcie na obwodzie będzie największe. Przez L-1 popłynie duży prąd, napięcie na R_1 wzrośnie, ujemne przedpięcie na siatce L-2 powiększy się, prąd anodowy L-2 zmaleje, dodatnie napięcie na anodzie i elektrodzie sterującej wskaźnika wzrośnie i ciemny obszar na ekranie zmaleje do minimum.

Zastosowanie wskaźnika umożliwia, po pierwsze, uzyskanie dokładnego dostrojenia odbiornika, co nie zawsze jest możliwe przy strojeniu na maksimum natężenia dźwięku, a po drugie, pozwala na przeprowadzenie strojenia przy regulatorze wzmożenia ustawionym na minimum i tym samym na uniknięcie szumów przy przestrajaniu odbiornika.

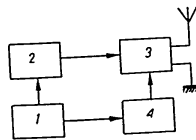
Rozdział V URZĄDZENIA RADIONADAWCZE

Do wysyłania sygnałów radiowych służą specjalne urządzenia, zwane urządzeniami radionadawczymi.

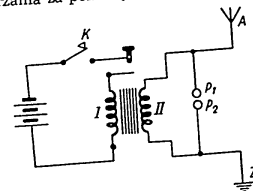
W skład urządzenia radionadawczego wchodzi następujące elementy zasadnicze (rys. 146):

- źródło zasilania 1 (prądnica, bateria lub prostownik) dostarczające energię do całego urządzenia;
- generator prądu wielkiej częstotliwości 2;
- wzmacniacz wielkiej częstotliwości 3 (jeden lub kilka stopni wzmożenia, zależnie od pożądanej mocy w antenie);
- urządzenie sterujące 4, za pomocą którego uzyskuje się pożądany rodzaj nadawania (telegrafowanie, telefonowanie itp.);
- urządzenie antenowe promieniujące energię drgań wielkiej częstotliwości.

Pierwszy na świecie nadajnik radiowy zbudował A. S. Popow. Nadajnik ten pracował na zasadzie wytwarzania za pomocą iskry drgań tłumionych.



Rys. 146



Rys. 147

nych w obwodzie. Otrzymał on nazwę nadajnika iskrowego. Zasadniczy schemat nadajnika Popowa widzimy na rysunku 147. Antenę A zawieszoną na maszcie łączy się z jedną z elektrod (P_1) iskiernika, którego drugą elektrodę (P_2) uziemia się. Antena jest zasilana przez transformator; w uzwojeniu pierwotne transformatora włączony jest klucz telegraficzny K.

Przy naciśnięciu klucza przez uzwojenie pierwotne płynie prąd przerywany, który w uzwojeniu wtórnym indukuje wysokie napięcie zmienne

ładujące antenę. Gdy różnica potencjałów między ziemią a anteną osiąga wartość napięcia przebicia iskiernika, antena rozładowuje się poprzez przestrzeń iskrową i wypromieniowuje w przestrzeń energię elektromagnetyczną.

Dzięki prostej konstrukcji i pewności działania iskiernika nadajniki radiowe były wyjątkowo szeroko stosowane nie tylko w pierwszych latach rozwoju radiotechniki, ale też i w okresie późniejszym, na statkach morskich zaś iskrowe nadajniki radiowe stosowano jako nadajniki awaryjne aż do 1940 r.

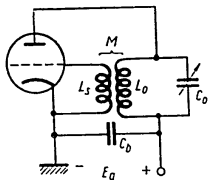
Zasadniczą wadą iskrowych nadajników radiowych, pracujących z drganiami tłumionymi, jest to, że za ich pomocą można nadawać jedynie sygnały telegraficzne.

W związku z tym, poczynając od lat 1908—1910, zaczęto opracowywać nadajniki pracujące z drganiami nie tłumionymi. Zagadnienie to rozwiązano pomyślnie dzięki zastosowaniu lamp elektronowych. Pierwsze lampowe nadajniki radiowe zbudowano po Wielkiej Rewolucji Październikowej w laboratorium niżnogradzkim pod kierownictwem M. A. Boncz-Brujewicza. Dalsze prace uczonych radzieckich, A. L. Minca, I. G. Freimana, A. I. Berga, B. P. Asiejewa, I. G. Klackina, Z. I. Modela, I. Ch. Niewiażskiego i innych, w dziedzinie projektowania i konstrukcji nadajników radiowych znacznie wyprzedziły prace uczonych zagranicznych.

Obecnie stosuje się następujące typy generatorów wielkiej częstotliwości:

- 1) lampowe;
- 2) magnetronowe;
- 3) klitronowe.

Na falach dłuższych od dziesięciu centymetrów stosuje się wyłącznie generatory lampowe. Na falach centymetrowych i niekiedy w części krótkofalowej zakresu decymetrowego do generowania drgań dużej mocy stosuje się generatory magnetronowe, a do generowania drgań małej mocy — generatory klitronowe.



Rys. 148

§ 1. GENERATOR LAMPOWY

Rysunek 148 przedstawia zasadniczy schemat generatora lampowego*. Składa się on z lampy elektronowej, obwodu rezonansowego L_0C_0 , cewki sprzężenia L_2 i źródła zasilających lampę. Przy włączeniu układu w obwodzie L_0C_0 powstają drgania własne

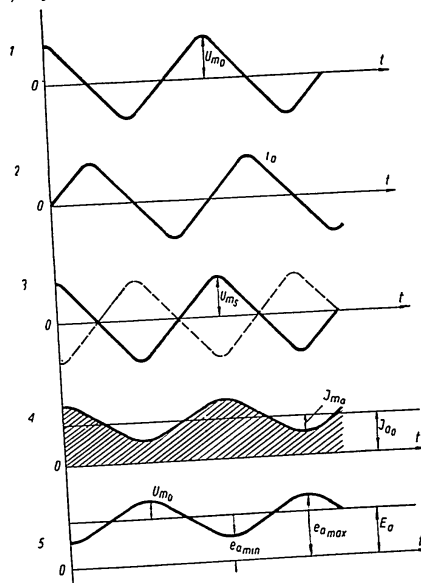
$$\text{o częstotliwości } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}, \text{ które z po-}$$

wodu straty energii w oporności czynnej obwodu powinny zanikać. Wskutek sprzężenia cewki L_2 z obwodem L_0C_0 w cewce tej będzie indukowała się SEM indukcji wzajemnej o amplitudzie U_m .

* Typ generatora pokazany na rysunku 148 nosi także nazwę generatora Meissnera (przyp. tłum.).

Indukowana SEM działając na siatkę lampy spowoduje odpowiednią zmianę prądu w obwodzie anodowym generatora, co przedstawiono graficznie na rysunku 96.

Składowa zmienna prądu anodowego I_{ma} przepływa przez obwód i w ciągu każdego półokresu doładowuje kondensator obwodu uzupełniając traconą w nim energię i tym samym podtrzymując amplitudę prądu w obwodzie, to jest wytwarzając w obwodzie drgania nie tłumione.



Rys. 149

Proces powstania i istnienia drgań nie tłumionych w generatorze lampowym można łatwo wytłumaczyć posługując się wykresem rozwiniętym, pokazanym na rysunku 149.

Przy przyłączeniu napięcia anodowego kondensator obwodu naładuje się do wartości maksymalnej U_{m0} (krzywa 1). W następnym momencie kondensator rozładowując się przez cewkę spowoduje powstanie w niej

prądu i_0 , przesuniętego w fazie w stosunku do napięcia na kondensatorze o kąt 90° (krzywa 2). Prąd i_0 , przepływając przez cewkę L_0 , będzie indukował w cewce L_1 SEM indukcji wzajemnej U_m , podawaną na siatkę lampy (krzywa 3).

W zależności od przyłączenia końcówek cewki L_1 napięcie na siatce może zmieniać się według krzywej ciągłej lub przerywanej, powodując powstanie pulsacji prądu anodowego, którego przebieg jest, jak wiadomo, zgodny w fazie z przebiegiem napięcia na siatce (krzywa 4).

Składowa zmienna prądu anodowego przepływając przez obwód mający dużą oporność równoważną

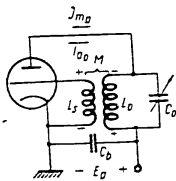
$$R_s = \frac{L_2}{C_p R_0}$$

powoduje powstanie na jego zaciskach spadku napięcia

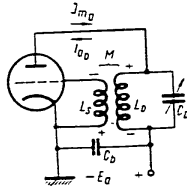
$$U_{m_a} = I_{m_a} R_s$$

Gdy na siatkę działa napięcie dodatnie, powstaje wzrost prądu anodowego, czyli, jak wskazuje krzywa 4, zmienna i stała składowa prądu w obwodzie anodowym lampy generatora płyną w tym samym kierunku (rys. 150).

Gdy siatka ma potencjał ujemny, prąd anodowy maleje, a stała i zmienna składowa prądu anodowego płyną w kierunkach przeciwnych (rys. 151).



Rys. 150



Rys. 151

W pierwszym więc wypadku, gdy napięcie na siatce będzie miało znak plus, na górnym zacisku obwodu połączonym z anodą lampy napięcie obwodu U_{m_a} będzie miało znak minus; w drugim natomiast wypadku będzie ono miało znak plus. W związku z tym napięcie na anodzie lampy, jak widać z krzywej 5, nie będzie stałe, lecz będzie zmieniało się w granicach od $e_{\text{min}} = E_0 - U_{m_a}$ do $e_{\text{max}} = E_0 + U_{m_a}$.

Zmiany tego napięcia na anodzie będą w fazie przeciwnej ze zmianami napięcia na siatce (krzywa 5).

Napięcie na obwodzie U_{m_a} spowoduje przepływ prądu, oznaczonego przez I_c i I_L , w gałęziach obwodu rezonansowego.

Jak wynika z wykresu wektorowego prądów dla przypadku rezonansu równoległego (patrz rys. 30), prąd w gałęzi indukcyjnej I_L jest opóźniony

w stosunku do napięcia na obwodzie o kąt 90° i zgodnie z tym będzie miał kierunek zgodny z początkowym prądem i_0 płynącym przez cewkę (krzywa 2 na rys. 149), który jest wywołany przez rozładowanie kondensatora. Dzięki temu w obwodzie będą istniały drgania nie tłumione, podtrzymywane impulsami prądu na koszt energii anodowego źródła zasilającego.

Gdyby końcówki cewki L_1 były przyłączone tak, że napięcie na siatce zmieniałoby się nie według krzywej ciągłej, lecz według krzywej przerywanej, to — jak łatwo stwierdzić na wykresie rozwiniętym — prąd I_L rywanej, to — jak łatwo stwierdzić na wykresie rozwiniętym — prąd I_L miałby kierunek przeciwny do kierunku prądu i_0 , a więc nie otrzymamy by nie tłumionych drgań w obwodzie.

Oprócz właściwego przyłączenia końcówek cewki sprzężenia zwrotnego samowzbudzenie generatora wymaga podania na siatkę lampy wystarczająco dużego napięcia zmiennego. A zatem konieczne jest, aby wielkość indukcyjności wzajemnej M między cewką obwodu L_0 i cewką sprzężenia zwrotnego L_1 była nie mniejsza od pewnej wielkości krytycznej.

A więc generator będzie pracował (ulegał samowzbudzeniu) tylko pod warunkiem, że:

- 1) napięcie zmienne na siatce u_s i napięcie zmienne na anodzie u_a zmieniają się w przeciwfazie (są przesunięte w fazie o 180°);
- 2) indukcyjność wzajemna M (sprzężenie) między cewką obwodu L_0 a cewką sprzężenia zwrotnego L_1 jest nie mniejsza od ściśle określonej wartości zwanej k r y t y c z n ą.

Niespełnienie drugiego warunku prowadzi do tego, że z powodu zbyt małej amplitudy napięcia zmiennego na siatce U_{m_s} zmienna składowa prądu anodowego I_{m_a} będzie miała wielkość nie wystarczającą do tego, aby uzupełnić straty w obwodzie, w związku z czym nie powstaną drgania nie tłumione.

§ 2. UKŁADY ZASILANIA GENERATORÓW LAMPOWYCH

Generator lampowy wymaga zasilania wszystkich trzech jego obwodów: siatkowego, anodowego i żarzenia.

Każdy z omówionych niżej sposobów przyłączenia źródeł zasilających do generatora lampowego powinien spełniać następujące wymagania:

- 1) źródła zasilające nie powinny wywierać wpływu na generowaną przez generator częstotliwość;
- 2) źródła zasilające nie powinny wnosić dodatkowych strat do obwodów wielkiej częstotliwości.

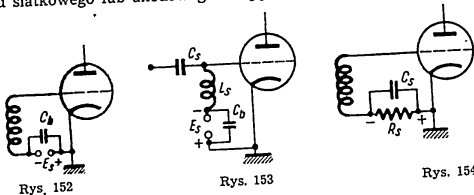
Wziąwszy to pod uwagę rozpatrzymy obecnie sposoby zasilania każdego obwodu z osobna.

Zasilanie obwodu siatki. Poza napięciem zmiennym siatka lampy generatora powinna otrzymać stałe napięcie ujemne, zwane przedpięciem. Jest to konieczne dla ustalenia punktu pracy, w odniesieniu do którego będzie zmieniał się prąd anodowy w lampie.

Przedpięcie można podać na siatkę z dowolnego źródła stałej SEM (przedpięcie niezależne), na przykład z baterii, prostownika, prądnicy, lub też można je otrzymać wykorzystując prąd siatkowy lub anodowy lampy.

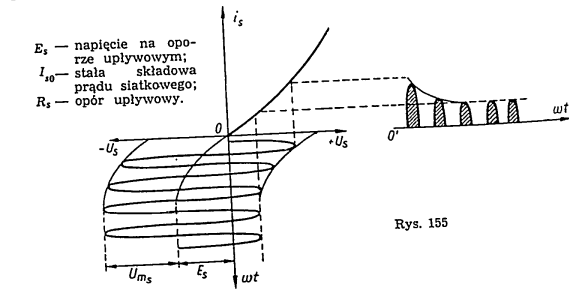
W pierwszym wypadku, to jest przy przedpięciu niezależnym, źródło stałej SEM włącza się do obwodu siatki szeregowo (rys. 152) lub równoległe (rys. 153) ze źródłem zmiennej SEM.

Źródło przedpięcia bocznikuje się kondensatorem blokującym o dużej pojemności C_b ; pozwala to uniknąć powstania na tym źródle spadku napięcia wielkiej częstotliwości. Wygodniejszym i bardzo rozpowszechnionym sposobem otrzymywania przedpięcia na siatce jest wykorzystywanie prądu siatkowego lub anodowego lampy generatora.



Przy wykorzystywaniu prądu siatkowego w obwód siatki lampy generatora włącza się opór R_s , z bocznikowany pojemnością C_s (rys. 154) i zwany oporem upływowym („grydlikiem”). Jeżeli na siatce występuje napięcie zmienne, w obwodzie siatki powstaje prąd pulsujący, który przepływając przez opór upływowym w kierunku od katody do siatki powoduje powstanie na oporze upływowym spadku napięcia, równego:

$$E_s = I_{s0} R_s$$



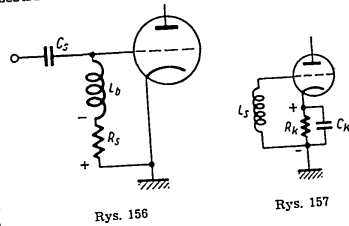
Dzięki temu spadkowi napięcia siatka otrzymuje ujemny potencjał w stosunku do katody.

Zmienna składowa, zawarta w impulsie prądu siatkowego, przechodzi przez kondensator C_b , nie wywołując spadku napięcia na oporze upływowym.

Zjawisko to można zilustrować wykresem (rys. 155). Pod wpływem pierwszych dodatnich półfal napięcia zmiennego w obwodzie siatki ustali się odpowiednie przedpięcie E_s , punkt pracy przesunie się w lewo i impulsy prądu siatkowego będą miały wartość stałą.

Oprócz układu, w którym opór upływowym włączony jest szeregowo, w praktyce bardzo rozpowszechniony jest układ równoległy (rys. 156). Tu opór upływowym R_s jest włączony przez dławik blokujący wielkiej częstotliwości L_b równoległe do przestrzeni lampy siatka-katoda. W danym układzie stała składowa prądu siatki I_{s0} przechodzi przez R_s i L_b , a składowa zmienna — przez kondensator C_s .

Włączenie dławika L_b jest konieczne, ponieważ dławik ten zapobiega zwrotnemu się składowej zmiennej wielkiej częstotliwości przez opór R_s , którego wielkość przy dużych prądach siatkowych i małym przedpięciu może



wynosi zaledwie kilka tysięcy omów. Wielkość pojemności C_s zależy od wartości oporu R_s i od długości fali generatora; w większości wypadków wynosi ona od kilkuset do kilku tysięcy pikofaradów.

Przy stosowaniu oporu upływowego trzeba pamiętać, że bezwzględna wartość przedpięcia nie jest w stanie przekroczyć amplitudy wzbudzenia, to znaczy praca oporu upływowego jest możliwa tylko przy spełnieniu nierówności $|E_s| < U_m$. W przeciwnym wypadku prąd siatkowy powinien być równy zero i nie otrzyma się żadnego napięcia na oporze upływowym. Dlatego gdy konieczne jest, aby $|E_s| > U_m$, wówczas przedpięcie podaje się z niezależnego źródła obcego lub stosuje się przedpięcie automatyczne, wykorzystując w tym celu anodowy prąd lampy. Zasadniczy układ otrzymywania przedpięcia za pomocą prądu anodowego widzimy na rysunku 157.

W obwodzie katody lampy włączony jest opór R_k , z bocznikowany pojemnością C_k . Stała składowa prądu anodowego przepływając przez lampę i przez opór R_k wytwarza na nim spadek napięcia, którego minus podaje się na siatkę. Wielkość przedpięcia na siatce będzie w tym wypadku zależała od natężenia prądu w obwodzie anodowym lampy generatora i od wielkości oporu R_k :

$$E_s = I_{a0} R_k$$

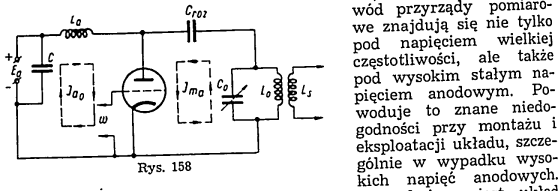
gdzie

I_{a0} — stała składowa prądu anodowego;
 R_k — oporność włączona w obwód katodowy lampy.

Składowa zmienna prądu anodowego będzie zamykała się przez pojemność C_k omijając opór R_k i nie wytwarzając na nim spadku napięcia zmiennego.

Zasilanie obwodu anodowego. W rozpatrywanym układzie generatora (patrz rys. 148) obwód rezonansowy i anodowe źródło zasilające są przyłączone do lampy szeregowo. Taki układ nosi nazwę szeregowego zasilania obwodu anodowego generatora.

W układzie zasilania szeregowego przez obwód rezonansowy generatora przepływają obie składowe prądu anodowego, to jest składowa stała i zmienna. Dlatego elementy obwodu rezonansowego (cewka i kondensator) oraz włączane w obwód przyrządy pomiarowe znajdują się nie tylko pod napięciem wielkiej częstotliwości, ale także pod wysokim stałym napięciem anodowym.



Rys. 158

Z tego powodu w praktyce bardziej rozpowszechniony jest układ równoległego zasilania obwodu anodowego generatora (rys. 158), gdzie źródło zasilające i obwód rezonansowy są przyłączone do lampy równolegle względem siebie.

Przy takim sposobie połączenia dzięki istnieniu w układzie dodatkowych elementów — dławika anodowego L_a i kondensatora rozdzielającego C_{roz} — składowa stała prądu anodowego I_{a0} i składowa zmienna prądu anodowego I_{ma} są rozdzielone. Prąd I_{a0} płynie od plusa anodowego źródła zasilającego przez dławik L_a i dalej przez lampę zamyka swój obieg na minusie źródła anodowego. Składowa zmienna prądu anodowego I_{ma} wskutek istnienia w układzie dławika anodowego L_a w zasadzie przepływa tylko przez lampę i przez obwód rezonansowy, prawie nie odgałęziając się do obwodu anodowego źródła zasilającego. Kondensator C_{roz} oddziela obwód rezonansowy od anodowego źródła zasilającego, w związku z czym elementy obwodu nie znajdują się pod stałym napięciem anodowym; wyklucza to wymienione poprzednio niedogodności układu zasilania szeregowego. Poza tym w układzie zasilania równoległego możliwe jest uzziemienie jednej z okładzin kondensatora obwodu (rotora kondensatora zmiennej pojemności), co eliminuje wpływ ręki operatora na częstotliwość generowanych drgań.

Indukcyjność dławika anodowego L_a powinna być wystarczająco duża, aby nie przepuszczała składowej wielkiej częstotliwości prądu anodowego i nie wpływała na strojenie obwodu, do którego włączony jest równolegle dławik anodowy. Jednocześnie jednak nadmierne zwiększenie indukcyjności dławika jest także niedopuszczalne, jest to bowiem związane ze zwiększeniem ilości zwojów, a zatem i ze zwiększeniem pojemności międzyzwojowej, która stanowiłaby przejście dla prądu wielkiej częstotliwości. Dlatego też indukcyjność dławika anodowego praktycznie jest rzędu kilku milihenrów, nie może być jednak mniejsza niż:

$$L_a = 10L_0,$$

gdzie

L_0 — indukcyjność obwodu generatora.

Pojemność kondensatora rozdzielającego powinna być taka, aby spadek napięcia składowej wielkiej częstotliwości prądu anodowego na kondensatorze był 30–50 razy mniejszy niż spadek napięcia na zaciskach obwodu. Zależnie od długości fali wielkość C_{roz} dobiera się od kilkuset do kilku tysięcy pikofarów.

Poza wystarczającą pojemnością kondensator rozdzielający powinien mieć dostateczną wytrzymałość dielektryczną. Napięcie przebicia kondensatora powinno być 3–4 razy większe od napięcia źródła zasilającego anodę. Dlatego też w kondensatorach rozdzielających dielektrykiem jest z reguły miłka.

Zasilanie obwodu żarzenia. Aby zapewniony był pożądany prąd emisyjny, źródło zasilania obwodu żarzenia lampy generatora powinno dawać stabilizowane napięcie o pożądanej wielkości. Obwód żarzenia lampy można zasilać zarówno ze źródeł prądu stałego (bateria, prądnicą niskiego napięcia), jak i ze źródeł prądu zmiennego przez transformator obniżający napięcie. W tym ostatnim wypadku włókno lampy powinno mieć wystarczającą bezwładność cieplną (średnica katody powinna być duża) lub też katoda lampy powinna być żarzona pośrednio.

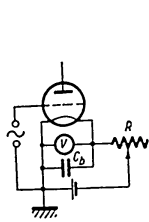
Ponieważ lampy elektronowe są bardzo czułe na niedożarczenie lub przeżarczenie katod, żarzenie reguluje się za pomocą oporu zmiennego i kontroluje za pomocą woltmierz przyłączanego do zacisków włókna żarzenia.

Jeśli w układzie występuje kilka lamp tego samego typu (o tym samym napięciu żarzenia), to wszystkie je łączy się równolegle i zmienny opór żarzenia oraz woltmierz są wspólne. Gdy lampy mają różne napięcia żarzenia, wówczas napięcia te reguluje się osobnymi oporami zmiennymi i kontrolę napięcia przeprowadza się indywidualnymi woltmierzami lub wspólnym woltmierzem wyposażonym w specjalny przełącznik.

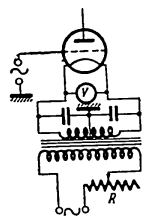
Na rysunku 159 widzimy układ zasilania obwodu żarzenia ze źródła prądu stałego. W celu zwiększenia dokładności pomiaru woltmierz należy przyłączyć przy samych wyprowadzeniach włókna lampy.

Aby zmniejszyć pulsację pochodzącą z prądnicy oraz w celu wyeliminowania wpływu prądu wielkiej częstotliwości na przyrządy i elementy obwodu żarzenia, włókno żarzenia bocznikuje się kondensatorem o stałej pojemności C_b . Wielkość tego kondensatora dla fal krótkich powinna być nie mniejsza niż 500 pF, a dla fal średnich i długich — nie mniejsza niż 10 000 pF.

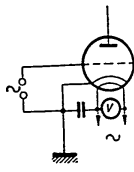
Katodę żarzoną bezpośrednio można zasilać z sieci prądu zmiennego według schematu pokazanego na rysunku 160. Uzwojenie wtórne transformatora powinno być zbocznikowane kondensatorami, a środek tego uzwojenia powinien być wyprowadzony; pozwoli to wyeliminować wpływ zmiennego prądu żarzenia na prąd anodowy i siatkowy lampy oraz spowoduje, że stała i zmienna składowa będą przepływały równomiernie wzdłuż, ze stałą i zmienną składową będą przepływały równomiernie przez obydwie połówki włókna lampy. Aby nie zakłócać równowagi oporów obu ramion obwodu żarzenia, zmienny opór regulujący napięcie żarzenia włącza się po stronie pierwotnej transformatora żarzenia.



Rys. 159



Rys. 160

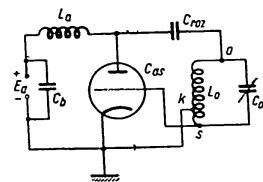


Rys. 161

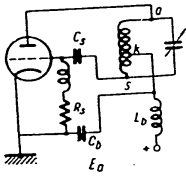
Lampę z katodą żarzoną pośrednio zasila się z sieci prądu zmiennego według schematu pokazanego na rysunku 161. W tym wypadku włókno żarzenia nie jest obciążone przez prąd anodowy i prąd siatkowy, obwody anody i siatki łączy się bowiem z katodą, a nie z włóknem grzejnika lampy.

§ 3. UKŁADY SAMOWZBUDNYCH GENERATORÓW LAMPOWYCH

Rozpatrzony przez nas układ samowzbuźnego generatora lampowego z indukcyjnym sprzężeniem obwodu siatki z obwodem anody ma tę wadę, że wymaga dwóch cewek oraz urządzenia regulującego indukcyjność wzajemną między cewkami. Dlatego w praktyce bardziej rozpowszechnione są układy generatorów ze sprzężeniem autotransformatorowym i pojemnościowym między obwodem anodowym i siatkowym. Generatory te nazywano generatorami trójpunktowymi.



Rys. 162



Rys. 163

Rysunek 162 przedstawia zasadniczy układ generatora ze sprzężeniem autotransformatorowym*. W układzie tym napięcie zmienne podaje się na siatkę z części uzwojenia cewki obwodu L_0 , w związku z czym lampa włączona jest do obwodu rezonansowego w trzech punktach: a , s i k .

Aby spełnić fazowy warunek samowzbuźnienia generatora, zacisk katody k musi znajdować się między punktami a i s . Wówczas przesunięcie

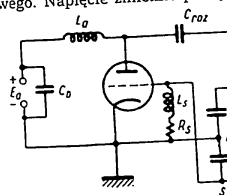
* Znany także pod nazwą generatora Hartleya (przyp. tłum.).

fazy między napięciem siatkowym i anodowym wynosi 180° . Wielkość sprzężenia zwrotnego w tym układzie można regulować przesuwając końcówkę przewodu siatkowego s wzdłuż zwojów cewki.

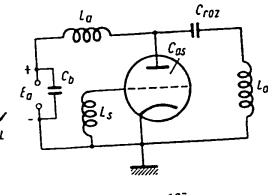
Układ ze sprzężeniem autotransformatorowym można także stosować przy szeregowym zasilaniu obwodu anodowego (rys. 163). W tym wypadku kondensator C_2 , włączony szeregowo do obwodu siatkowego lampy, spełnia jednocześnie rolę kondensatora układu otrzymywania przedpięcia przy wykorzystaniu prądu siatkowego oraz rolę kondensatora oddzielającego siatkę lampy od dodatniego potencjału anodowego. Dlatego w układzie tym przy wyborze kondensatora C_2 należy zwrócić szczególną uwagę na jego wytrzymałość dielektryczną.

Dzięki swej prostocie i niezawodnemu działaniu układy ze sprzężeniem autotransformatorowym znajdują szerokie zastosowanie w nadajnikach okrętowych.

Na równi z układami ze sprzężeniem autotransformatorowym szeroko rozpowszechnione są generatory ze sprzężeniem pojemnościowym*. Przykład takiego generatora trójpunktowego widzimy na rysunku 164. Podobnie jak w układzie poprzednim, tak i tu w celu spełnienia k fazy w punkcie samowzbuźnienia końcówka przewodu katodowego k powinna znajdować się między punktami przyłączenia przewodu anodowego i siatkowego. Napięcie zmienne podaje się wówczas na siatkę z kondensatora C_2 .



Rys. 164



Rys. 165

Wielkość sprzężenia zwrotnego można regulować przez zmianę pojemności C_2 . Praktycznie jednak pojemność ta jest stała, sprzężenie nie ulega więc zmianom podczas pracy generatora. Strojenie obwodu w generatorze ze sprzężeniem pojemnościowym przeprowadza się zwykle zmieniając indukcyjność.

W układzie pokazanym na rysunku 162 pojemność anoda-siatka C_{as} włącza się równolegle do pojemności obwodu C_0 . A zatem, jeżeli usuniemy z układu kondensator C_0 , to w zasadzie nie naruszamy pracy układu, gdyż pojemnością obwodu będzie teraz pojemność C_{as} . Jeżeli cewkę obwodu L_0 przedstawiemy jako dwie oddzielne cewki, z których jedna, włączona między siatkę i katodę (w punktach s i k) stanowi część obwodu siatki, a druga, włączona między anodą i katodą (w punktach a i k), wchodzi w skład obwodu anodowego, i jeżeli cewki te oznaczymy odpowiednio przez L_1 i L_2 , otrzymamy układ przedstawiony na rysunku 165.

* Znanie także pod nazwą generatorów Colpittsa (przyp. tłum.).

Układ ten nazywa się generatorem ze sprzężeniem zwrotnym przez pojemność lampy, tutaj bowiem obwód anody i obwód siatki są sprzężone przez pojemność anoda-siatka C_{as} .

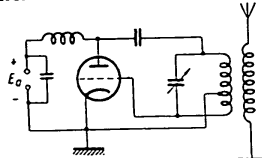
Częstotliwość generowanych przez ten układ drgań określa jego parametry, to jest pojemność C_{as} i indukcyjność $L_o = L_s + L_a$. Ponieważ pojemność C_{as} jest stosunkowo niewielka, więc częstotliwość drgań będzie duża (mała długość fali). W związku z tym, że generator taki wzbudza się tym łatwiej, im większa jest częstotliwość, to jest im mniejsza jest oporność pojemnościowa $X_{C_{as}} = \frac{1}{\omega C_{as}}$, układ ten stosuje się często dla generacji fal krótkich i ultrakrótkich.

§ 4. WZMOCNIENIE PRĄDÓW WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Samowzbudny generator lampowy można użyć jako nadajnik. W tym celu obwód generatora sprzęga się z anteną indukcyjnie (rys. 166) lub w inny sposób.

Obecnie takie układy stosuje się bardzo rzadko; niekiedy znajdują one zastosowanie w okrętowych radionadajnikach awaryjnych.

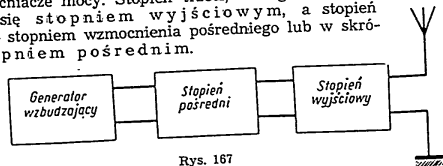
Jak wykazało doświadczenie, praca generatora samowzbudnego bezpośrednio na antenie jest z wielu przyczyn niewystarczająco stabilna, to znaczy generowana częstotliwość, która zależy od parametrów anteny (pojemności i indukcyjności), nie jest stała. Z tego powodu w nowoczesnych samowzbudnych nadajnikach radiowych generator lampowy ma niewielką moc i służy jako wzbudnica lub, jak go się często nazywa, jako generator wzbudzający. Zadaniem jego jest wytwarzanie drgań o stałej częstotliwości; pożądaną moc uzyskuje się następnie



Rys. 166

przez wzmocnienie tych drgań za pomocą specjalnych stopni, zwanych stopniami wzmocnienia mocy.

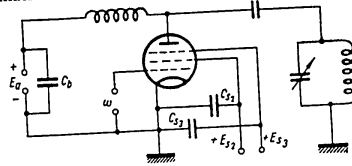
Na rysunku 167 pokazano schemat blokowy nowoczesnego nadajnika lamtrzystopniowego. Pierwszy stopień stanowi samowzbudny generator lampowy, czyli generator wzbudzający. Stopnie drugi i trzeci są to wzmacniacze mocy. Stopień trzeci, którego obciążeniem jest antena, nazywa się stopniem wyjściowym, a stopień drugi — stopniem wzmocnienia pośredniego lub w skrócie stopniem pośrednim.



Rys. 167

Wzmacniacz mocy, zwany często generatorem ze wzbudzeniem obcym, jest to urządzenie lampowe, które przekształca energię elektryczną prądu stałego na energię prądu zmiennego o częstotliwości określonej przez częstotliwość napięcia podawanego na siatkę. Poł względem układu wzmacniacz mocy różni się od generatora samowzbudnego tylko tym, że napięcie zmienne na jego siatkę podaje się nie z własnego obwodu rezonansowego, lecz z obcego źródła zmiennej SEM (wzbudnicy). W celu dużego wzmocnienia mocy i zmniejszenia niepożądanego sprzężenia między obwodami we wzmacniaczach stosuje się lampy ekranowane, najczęściej pentody.

Zasadniczy schemat wzmacniacza z pentodą widzimy na rysunku 168. Jak wynika z rysunku, wzmacniacz zawiera te same elementy co generator samowzbudny, a mianowicie: lampę elektronową, obwód rezonansowy i źródła zasilające; różnicę między wzmacniaczem a generatorem samowzbudnym stanowi sposób zasilania napięciem zmiennym obwodu siatkowego. Zachodzące w układzie zjawiska fizyczne towarzyszące procesowi wzmacniania są bardzo proste. Ilustruje je graficznie rysunek 96.



Rys. 168

Gdy na siatkę nie ma napięcia zmiennego, w obwodzie anodowym stopnia wzmacniającego płynie składowa stała charakterystyki punktu której wielkość jest określona przez położenie na charakterystyce punktu pracy wyznaczonego przez przedpięcie na siatkę lampy. Drgania w obwodzie przy tym nie występują, nie ma bowiem składowej zmiennej prądu anodowego.

Zatem moc P_o doprowadzona do obwodu anodowego lampy, równa iloczynowi stałej składowej prądu anodowego i napięcia anodowego źródła zasilającego:

$$P_o = I_{a0} E_a,$$

będzie całkowicie tracona w lampie na grzanie anody.

Gdy na siatkę podamy napięcie zmienne o amplitudzie U_m , w obwodzie anodowym pojawi się prąd pulsujący o tej samej częstotliwości. Składowa zmienna tego prądu, mająca amplitudę I_m , przepływa przez obwód rezonansowy dostrojony do rezonansu na częstotliwości napięcia na siatkę i wytwarza na jego zaciskach napięcie o amplitudzie

$$U_m = I_m R_o.$$

Dzięki temu w obwodzie powstaną drgania nie tłumione o mocy określonej wzorem:

$$P_a = \frac{I_m U_m}{2}.$$

Stosunek otrzymanej w obwodzie rezonansowym mocy P_a , do mocy doprowadzonej do obwodu anodowego lampy P_o , wyznacza sprawność elektryczną obwodu anodowego:

$$\eta_e = \frac{P_a}{P_o} = \frac{I_{m_a} U_{m_a}}{2I_{a_0} E_a}$$

Jest zrozumiałe, że jakiegokolwiek przekształcenie energii jednego rodzaju w drugi jest związane z określonymi stratami.

Na przykład w danym układzie mamy do czynienia z przekształcaniem energii anodowego źródła zasilającego w energię drgań wielkiej częstotliwości. W procesie tym powstaną straty spowodowane grzaniem się anody lampy, wobec czego sprawność stopnia będzie mniejsza od 100%. Wielkość sprawności zależy od mocy traconej na grzanie anody P_{strat} , którą można określić jako różnicę między mocą doprowadzoną do anodowego obwodu lampy P_o i użyteczną mocą drgań otrzymywaną w obwodzie rezonansowym P_a :

$$P_{strat} = P_o - P_a$$

Stosunek mocy drgań P_a , otrzymanej w obwodzie anodowym stopnia wzmacniającego, do mocy drgań P_s , doprowadzonej z poprzedniego stopnia do obwodu siatkowego lampy, nazywa się współczynnikiem wzmacnienia mocy stopnia:

$$k_p = \frac{P_a}{P_s}$$

W zależności od typu lampy zastosowanej w stopniu wzmacniającym i od warunków pracy stopnia współczynnik ten dla lamp obecnie stosowanych wynosi średnio od 10 do 70.

§ 5. PODSTAWOWE WIADOMOŚCI O DRGANIACH PIERWSZEGO I DRUGIEGO RODZAJU

Przy rozpatrywaniu działania stopnia wzmacniającego (patrz rys. 96) przyjęliśmy, że prąd anodowy w lampie zmienia się pod wpływem zmiennego napięcia na siatce w obrębie prostoliniowego odcinka charakterystyki.

W takich warunkach pracy mamy do czynienia z drganiami pierwszego rodzaju, czyli z drganiami bez odcinania prądu anodowego (klasa A — przyp. tłum.).

Zaletą pracy z tego rodzaju drganiami jest to, że zmiany prądu anodowego są ściśle związane ze zmianami napięcia zmiennego na siatce. Dlatego też przy drganiach pierwszego rodzaju nie ma tak zwanych zniekształceń nieliniowych.

Niestety jednak, drgania pierwszego rodzaju mają przy tym istotną wadę polegającą na małej sprawności. A zatem bardzo znaczna część mocy dostarczonej do obwodu anodowego jest tracona na grzanie anody, a jedynie mała część wydziela się w obwodzie rezonansowym jako moc użyteczna.

O ile wada taka jest nieistotna w pierwszym stopniu nadajnika (w generatorze samowzbudnym), którego moc nie przekracza zwykle kilku watów, o tyle w stopniach wzmacniających, których moc jest znacznie większa, sprawność jest wielkością bardzo istotną.

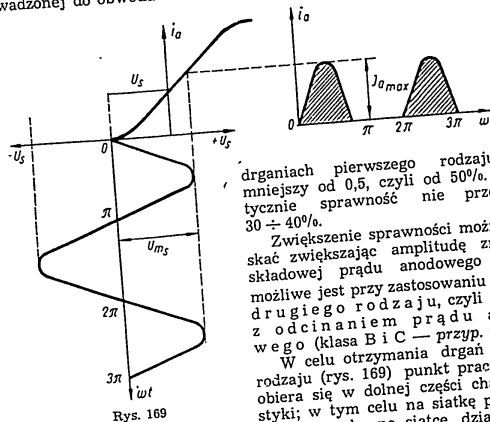
Przyczyną małej sprawności przy drganiach pierwszego rodzaju zrozumieniemy łatwo, gdy przyjrzymy się znanemu już wyrażeniu na sprawność:

$$\eta_e = \frac{P_a}{P_o} = \frac{I_{m_a} U_{m_a}}{2I_{a_0} E_a}$$

Z wzoru tego wynika, że przy danych wartościach stałej składowej prądu anodowego I_{a_0} i napięcia anodowego E_a , sprawność będzie tym większa, im większa będzie amplituda zmiennej składowej prądu anodowego I_{m_a} i im większe będzie napięcie na obwodzie rezonansowym U_{m_a} .

Na podstawie rysunku 96 można jednak stwierdzić, że drgania pierwszego rodzaju mogą istnieć tylko wtedy, gdy będzie spełniony warunek $I_{m_a} < I_{a_0}$, ponieważ w tym wypadku zmiany prądu anodowego nie wykraczają poza obręb prostoliniowej części charakterystyki. Tak samo napięcie na obwodzie U_{m_a} nie może być większe niż napięcie źródła zasilającego E_a .

A więc stosunek mocy drgań wielkiej częstotliwości P_a do mocy doprowadzonej do obwodu anodowego generatora P_o , czyli sprawność, przy



Rys. 169

drganiami pierwszego rodzaju jest mniejszy od 0,5, czyli od 50%. Praktycznie sprawność nie przekracza 30 ÷ 40%.

Zwiększenie sprawności można uzyskać zwiększając amplitudę zmiennej składowej prądu anodowego I_{m_a} , co możliwe jest przy zastosowaniu drgań drugiego rodzaju, czyli drgań z odcinaniem prądu anodowego (klasa B i C — przyp. tłum.).

W celu otrzymania drgań drugiego rodzaju (rys. 169) punkt pracy lampy obiera się w dolnej części charakterystyki; w tym celu na siatkę podaje się odpowiednie przedpięcie E_s . Dzięki temu, gdy na siatkę działa napięcie zmienne, zmiany prądu anodowego w lampie wykraczają poza

jące anodę i siatkę mają określoną indukcyjność, którą oznaczmy przez L_a i L_s , możemy lampę zastąpić równoważnym jej obwodem rezonansowym, pokazanym na rysunku 171b lub bardziej przejrzysto na rysunku 171c. Długość fali takiego obwodu rezonansowego określa znany wzór:

$$\lambda_0 = 1,88 \sqrt{L_0 C_0},$$

gdzie

λ_0 — długość fali, w metrach;
 L_0 — całkowita indukcyjność przewodów wyprowadzających anody i siatki lampy, łącznie z indukcyjnością samych elektrod, w μH ;
 C_0 — całkowita międzyelektrodowa pojemność lampy, w pF.

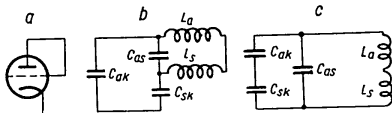
Z rysunku 171 wynika, że:

$$L_0 = L_a + L_s,$$

a

$$C_0 = C_{as} + \frac{C_{ak} C_{sk}}{C_{ak} + C_{sk}}.$$

Na falach dłuższych od dziesięciu metrów nie uwzględnia się wpływu czasu przelotu elektronów od katody do anody, gdyż okres drgań jest wiele razy większy od tego czasu. W związku z tym zakładaliśmy poprzednio, że elektrony docierają do anody natychmiast, a więc że prąd anodowy zmienia się w fazie z napięciem na siatce.



Rys. 171

W zakresie fal ultrakrótkich, a szczególnie w zakresie fal decymetrowych i centymetrowych okres drgań jest współmierny z czasem przelotu elektronów od katody do anody. Powoduje to powstanie przesunięcia fazy między prądem a napięciem, nawet przy obwodzie anodowym dostrojonym do rezonansu. Moc dawana przez generator ulega wskutek tego zmniejszeniu, a niekiedy generacja drgań jest w ogóle uniemożliwiona z powodu naruszenia warunków samowzbudzenia generatora.

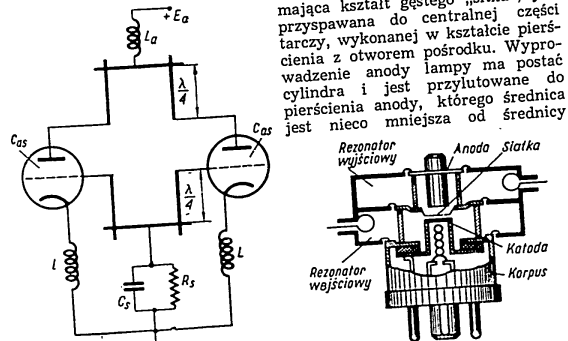
Wreszcie w zakresie fal ultrakrótkich powstają trudności w zastosowaniu zwykłych obwodów ze stałymi skupionymi. Konieczność wytwarzania drgań na falach coraz krótszych wymaga stosowania bardzo małej indukcyjności obwodu, a ponieważ ze zmniejszaniem się indukcyjności obwodu zmniejsza się, jak wiadomo, jego dobroć, więc maleje również moc wydzielona w obwodzie.

Z tych powodów układy i konstrukcje generatorów fal ultrakrótkich różnią się od generatorów fal dłuższych. Na przykład w zakresie fal metrowych szeroko stosuje się generatory, w których obwody rezonansowe wykonuje się w postaci krótkozwartych ćwierćfalowych odcinków linii (otwartych lub koncentrycznych). Stosuje się tu lampy specjalnego typu, w których odległość między elektrodami jest mała, a pojemności międzyelektrodowe i indukcyjności wyprowadzeń elektrod — nieznaczne.

Przykładowo na rysunku 172 jest pokazany układ tak zwanego generatora przeciwsobnego z ćwierćfalowymi odcinkami linii w obwodzie anody i siatki. Krótkozwarty ćwierćfalowy odcinek linii jest dzięki swym własnościom równoważny równoległemu obwodowi rezonansowemu o dużej oporności równoważnej R_r , to jest o dużej dobroci Q .

Długość fali takiego generatora z łatwością można regulować zmieniając ruchomą zworę linii. W celu odizolowania dla wielkiej częstotliwości siatkowego odcinka linii od katody w katodzie każdej lampy włączona jest indukcyjność L . Pożądane przedpięcie zapewnia opór upływowy z kondensatorem („grydlik”) $R_g C_g$. Anody lamp zasila się przez anodowy odcinek linii. Samowzbudzenie generatora następuje dzięki istnieniu sprzężenia zwrotnego spowodowanego przez pojemność anod-siatka lamp C_{as} . Aby zagrozić drogę prądom wielkiej częstotliwości do anodowego źródła zasilającego, w układzie znajduje się diawik L_d .

Na falach krótszych, w szczególności na falach decymetrowych, stosuje się generatory, w których lampa i obwód rezonansowy stanowią konstrukcyjnie jedną całość. Przykładem takiej budowy jest tak zwana trioda strukturalna (rys. 173), nosząca często również ze względu na kształt nazwę triody latarniowej. Lampa taka ma płaski układ elektrod, przy czym wzajemne odległości między elektrodami są bardzo małe. Siatka lampy, mająca kształt gęstego „sotka”, jest przyspawana do centralnej części tarczy, wykonanej w kształcie pierścienia z otworem pośrodku. Wyprowadzenie anody lampy ma postać cylindra i jest przylutowane do pierścienia anody, którego średnica jest nieco mniejsza od średnicy



Rys. 172

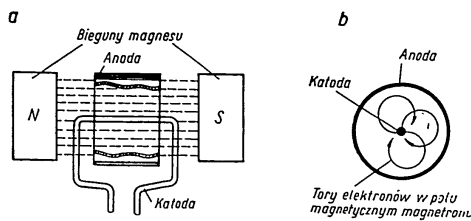
Rys. 173

pierścienia siatki. Dolną część lampy stanowi metalowy cylindryczny korpus ze szklanym dnem, przez które przechodzą do zwykłego cokołu oktalowego wyprowadzenia katody, grzejnika i korpusu. Siatka i pierścien anody wtapia się szklane rurki stanowiące bankę lampy. Pierścien

anody i siatki wychodzą poza ścianki bańki, przy czym ich pierścieniowe występy tworzą wyprowadzenia anody i siatki.

Za pomocą tych pierścieniowych wyprowadzeń, mających małą indukcyjność i małą oporność, łączy się konstrukcyjnie lampę z dwoma rezonatorami wewnętrznymi: wejściowym — inaczej siatkowym i wyjściowym — inaczej anodowym. Doprowadzanie i odprowadzanie energii z rezonatorów odbywa się za pomocą pętli sprzęgających, utworzonych przez kabel koncentryczny.

Generator magnetronowy. Najprostszą postacią magnetronu jest lampa dwuelektrodowa z cylindryczną anodą i umieszczonym wzdłuż osi anody włóknem żarzenia — katodą (rys. 174a). Elektrody lampy znajdują się pod działaniem pola magnetycznego o liniach sił równoległych do osi anody i katody. Pole to wytwarzają dwa bieguny stałego magnesu, między którymi umieszczone są elektrody magnetronu. Wylatujące z katody elektrony znajdują się pod działaniem pola elektrycznego anody oraz pola magnetycznego stałego magnesu. Pod działaniem pola elektrycznego elektrony kierują się po liniach promieniowych do anody, pole magnetyczne



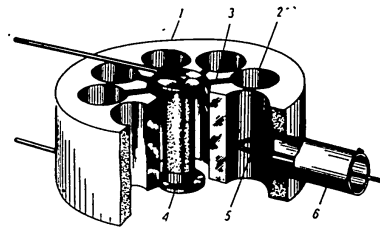
Rys. 174

zaś odchyła je w kierunku prostopadłym do kierunku promieniowego. W wyniku tego elektrony biegną nie po linii prostej, lecz tory ich zakrzywiają się i przy określonym stosunku między natężeniami pola elektrycznego i pola magnetycznego tworzą pętle, to znaczy elektrony najpierw biegną w kierunku anody, a następnie z powrotem do katody (rys. 174b). Przybliżając się do anody elektrony odpychają ujemne ładunki jej atomów w głąb anody, zaś po oddaleniu się elektronów z powrotem do katody ujemne ładunki atomów anody znowu powracają.

A więc w obwodzie anodowym magnetronu powstaje ruch ładunków w różnych kierunkach, to jest pojawia się prąd zmienny. Jeżeli w obwodzie anodowym magnetronu włączymy obwód rezonansowy, powstaną w nim drgania nie tłumione o częstotliwości określonej przez parametry obwodu rezonansowego.

Nowoczesny magnetron, którego konstrukcję opracowali radzieccy inżynierowie Aleksiejew i Malarow, jest to masywny, miedziany cylin-

der 1 (rys. 175), w którym wytoczono cylindryczne wnęki 2, połączone z otworem środkowym cylindra za pomocą wąskich podłużnych szczelin 3. Każda wnęka stanowi obwód rezonansowy — rezonator, jest ona bowiem równoważna jednemu płaskiemu zwojowi cewki indukcyjnej połączonej z kondensatorem, którego okładzinami są krawędzie podłużnej szczeliny 3. Długość fali własnej (częstotliwości) rezonatora zależy od wymiarów wnęki i jest tym mniejsza, im mniejsza jest średnica wnęki. W otworze



Rys. 175

środkowym cylindra umieszczona jest katoda 4. Anodą magnetronu jest sam miedziany cylinder. Energię odprowadza się z magnetronu za pomocą pętli sprzęgającej 5, utworzonej przez wewnętrzny przewód kabla koncentrycznego 6.

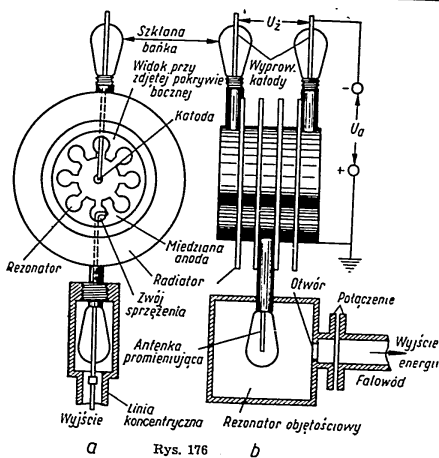
Zaletą generatorów magnetronowych jest możliwość otrzymywania dużych mocy na falach centymetrowych. Wada magnetronu polega na tym, że może on generować tylko jedną częstotliwość, określoną przez wymiary rezonatorów.

Rysunek 176 przedstawia widok zewnętrzny zmontowanego magnetronu.

Na rysunku 176a pokazano generator magnetronowy pracujący na fali 10 cm. Wyprowadzenie energii i dalsze jej prowadzenie odbywa się w tym wypadku za pomocą linii koncentrycznej. Wyprowadzenia katody magnetronu i pętli lub zwoju sprzęgającego przechodzą przez szklane bańki.

Na rysunku 176b pokazano sposób odprowadzania energii z magnetronu pracującego na fali 3 cm. Tu bańkę szklaną, w której znajduje się wewnętrzny przewód kabla koncentrycznego, biegnący od pętli sprzęgającej, wprowadza się do rezonatora wewnętrznego i wzbudza się w nim drgania, które przez otwór-szczelinę w rezonatorze przesyła się do falowodu.

Plus napięcia anodowego podaje się na anodę, to jest na korpus magnetronu, który zwykle się uziemia. A zatem w generatorze magnetronowym izoluje się od ziemi minus napięcia anodowego, doprowadzany do katody. W celu lepszego chłodzenia anodę wyposaża się z zewnątrz w tarcowe radiatory. Do czołowych części anody przyspawana się miedziane pokrywy.



Rys. 176

Generator klistronowy. Działanie generatora klistronowego oparte jest na podanej przez D. A. Rożańskiego zasadzie tak zwanej modulacji prędkości elektronów.

Konstrukcję klistronu* pokazuje schematycznie rysunek 177a. Przepuścimy, że wiązka elektronów wysyłanych przez katodę K porusza się wskutek przyspieszającego działania anody A_1 w kierunku A_2 przez umieszczone jedna za drugą siatki s_1 i s_2 . Jeżeli między tymi siatkami nie ma różnicy potencjałów, to strumień elektronów będzie ciągły. Jeżeli jednak na siatki s_1 i s_2 podamy zmienne napięcie, to strumień elektronowy znacznie rozdzieli się na osobne grupy — zagęszczenia elektronów (rys. 177b). W pierwszym półokresie, gdy siatka s_2 ma potencjał dodatni w stosunku do siatki s_1 , elektrony przyspieszają swój ruch; podczas drugiego półokresu siatka s_2 ma potencjał ujemny w stosunku do siatki s_1 i elektrony zwalniają swój ruch. W wyniku tego po przejściu obu siatek i poruszając się do anody A_2 elektrony, które mają małą prędkość, zostaną dopędzone przez elektrony o większej prędkości. A zatem w pewnym punkcie odcinka między siatką s_2 i anodą A_2 gęstość strumienia elektronów będzie największa.

Dalej elektrony znowu się rozpraszają, gdyż elektrony szybsze przysięgają elektrony poruszające się powoli; następnie z kolei znowu następuje zagęszczenie elektronów.

* Nazwa „klistron” pochodzi z greckiego od słowa „klistonion” — przybój, łamanie się fal morskich o brzeg.

W ten sposób zmienna różnica potencjałów wytwarzana między siatkami s_1 i s_2 przekształca ciągły strumień elektronów o nieznacznej gęstości w oddzielne grupy elektronów o dużej gęstości. Jeżeli w przestrzeni z największą gęstością elektronów umieścimy rezonator, który po obu stronach będzie miał w części środkowej otwory (rys. 178), to grupy elektronów przelatując przez te otwory wzbudzają w rezonatorze zmienne ładunki elektryczne. Jeżeli częstotliwość własna rezonatora będzie równa częstotliwości kolejnego następowania poszczególnych grup elektronów, to w rezonatorze powstaną drgania nie tłumione.

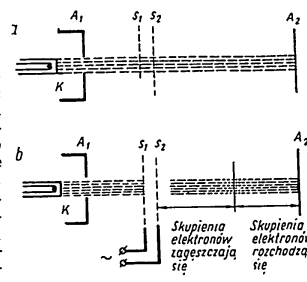
Porównując generator klistronowy z generatorem lampowym widzimy, że siatki s_1 i s_2 grają rolę siatek sterujących, a rezonator, zwany rezonatorem czerpiącym, stanowi obwód rezonansowy.

Generator klistronowy, podobnie jak lampowy, może pracować jako wzmacniacz lub jako generator samowzbudny. W pierwszym wypadku na siatki s_1 i s_2 należy podać zmienne napięcie z generatora wzbudzającego. W warunkach pracy generatora samowzbudnego napięcie na siatki podaje się z rezonatora czerpiącego. W tym celu siatki s_1 i s_2 zastępują się także rezonatorem z otworami w ściankach, zwanym rezonatorem grupującym. Między rezonatorem czerpiącym a rezonatorem grupującym ustala się sprzężenie zwrotne za pomocą kabla koncentrycznego, którego przewód wewnętrzny stanowi pętlę sprzęgającą. Konstrukcję takiego generatora klistronowego, z elektrodami umieszczonymi w bańce próżniowej, pokazuje schematycznie rysunek 179.

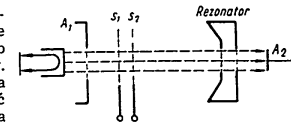
Obecnie dla generacji drgań bardzo wielkiej częstotliwości o małej mocy; najczęściej jako heterodyny (lokalne oscylatory — przyp. tłum.) w odbiornikach superheterodynowych, stosuje się tak zwane klistrony refleksowe, wprowadzone przez W. F. Kowalenkę.

Klistron refleksowy ma jeden rezonator i jest prostszy, zarówno pod względem konstrukcji, jak i strojenia oraz regulacji, od klistronu dwuobwodowego. Konstrukcję klistronu refleksowego pokazuje rysunek 180.

Elektrony wysyłane przez katodę zostają zogniskowane w wiązkę elektronową za pomocą elektrody s i pod działaniem elektrody przyspieszającej A_1 kierują się do rezonatora. Pomiędzy ściankami rezonatora istnieje napięcie zmienne, wytworzone przez drgania wzbudzone w rezonatorze



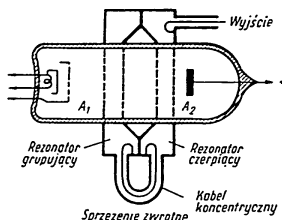
Rys. 177



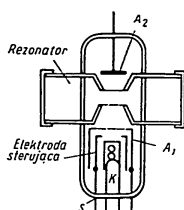
Rys. 178

podczas włączania klustronu. Napięcie to będzie przyspieszało lub opóźniało ruch elektronów, tak że będą one opuszczały rezonator z różnymi prędkościami.

Za rezonatorem umieszczona jest elektroda odbijająca A_2 (reflektor), na którą daje się duży potencjał ujemny w stosunku do katody K. Działa-



Rys. 179



Rys. 180

nie ujemnego pola elektrycznego tej elektrody odbija jak gdyby elektrony i zwraca je do rezonatora. Ponieważ elektrony mają różne prędkości, więc będą się grupowały podczas swego ruchu do reflektora i z powrotem.

W momentach gdy napięcie rezonatora jest hamujące, elektrony powracają do rezonatora w zagęszczonych grupach; oddają one wówczas do rezonatora część swojej energii kinetycznej i podtrzymują w nim drgania nie tłumione.

Wadą generatorów klustronowych jest mały współczynnik sprawności, dlatego też stosuje się je jedynie jako generatory bardzo wielkiej częstotliwości o małej mocy.

§ 7. STEROWANIE DRGANIAMI WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Jak już zaznaczyliśmy wyżej, aby móc przesyłać sygnały radiotelegraficzne, radiotelegraficzne i inne sygnały specjalne, trzeba w jakiś sposób sterować drganiami wielkiej częstotliwości w nadajniku.

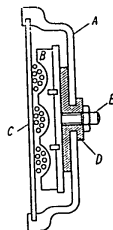
Przy nadawaniu sygnałów telefonicznych drgania dźwiękowe głosu lub instrumentu muzycznego przekształca się za pomocą mikrofonu w drgania elektryczne mające postać napięcia zmiennego małej (akustycznej) częstotliwości.

Napięcie z mikrofonu podaje się na specjalny wzmacniacz zwany modulatorem, który wzmacnia napięcie mikrofonu do pożądanej wielkości. Z modulatora wzmocnione napięcie podaje się na jeden ze stopni wzmacniających nadajnika, dzięki czemu w takt ze zmianami napięcia akustycznego (dźwiękowego) modulatora zmienia się amplituda lub częstotliwość drgań wielkiej częstotliwości nadajnika. Proces taki nazywa się modulacją, a otrzymane w wyniku tego procesu drgania wie-

kiej częstotliwości — drganiami modulowanymi w amplitudzie lub w częstotliwości.

Mikrofon.* Do nadawania sygnałów radiotelegraficznych stosuje się różne rodzaje mikrofonów. Rozpatrzmy konstrukcję i zasadę działania najbardziej rozpowszechnionego na radiostacjach okrętowych mikrofonu węglowego typu dyspozytorskiego.

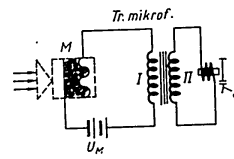
Działanie mikrofonu węglowego oparte jest na zasadzie zjawiska zmian oporności między ziarenkami proszku węglowego pod wpływem fali głosowej, zmieniającej ciśnienie na ziarenka. Zasadniczą częścią roboczą mikrofonu jest główka, pokazana w przekroju na rysunku 181. Główka składa się z metalowej obudowy A, płytki węglowej B z wgłębieniami, w których znajduje się proszek węglowy, oraz z membrany C. Śruba E, odizolowana od obudowy za pomocą podkładki ebonitowej D, stanowi jedno wyprowadzenie elektryczne główki mikrofonowej na zewnątrz w celu przyłączenia jej do odpowiedniego obwodu. Drugim wyprowadzeniem główki mikrofonowej jest metalowa obudowa główki A, będąca w kontakcie elektrycznym z membraną mikrofonu. Główkę umieszcza się w specjalnej osłonie z tubą



Rys. 181



Rys. 182



Rys. 183

o drewnianą rączką. Widok ogólny mikrofonu pokazany jest na rysunku 182. Rysunek 183 przedstawia elektryczny układ pracy mikrofonu. Układ ten zawiera, oprócz mikrofonu M, mikrofonową baterię zasilającą U_M oraz transformator *Tr. mikrofon.* z rdzeniem żelaznym, zwany transformatorem mikrofonowym.

Gdy mikrofon nie pracuje, to w uzwojeniu pierwotnym transformatora mikrofonowego przepływa prąd stały I_{0M} (rys. 184) o wielkości zależnej od napięcia baterii mikrofonowej, praktycznie wynoszącego $U_M = 4 - 6 \text{ V}$ i od oporności proszku węglowego R_M :

$$I_{0M} = \frac{U_M}{R_M}$$

Pod wpływem fal głosowych membrana mikrofonowa zaczyna drgać: wywiera ciśnienie na ziarenka węglowe, rozpraszając je lub zagęszczając

* Podrozdział niniejszy został poprawiony i uzupełniony opisem mikrofonów dynamicznych, pojemnościowych i krystalicznych przez Stanisława Paczyńskiego (przyp. red. wyd. polskiego).

jąc, co powoduje zmiany oporności proszku węglowego. Zmiana oporności proszku węglowego powoduje zmianę natężenia prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora mikrofonowego. Prąd w uzwojeniu pierwotnym będzie się więc zmieniał w takt drgań membrany.

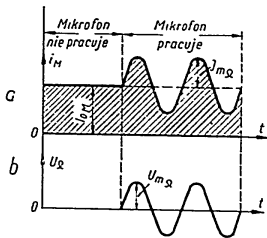
Gdy na mikrofon działają sinusoidalne drgania dźwiękowe o stałej częstotliwości F , w uzwojeniu pierwotnym będzie płynął prąd pulsujący o wartości chwilowej

$$i_D = I_{0M} + I_{mD} \sin \Omega t,$$

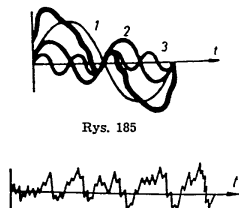
gdzie

I_{mD} — amplituda zmiennej składowej prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora mikrofonowego.

Ten pulsujący prąd (rys. 184a) wytwarza w rdzeniu transformatora pole magnetyczne i w ten sposób indukuje w uzwojeniu wtórnym zmienną SEM o częstotliwości akustycznej (rys. 184b).



Rys. 184



Rys. 185

Gdy na mikrofon działają głosem, wówczas drgania będą miały formę złożoną, gdyż dźwięk głosu ludzkiego jest drganiem złożonym, zawierającym różne częstotliwości o różnych amplitudach. Na rysunku 185 przykładowo pokazano drgania złożone będące sumą trzech częstotliwości — podstawowej, czyli tak zwanej pierwszej harmonicznej 1, częstotliwości dwa razy większej od częstotliwości podstawowej, czyli tak zwanej drugiej harmonicznej 2, oraz trzeciej harmonicznej 3. Po dodaniu drgań tych trzech harmonicznych otrzymamy krzywą o postaci złożonej, oznaczoną na rysunku grubą linią.

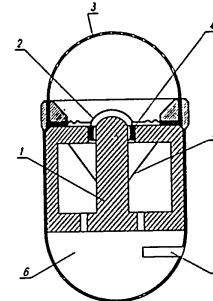
Rysunek 186 przedstawia krzywą drgania bardziej złożonego, odpowiadającego wymówieniu przed mikrofonem litery „P”.

Drgania dźwiękowe wywoływane przez głos lub instrument muzyczny mają różną częstotliwość, zawierającą się w granicach od dziesiątek do dziesiąt tysięcy i więcej herców. Ponadto drgania dźwiękowe głosu lub instrumentu muzycznego wyróżniają się złożonością swej formy, to jest składają się z drgania podstawowego i z wyższych harmonicznych.

Aczkolwiek mikrofon węglowy jest prosty w budowie i dosyć czuły, ma on pewne wady: duże zniekształcenia i niestabilność pracy. Z tych

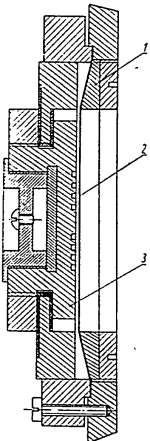
względów zwłaszcza w nowszych stacjach stosuje się mikrofony innych typów. Najbardziej rozpowszechniony, poza mikrofonem węglowym, jest mikrofon dynamiczny. Konstrukcja mikrofonu dynamicznego jest zupełnie podobna do konstrukcji głośnika dynamicznego. Szczegóły jej pokazuje rysunek 187.

Pod wpływem fali dźwiękowej drga membrana 2, wykonana ze stopu aluminium, papieru lub masy plastycznej i osłonięta od zewnątrz siatką ochronną 3. Membrana ma w środku kulistą wypukłość, która przyczynia się do wyrównania charakterystyki kierunkowej i nadaje układowi pożądaną sztywność. Na obrzeżu membrana ma pierścieniowe fałdy umożliwiające poprzeczny ruch membrany. Podatność fałd na krawędzi membrany równowagi dla niskich częstotliwości wpływ jej masy i powoduje wyrównanie charakterystyki. Membrana przymocowana jest za pomocą pierścieni do stałego magnesu w kształcie garnka z centralnym rdzeniem 1, wypełniającym jego otwór. W szczelinie pomiędzy rdzeniem a krawędziami otworu w magnesie przesuwa się drgająca wraz z membraną ceweczka 4. Ceweczka ta jest wykonana z kilku zwojów cienkiego aluminium na lekkim karkasie z sztywnego i cienkiego papieru. Magnes wykonany jest ze stopu „alnico” lub innego stopu o wysokiej sile koercji i dużej indukcji szczytkowej. Wewnątrz magnesu jest umieszczony materiał dźwiękochłonny 5. Przestrzeń zamknięta magnesem łączy się z dodatkowym rezonatorem 6, który za pomocą otworu 7 komunikuje się z powietrzem zewnętrznym. W ten sposób powstaje złożony układ mechaniczny, dający wyrównanie czułości mikrofonu w szerokim zakresie przenoszonych tonów. Czułość mikrofonu dynamicznego jest rzędu $0,05 \pm 0,3$ mV/hbar. Aby powiększyć napięcie wyjściowe mikrofonu i dopasować jego oporności do linii, stosuje się transformator, który często umieszcza się w obudowie samego mikrofonu. W dobrze skonstruowanym mikrofonie zniekształcenia nieliniowe i szumy własne są nieznaczne. W latach dwudziestych i trzydziestych najszerzej stosowany był mikrofon typu kondensatorowego, inaczej zwany pojemnościowym. Obecnie, chociaż już częściowo wyparty przez mikrofon dynamiczny, pozostaje on nadal cennym wyposażeniem wielu stacji radiowych. Zaletą jego jest prosta budowa, dobra wierność odtwarzania i mała wrażliwość na wstrząsy i wiatr. Mikrofon ten składa się z cienkiej aluminiowej membrany, umieszczonej w niewielkiej odległości od drugiej elektrody w postaci sztywnej płytki metalowej. W ten sposób tworzy się kondensator, zmieniający swą pojemność w takt drgań membrany. Między membraną a płytką musi być przyłożone napięcie stałe, z którym dodaje się lub odejmuje napięcie zmienne, powstające na kondensatorze.



Rys. 187

Pojedynczy mikrofon pojemnościowy jest mikrofonem ciśnieniowym o napięciu wyjściowym proporcjonalnym do wychyleń membrany. Napięcie jest więc, przy stałej amplitudzie wychyleń, niezależne od częstotliwości. Aby otrzymać wyrównaną charakterystykę częstotliwości, wychylenia membrany powinny być niezależne od częstotliwości działającego na nią ciśnienia akustycznego, co uzyskujemy przez użycie lekkiej i sprężystej membrany. Membrana wykonana jest z cienkiej folii stopu aluminiowego. Grubość jej wynosi około 20 μ, a jej odległość od elektrody nieruchomej 20 ÷ 50 μ.



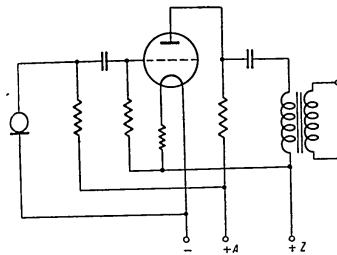
Rys: 188

Na rysunku 188 pokazano przykład konstrukcji takiego mikrofonu. Membrana 2 jest chroniona od uszkodzeń mechanicznych metalową siatką. Naciąg membrany ustala specjalny pierścień zaciskowy 1, ustawiany podczas fabrykacji. Sztuczna elektroda 3 nie może być płaska, gdyż warstwa powietrza między elektrodami dawałaby sprężystość zmieniającą się w czasie okresu drgań. Poza tym sprężystość w środku membrany byłaby większa niż na krawędziach. Aby tego uniknąć, na powierzchni sztywnej elektrody wytacza się koncentryczne rowki szerokości około 0,5 mm i głębokości 1 mm. Ilość powietrza zawarta między membraną a sztywną elektrodą będzie w tym wypadku dostateczna, aby elastyczność układu pozostała prawie bez zmian. Dla wyrównania wahań ciśnienia wykonuje się kilka otworków na wylot, prowadzących do puszki umocowanej z tyłu elektrody, a działającej jako dodatkowy rezonator wyrównujący charakterystykę częstotliwościową.

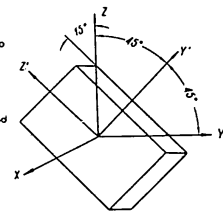
Zniekształcenia nieliniowe są w mikrofonie kondensatorowym minimalne. Czulość jego wynosi 0,5 ÷ 10 mV/μ bar przy równomiernym oddawaniu tonów o częstotliwości od 100 do 8000 Hz. Mikrofon kondensatorowy może pracować w układzie niskiej częstotliwości. Wówczas zmiany jego pojemności powodują wahania napięcia na oporze siatkowym, wzmocnione następują w dalszych stopniach. Układ taki przedstawiono na rysunku 189.

Jeżeli mikrofon pojemnościowy ma mieć ośmkową charakterystykę kierunkową, membranę umieszcza się pomiędzy dwiema dziurkowanymi elektrodami sztywnymi. Takiego mikrofonu używa się w wypadku, gdy potrzebny jest odbiór dźwięków z dwóch stron, przy wyeliminowaniu dźwięków przychodzących z boku.

Innym, dość szeroko stosowanym typem mikrofonu jest mikrofon krystaliczny, w którym wykorzystuje się zjawisko piezoelektryczne. Na powierzchni kryształu o właściwościach piezoelektrycznych powstają ładunki elektryczne wywołane ciśnieniem akustycznym. Na oporności włączonej równolegle do mikrofonu uzyskujemy zmienne napięcie sterujące siatką wzmacniacza. Jako elementu piezoelektrycznego używa



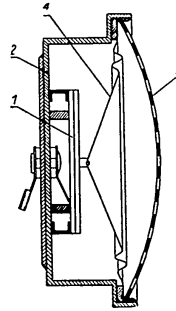
Rys. 189



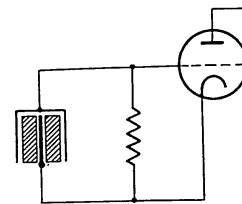
Rys. 190

się zazwyczaj kryształów soli Seignette'a, czyli Rochella, o składzie chemicznym NaKC₄H₄O₆ · 4 H₂O.

Własność piezoelektryczna płytki zależy od sposobu jej wycięcia z surowego kryształu. Rysunek 190 przedstawia orientację płytki względem osi kryształu: osie x, y, z odpowiadają osiom symetrii kryształu; oś x jest osią elektryczną kryształu, oś z jest równoległa do boków graniastosłupa tworzonego przez kryształ. W mikrofonach piezoelektrycznych stosuje się zazwyczaj dwie płytki kryształu, przedzielone elektrodą. Zewnętrzne elektrody natomiast połączone są równolegle. Elektrody wykonane są z cienkiej folii aluminiowej.



Rys. 191



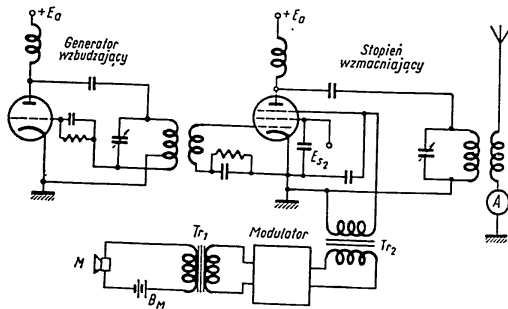
Rys. 192

Konstrukcję mikrofonu piezoelektrycznego pokazuje rysunek 191. Przyjęte na nim oznaczenia są następujące: 1 — element piezoelektryczny, 2 — obudowa mikrofonu, 3 — siatka ochronna, 4 — membrana.

Mikrofony piezoelektryczne odznaczają się wrażliwością na wilgoć i zmiany temperatury oraz małą czułością, wahającą się w granicach

0,2-1,5 mV/μ bar. Mimo tych niedogodności, stosuje się je wszędzie tam, gdzie zależy na szczególnie wiernym odtwarzaniu, zwłaszcza na wysokich częstotliwościach. Układ elektryczny mikrofonu piezoelektrycznego przedstawiono na rysunku 192.

Modulacja amplitudy polega na podaniu napięcia o częstotliwości akustycznej na jedną z siatek lub na anodę lampy stopnia wzmacniającego (w nadajnikach niewielkiej mocy — stopnia wyjściowego). W pierwszym wypadku modulacja nazywa się siatkową, w drugim — anodową. Rysunek 193 pokazuje zasadniczy schemat dwustopniowego nadajnika z bardzo rozpowszechnioną obecnie modulacją na siatce zerowej.



Rys. 193

Układ taki zawiera generator wzbudający, stopień wzmacniający sprzężony z anteną, modulator i urządzenie mikrofonowe. Drgania wielkiej częstotliwości wytwarzane przez generator wzbudający doprowadza się na siatkę lampy drugiego stopnia i po odpowiednim wzmocnieniu przekazuje się na antenę. Jednocześnie na siatkę zerową lampy stopnia wzmacniającego, pracującego tylko z drganiami drugiego rodzaju, podaje się przez transformator Tr_2 napięcie o częstotliwości akustycznej, otrzymane z transformatora Tr_1 i wzmocnione przez modulator. W wyniku tego amplituda impulsów prądu anodowego w stopniu wzmacniającym będzie zmieniała się z częstotliwością akustyczną, a w związku z tym będzie, jak wiadomo, zmieniała się także amplituda pierwszej harmonicznej prądu anodowego.

A zatem w obwodzie stopnia wzmacniającego i w antenie powstana drgania wielkiej częstotliwości zmodulowane w amplitudzie.

Proces modulacji na siatce zerowej jest zilustrowany wykresami, przedstawionymi na rysunku 194. Na wykresie 1 są pokazane drgania wielkiej częstotliwości generatora wzbudającego, podawane na siatkę lampy drugiego stopnia. Wykres 2 przedstawia napięcie o częstotliwości akustycznej, podawane na siatkę zerową lampy modulatora. Wykres 3

ilustruje impulsy prądu anodowego lampy drugiego stopnia. Wykres 4 pokazuje przebieg prądu wielkiej częstotliwości w antenie nadajnika.

Rozpatrzony wykres jest podzielony na dwie części: pierwsza część przedstawia przebiegi w nadajniku przy braku modulacji, druga część — przy istnieniu modulacji. Dopóki nie ma modulacji, to jest dopóki do nadajnika nie dochodzi napięcie akustyczne, amplituda impulsów prądu anodowego lampy stopnia wzmacniającego nie zmienia się i drgania prądu wielkiej częstotliwości w antenie mają stałą amplitudę. Drgania takie zwie się drganiami nośnymi (nie modulowanymi).

Przy istnieniu modulacji amplituda impulsów prądu anodowego lampy drugiego stopnia zmienia się i w antenie powstają drgania modulowane. Stopień zmian amplitudy drgań modulowanych jest określony przez współczynnik głębokości modulacji m , równy stosunkowi przyrostu amplitudy prądu o drganach modulowanych ΔI , do amplitudy prądu bez modulacji I_0 :

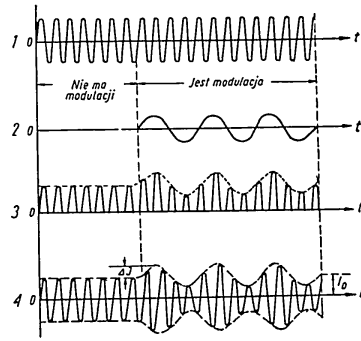
$$m = \frac{\Delta I}{I_0}$$

Współczynnik głębokości modulacji wyraża się w procentach i dlatego otrzymaną wielkość mnoży się przez 100. Z wykresu 4 (rys. 194) wynika, że graniczną wielkością współczynnika głębokości modulacji jest 1, czyli 100%. Jak pokażemy dalej, współczynnik głębokości modulacji określa moc sygnałów radiotelefonicznych, dlatego w miarę możliwości należy dążyć do zwiększenia tego współczynnika.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że przy zastosowaniu w drugim stopniu nadajnika triody lub tetrody modulację przeprowadza się na siatce sterującej lampy.

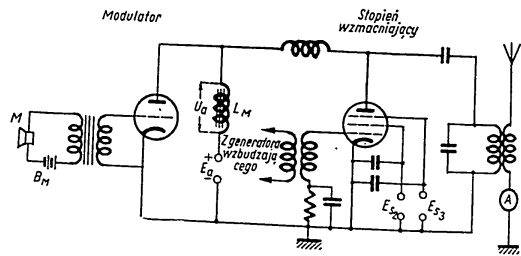
Modulacja anodowa polega na podaniu napięcia modulowanego na anodę lampy stopnia wzmacniającego nadajnika razem z podaniem stałego napięcia anodowego. Zasadniczy schemat nadajnika z modulacją anodową widzimy na rysunku 195. Dla uproszczenia układu nie umieszczono na nim generatora wzbudającego, a pokazano jedynie stopień wzmacniający i modulator nadajnika.

Gdy na siatkę lampy modulatora podamy napięcie o częstotliwości akustycznej, otrzymane z transformatora mikrofonowego, wówczas napię-



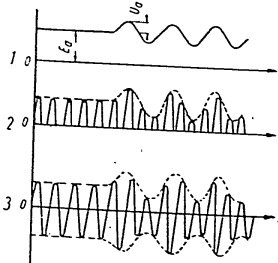
Rys. 194

cie to zostaje wzmocnione do wielkości U_a i powstaje na zaciskach dławika modulatoryjnego (cewki z rdzeniem żelaznym) L_M , który stanowi obciążenie obwodu anodowego lampy modulatora.



Rys. 195

Napięcie o częstotliwości akustycznej, połączone szeregowo z napięciem anodowym E_a , podaje się na anodzie stopnia wzmacniającego nadajnika. W wyniku tego napięcie na anodzie tej lampy nie będzie stałe, lecz będzie pulsowało z częstotliwością akustyczną. Zmieniające się napięcie anodowe wywoła zmiany amplitudy prądu anodowego lampy stopnia wzmacniającego, pracującego z drganiami drugiego rodzaju. Zatem w antenie powstaną drgania modulowane.



Rys. 196

Rysunek 196 ilustruje zjawiska zachodzące w rozpatrywanym układzie. Wykres 1 przedstawia napięcie na anodzie lampy stopnia wzmacniającego, wykres 2 — impulsy prądu anodowego tej samej lampy, wykres 3 — prąd wielkiej częstotliwości w antenie.

Gdy nie ma modulacji, na dławiku modulatoryjnym L_M nie ma napięcia U_a . Na anodzie lampy stopnia wzmacniającego działa tylko stałe napięcie anodowe E_a . Amplituda impulsów prądu anodowego jest stała i w antenie nadajnika wystąpią drgania nośne.

Przy modulacji pojawia się napięcie U_a , które powoduje zmiany napięcia na anodzie lampy stopnia wzmacniającego; zmienia się przy tym amplituda impulsów prądu anodowego i powstają drgania modulowane.

Modulacja częstotliwości. Na równi z modulacją amplitudy w nadajnikach radiowych szerokie zastosowanie znalazła modulacja częstotliwości.

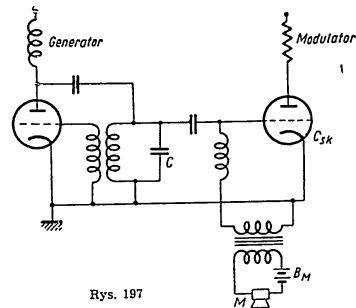
Przy modulacji częstotliwości w takt ze zmianami napięcia częstotliwości akustycznej zmienia się nie amplituda, lecz częstotliwość drgań.

Rysunek 197 przedstawia najbardziej rozpowszechniony układ nadajnika z modulacją częstotliwości, opracowany przez G. T. Szytikowa. Układ Szytikowa zawiera dwa stopnie — generator wzbudzający i modulator, zwany modulatorem częstotliwości.

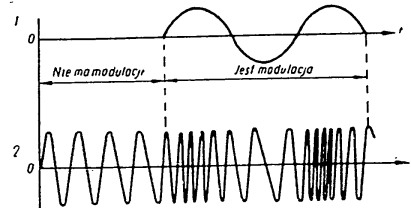
Siatka modulatora częstotliwości jest połączona równolegle z obwodem generatora wzbudzającego i zasilana jest napięciem o częstotliwości akustycznej z transformatora mikrofonowego. Działanie układu ilustrują wykresy pokazane na rysunku 198.

Dopóki mikrofon nie pracuje, na siatce lampy modulatora nie ma napięcia zmiennego (wykres 1).

W tym wypadku pojemność obwodu generatora wzbudzającego, składająca się z pojemności kondensatora C i równolegle połączonej z nim pojemności przestrzeni siatka-katoda C_{sk} lampy modulatora, jest stała. Obwód generatora drga wówczas ze stałą częstotliwością (wykres 2).



Rys. 197



Rys. 198

Gdy mikrofon pracuje, na siatkę lampy modulatora podaje się napięcie zmienne o częstotliwości akustycznej. Zmienia się przy tym pojemność przestrzeni siatka-katoda C_{sk} lampy modulatora, a więc zmienia się pojemność obwodu generatora wzbudzającego, co pociąga za sobą zmiany częstotliwości generowanych drgań.

Zjawisko to tłumaczy się tym, że podczas pracy lampy wokół katody powstaje chmura elektronowa, zwana ładunkiem prze-

strzeżnym. Istnienie ładunku przestrzennego można rozpatrywać jako zwiększenie się średnicy katody, ładunek przestrzenny bowiem jak gdyby przybliżył powierzchnię katody do siatki. A zatem zmiana wielkości ładunku przestrzennego zmienia jak gdyby odległość między katodą i siatką, to znaczy zmienia pojemność siatka-katoda lampy*.

Na przykład, gdy podamy na siatkę napięcie dodatnie (wykres 1), ilość elektronów w ładunku przestrzennym będzie się zmniejszała, w związku z czym pojemność siatka-katoda C_{sk} lampy modulatora zmaleje, a częstotliwość drgań w obwodzie generatora wzrośnie (wykres 2).

I na odwrót, gdy na siatce pojawi się napięcie ujemne, ładunek przestrzenny wzrośnie, pojemność lampy modulatora będzie większa, a częstotliwość drgań generatora zmaleje.

Widmo częstotliwości drgań modulowanych. Jak wykazały badania, nadajnik pracujący z drganiami modulowanymi promieniuje nie jedną, lecz całe widmo (wstęgę) częstotliwości.

Przy modulacji amplitudy, gdy drgania wielkiej częstotliwości f_0 nadajnika radiowego moduluje się jedną częstotliwością akustyczną F , nadajnik podczas swej pracy promieniuje trzy częstotliwości: częstotliwość f_0 o amplitudzie I_0 , zwaną częstotliwością nośną; częstotliwość $f_0 + F$ o amplitudzie $\frac{I_0 m}{2}$ zwaną górną częstotliwością boczną i częstotliwość $f_0 - F$ o amplitudzie $\frac{I_0 m}{2}$, zwaną dolną częstotliwością boczną.

Wykres takiego drgania modulowanego widzimy na rysunku 199. Z wykresu wynika, że szerokość wstęgi częstotliwości zajmowanej przez nadajnik drgań modulowanych, równa się w tym wypadku:

$$\Delta F = 2F.$$

Na przykład przy pracy nadajnika radiowego na fali $\lambda = 600$ m i częstotliwości modulującej $F = 1000$ Hz, częstotliwość nośna wynosi:

$$f_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8}{600} = 500\,000 \text{ Hz} = 500 \text{ kHz};$$

górną częstotliwość boczną:

$$f_0 + F = 500\,000 + 1000 = 501\,000 \text{ Hz} = 501 \text{ kHz};$$

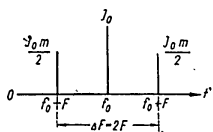
dolną częstotliwość boczną:

$$f_0 - F = 500\,000 - 1000 = 499\,000 \text{ Hz} = 499 \text{ kHz};$$

szerokość wstęgi częstotliwości zajmowanej przez nadajnik:

$$\Delta F = 2F = 2 \cdot 1000 = 2000 \text{ Hz} = 2 \text{ kHz}.$$

* Autor ma na myśli lampę z cylindrycznym układem elektrod (przyj. tłum.).



Rys. 199

Przy audycji słownej lub muzycznej częstotliwość modulująca nie jest stała, lecz zawiera się w granicach od F_{min} do F_{max} . W tym wypadku częstotliwości boczne będą zawierały się w granicach:

$$\begin{aligned} \text{dolna częstotliwość boczna od } f_0 - F_{min} \text{ do } f_0 - F_{max}, \\ \text{górną częstotliwość boczna od } f_0 + F_{min} \text{ do } f_0 + F_{max}. \end{aligned}$$

Zgodnie z rysunkiem 200 szerokość wstęgi zajmowanej przez nadajnik wyniesie:

$$\Delta F = 2F_{max}.$$

Jeżeli na przykład największa częstotliwość modulująca F_{max} wynosi 10 kHz, to szerokość wstęgi zajmowanej przez nadajnik radiotelefoniczny będzie równa $\Delta F = 2 \cdot 10 = 20$ kHz.

Dlatego przy rozmieszczaniu częstotliwości (fal) roboczych między częstotliwościami nośnymi stacji radiotelefonicznych dużej mocy ustala się odstęp wynoszący ΔF . Jeżeli warunek ten nie będzie spełniony, to radiostacje sąsiadujące z sobą na skali częstotliwości (długości fal) będą przy jednoczesnej pracy przeszkadzały sobie wzajemnie.

Okazuje się, że z tego punktu widzenia wygodniej jest pracować na falach krótszych, im krótsza jest bowiem fala, tym większa ilość nadajników radiowych może pracować jednocześnie bez wzajemnych zakłóceń.

Objasni to następujący przykład liczbowy.

Zadanie. Należy określić, jaka ilość nadajników radiotelefonicznych może pracować jednocześnie w zakresach $\lambda_{1-2} = 1000 \div 3000$ m i $\lambda_{3-4} = 10 \div 30$ m, jeżeli każdy nadajnik radiowy zajmuje wstęgę częstotliwości $\Delta F = 20$ kHz.

Rozwiązanie.

1. Znajdujemy, jakiej wstędze częstotliwości $\Delta f'$ odpowiada zakres fal zawarty w granicach $\lambda_{1-2} = 1000 \div 3000$ m:

$$f_1 = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda_1} = \frac{3 \cdot 10^8}{1000} = 300 \text{ kHz};$$

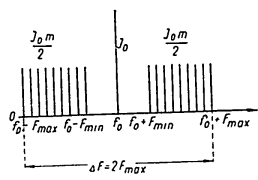
$$f_2 = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda_2} = \frac{3 \cdot 10^8}{3000} = 100 \text{ kHz};$$

czyli

$$\Delta f' = f_1 - f_2 = 300 - 100 = 200 \text{ kHz};$$

2. Określamy, ile nadajników radiotelefonicznych może jednocześnie pracować we wstędze częstotliwości $\Delta f'$:

$$n' = \frac{\Delta f'}{\Delta F} = \frac{200}{20} = 10$$



Rys. 200

3. Znajdujemy, jakiej wstępie częstotliwości $\Delta f''$ odpowiada zakres fal $\lambda_{3-4} = 10 \div 30$ m:

$$f_3 = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda_3} = \frac{3 \cdot 10^8}{10} = 30\,000 \text{ kHz};$$

$$\text{czyli } f_4 = \frac{3 \cdot 10^8}{\lambda_4} = \frac{3 \cdot 10^8}{30} = 10\,000 \text{ kHz};$$

$$\Delta f'' = 30\,000 - 10\,000 = 20\,000 \text{ kHz}.$$

4. Określamy, ile nadajników radiofonicznych może jednocześnie pracować we wstępie częstotliwości $\Delta f''$:

$$n'' = \frac{\Delta f''}{\Delta F} = \frac{20\,000}{20} = 1000.$$

Okazuje się, że w zakresie fal λ_{3-4} bez wzajemnych zakłóceń może jednocześnie pracować tylko 10 nadajników radiofonicznych, podczas gdy w zakresie λ_{3-4} przy tych samych warunkach może jednocześnie pracować 1000 nadajników radiofonicznych.

Szerokość wstęgi częstotliwości zajmowanej przez nadajnik z modulacją częstotliwości jest znacznie większa niż przy modulacji amplitudy. Określają wzór:

$$\Delta F = 2F(1 + M + \sqrt{M})^*,$$

gdzie

M — indeks modulacji, równy stosunkowi odchyłki częstotliwości (dewiacji częstotliwości) nadajnika Δf do częstotliwości modulującej F :

$$M = \frac{\Delta f}{F}.$$

Jeżeli $M < 1$, to modulacja nazywa się wąskowstęgową; przy $M > 1$ nosi ona nazwę szerokowstęgową.

Przykład. Określić wstęgę częstotliwości drgań modulowanych w częstotliwości, jeżeli częstotliwość modulująca $F = 10$ kHz, a dewiacja częstotliwości wynosi $\Delta f = 40$ kHz.

Rozwiązanie. Znajdujemy indeks modulacji:

$$M = \frac{\Delta f}{F} = \frac{40}{10} = 4$$

Określamy wstęgę częstotliwości konieczną dla odtworzenia sygnału bez zniekształceń:

$$\Delta F = 2F(1 + M + \sqrt{M}) = 2 \cdot 10(1 + 4 + \sqrt{4}) = 140 \text{ kHz}.$$

Przykład ten pokazuje, że przy wysyłaniu tych samych sygnałów nadajnik radiofoniczny pracujący z drganiami zmodulowanymi w częstotli-

* Wzór ten określa wstęgę częstotliwości, jaką trzeba wysłać i odebrać, aby w sposób niezniszczający odtworzyć sygnał modulowany w częstotliwości.

wości zajmuje znacznie większą wstęgę częstotliwości niż nadajnik radiowy pracujący z drganiami z modulacją amplitudy.

W związku z tym modulację częstotliwości stosuje się w zakresie fal ultrakrótkich. Przy zwięźeniu wstęgi częstotliwości sygnału przesyłanego do $\Delta F = 2,5 \div 3$ kHz, modulację częstotliwości można stosować także w zakresie fal krótkich, a nawet pośrednich.

Porównując modulację amplitudy i modulację częstotliwości trzeba zaznaczyć, że w radiofonii oraz w okrętowej łączności radiowej na falach krótkich i średnich stosowana jest wyłącznie modulacja amplitudy; przyczyną tego jest prostota jej układu i stosunkowo wąska wstęga częstotliwości zajmowana przez nadajnik.

Wada modulacji amplitudy polega na tym, że przy pracy telefonicznej moc tego samego nadajnika jest mniejsza niż przy nadawaniu sygnałów telegraficznych.

A zatem zasięg działania przy łączności telefonicznej będzie mniejszy niż przy łączności telegraficznej.

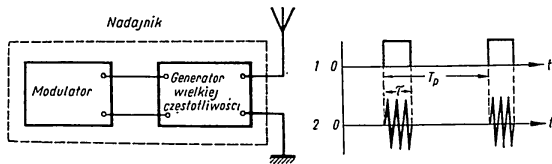
Oprócz tego przy odbiorze sygnałów z modulacją amplitudy duży wpływ na pracę odbiornika wywierają wszelkiego rodzaju zakłócenia elektryczne, które są w istocie drganiami elektromagnetycznymi z modulacją amplitudy. Zakłócenia takie, po wzmocnieniu i przetworzeniu przez odbiornik jednocześnie z użytecznym sygnałem, powodują w słuchawkach lub w głośniku powstanie dźwięków lub szumów zagłuszających lub zniekształcających odbierane sygnały.

Pomimo że modulacja częstotliwości wymaga szerszej wstęgi częstotliwości, to jednakże umożliwia ona utrzymanie z nadajnika tej samej mocy zarówno przy pracy telefonicznej, jak i telegraficznej. Stałość amplitudy drgań przy modulacji częstotliwości pozwala tłumić w odbiorniku zakłócenia elektryczne przez zastosowanie specjalnego urządzenia, zwanego ogranicznikiem amplitudy. Ogranicznik ten obcinając (zmniejszając) amplitudę sygnału i zakłóceń nie zniekształca odbieranych sygnałów, gdyż nie wprowadza zmian częstotliwości, natomiast tłumii zakłócenia mające charakter drgań z modulacją amplitudy.

Wymienione zalety modulacji częstotliwości można z powodzeniem wykorzystać w radiofonii. W ZSRR kilka radiostacji regularnie pracuje z modulacją częstotliwości (na przykład radiostacje w Moskwie i Leninogradzie). Drgania zmodulowane w częstotliwości służą w tym wypadku do przesyłania dźwięku towarzyszącego audycjom telewizyjnym. Drgania te znalazły również zastosowanie w niektórych urządzeniach radionawigacyjnych (na przykład w radiowysokościomierzach, czyli radioaltimetrach). Ostatnio modulację częstotliwości stosuje się szeroko w radiotelefonicznych urządzeniach okrętowych dla łączności redowej i wewnątrzportowej (dyspozytorskiej).

Modulacja impulsowa. W związku z rozwojem telewizji, radiolokacji, przyrządów radionawigacyjnych i impulsowej łączności radiowej coraz większe zastosowanie znajduje modulacja impulsowa. Cechą szczególną drgań modulowanych impulsowo jest to, że drgania wielkiej częstotliwości w nadajniku nie mają charakteru ciągłego, lecz przybierają postać oddzielnych, krótkotrwałych impulsów, zwanych im pulsami radiowymi.

Rysunek 201 przedstawia schemat blokowy nadajnika drgań modulowanych impulsowo. Nadajnik składa się z dwóch stopni — modulatora i generatora sprzężonego z anteną. Modulator wytwarza impulsy wysokiego napięcia o biegunowości dodatniej (impulsy wizyjne), które podaje się na anodę (lub niekiedy na siatkę) lampy generatora. W przerwach między impulsami modulatora napięcie na anodzie lampy generatora jest równe zeru i generator wielkiej częstotliwości nie pracuje. W chwili gdy na lampę generatora zostaje podany impuls napięcia dodatniego, generator wytwarza impuls drgań wielkiej częstotliwości.



Rys. 201

Rys. 202

Przebieg drgań modulowanych impulsowo jest pokazany na rysunku 202. Wykres 1 przedstawia impulsy wizyjne dawane przez modulator, zaś wykres 2 — impulsy radiowe generatora wielkiej częstotliwości. Poza długością trwania τ dla drgań impulsowych charakterystyczne są: okres powtarzania impulsów T_p lub częstotliwość powtarzania impulsów F_p oraz wypełnienie W , przez które rozumie się stosunek długości impulsu τ do okresu powtarzania T_p :

$$W = \frac{\tau}{T_p} \cdot 100\%$$

W zależności od przeznaczenia urządzenia długość impulsu może być różna. Praktycznie zawiera się ona w granicach od dziesiątych części mikrosekundy do kilkuset mikrosekund. Częstotliwość powtarzania F_p jest także niejednakowa; wybiera się ją zależnie od warunków pracy układu z modulacją impulsową. Częstotliwość powtarzania może zawierać się w granicach od setek do kilku tysięcy, a nawet więcej herców.

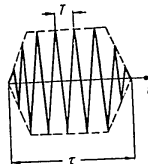
Modulację impulsową, tak samo jak i modulację częstotliwości, stosuje się w zakresie fal ultrakrótkich. Tłumaczy się to tym, że każdy impuls radiowy, nawet o najmniejszej długości, powinien składać się z 300 ÷ 500 okresów drgań wielkiej częstotliwości, gdyż wskutek wpływów indukcyj-

* Autor operuje stosunkiem $Q = \frac{T_p}{\tau}$, który nie jest spotykany w literaturze. Należy natomiast często spotykać się stosunek $W = \frac{\tau}{T_p}$, który nazywa się „współczynnikiem wykorzystania czasu” lub krótko — „wypełnieniem”. Tłumacz uważał za wskazane odstąpić tu od wierności przekładu i dostosować się do powszechnie stosowanych określeń (przyj. tłum.).

ności amplituda prądu w obwodzie generatora rośnie i maleje nie natychmiast, lecz stopniowo (rys. 203).

Na ogół na samo kształtowanie impulsu radiowego przypada 100 i więcej okresów drgań wielkiej częstotliwości. Ponadto konieczne jest, aby w części już ukształtowanego impulsu zawierało się nie mniej niż kilkaset okresów drgań wielkiej częstotliwości. Wówczas, jak wynika z rysunku 203, okres drgań wielkiej częstotliwości T , długość impulsu radiowego τ i liczba drgań wielkiej częstotliwości w impulsie n są wzajemnie związane następującą zależnością:

$$T = \frac{\tau}{n}$$



Rys. 203

Przykład. Znaleźć częstotliwość i długość fali generatora wielkiej częstotliwości z drganiami modulowanymi impulsowo, jeżeli długość impulsu $\tau = 1$ usek, a liczba drgań wielkiej częstotliwości w impulsie $n = 300$.

Rozwiązanie. Określamy okres drgań generatora wielkiej częstotliwości:

$$T = \frac{\tau}{n} = \frac{10^{-6}}{300} = \frac{10^{-8}}{3} \text{ sek}$$

i znajdujemy częstotliwość:

$$f = \frac{1}{T} = 3 \cdot 10^8 \text{ Hz};$$

a więc długość fali:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{3 \cdot 10^8} = 1 \text{ m},$$

gdzie:

$$c = \text{prędkość rozchodzenia się światła} \\ c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sek.}$$

Przykład ten pokazuje, że modulację impulsową można stosować w zakresie fal ultrakrótkich, przy czym z wzoru $\lambda = cT = \frac{c\tau}{n}$ wynika, że w miarę zmniejszania długości impulsu należy zmniejszać długość fali (zwiększać częstotliwość). Szerokość wstęgi zajmowanej przez drgania modulowane impulsowo jest bardzo duża. Praktycznie można ją obliczyć z wzoru:

$$\Delta F = \frac{2}{\tau}$$

Na przykład przy długości impulsu równej jednej mikrosekundzie:

$$\Delta F = \frac{2}{\tau} = \frac{2}{10^{-6}} = 2 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 2 \text{ MHz.}$$

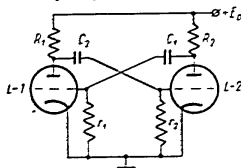
Przy zmniejszeniu długości impulsu do $\tau = 0,2 \mu \text{ sek}$ szerokość wstęgi wzrasta do:

$$\Delta F = \frac{2}{\tau} = \frac{2}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 10 \cdot 10^6 \text{ Hz} = 10 \text{ MHz.}$$

Aby zapewnić tak wielką wstęgę przepuszczania częstotliwości przez obwody nadajnika i odbiornika, stosuje się fale decymetrowe i centymetrowe.

Jednym z głównych zagadnień w nadajniku z modulacją impulsową jest otrzymanie dodatnich impulsów napięcia o pożądanej długości, amplitudzie i częstotliwości w celu sterowania drganiami wielkiej częstotliwości.

Istnieje kilka typów generatorów impulsów; można je podzielić na generatory impulsów małej mocy (przy amplitudzie napięcia do kilkuset woltów) i generatory impulsów dużej mocy.



Rys. 204

Zasada działania tego układu jest następująca.

Gdy multiwibrator znajduje się w stanie równowagi, napięcia na anodach lamp $L-1$ i $L-2$ oraz na kondensatorach C_1 i C_2 są jednakowe. Napięcia na siatkach obu lamp są równe zero. Jeżeli wskutek jakiejś przyczyny stan równowagi układu zostanie naruszony, na przykład wzrośnie prąd płynący przez lampę $L-1$, wówczas spadek napięcia na oporności R_1 wzrasta, a napięcie na anodzie tej lampy $U_{a1} = E_s - i_{a1}R_1$ maleje. Kondensator C_2 rozładowując się przez lampę $L-1$ i przez oporność r_2 spowoduje powstanie dużego ujemnego napięcia na siatce lampy $L-2$, wskutek czego ulegnie ona „zatkaniu” (przestanie przewodzić). Przy zatkaniu się lampy $L-2$ napięcie na jej anodzie gwałtownie wzrasta do wielkości E_s ; jednocześnie do tego samego napięcia ładuje się kondensator C_1 .

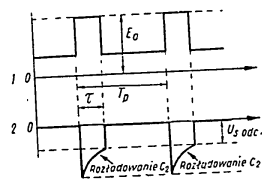
W procesie rozładowywania się kondensatora C_2 ujemne napięcie na siatce $L-2$ stopniowo maleje i gdy tylko osiągnie ono wartość $U_{s, odc2}$ równą napięciu odcięcia, lampka $L-2$ odytka się, napięcie na jej anodzie U_{a2} maleje, kondensator C_1 rozładowując się przez lampę $L-2$ oraz oporność r_1 zatyka lampę $L-1$ itd. Na rysunku 205 pokazano przebieg napięć na anodzie (wykres 1) i na siatce (wykres 2) lampy $L-2$.

Długość impulsu napięcia zieranego na przykład z anody lampy $L-2$ będzie określona przez czas rozładowania kondensatora C_2 przez lampę $L-1$ i oporność r_2 , zaś okres powtarzania T_p — ponadto przez czas rozładowania kondensatora C_1 przez lampę $L-2$ i oporność r_1 .

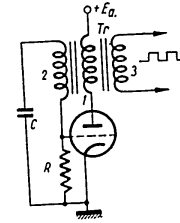
Innym typem generatora impulsów małej mocy jest generator samowzbudny (blokujący generator). Zasadniczy układ generatora samowzbudnego widzimy na rysunku 206. Układ ten stanowi generator samowzbudny z bardzo silnym sprzężeniem zwrotnym, uzyskiwanym za pomocą transformatora Tr z rdzeniem żelaznym. Transformator ma trzy uzwojenia: pierwotne 1 i dwa wtórne 2 i 3. Uzwojenie pierwotne jest podłączone do obwo-

* Z łaciny: multum — wiele i vibrare — drżeć, drgać.

du anodowego lampy, uzwojenie wtórne 2 do obwodu siatki, zaś uzwojenie 3 jest uzwojeniem wyjściowym, z którego zbiera się otrzymywane napięcie impulsowe. W obwodzie siatki włączony jest także kondensator C i oporność R .



Rys. 205



Rys. 206

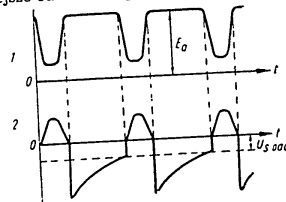
Działanie generatora samowzbudnego jest następujące. W chwili włączenia napięcia anodowego prąd w obwodzie anodowym lampy zaczyna rosnąć, przy czym uzwojenie 2 transformatora Tr jest połączone tak, że na siatkę lampy będzie działało napięcie dodatnie, które z kolei wywoła jeszcze większy wzrost prądu anodowego; proces ten będzie trwał tak długo, dopóki prąd anodowy nie osiągnie wartości nasycenia. Jednocześnie z prądem anodowym wzrasta prąd w obwodzie siatki.

Wzrost prądu anodowego wywoła gwałtowne zmniejszenie się napięcia na anodzie lampy, które będzie mniejsze od dodatniego napięcia na siatce; dzięki temu prąd siatkowy wzrośnie do wartości współmiernej z prądem w obwodzie anodowym lampy.

Przy wzroście prądu siatkowego kondensator C ładuje się szybko, napięcie na siatce lampy staje się ujemne i lampka zatyka się. Przy zatkaniu się lampy napięcie na jej anodzie wzrasta gwałtownie do wielkości E_s .

Po zatkaniu się lampy kondensator C zaczyna się rozładowywać przez oporność R ; gdy tylko ujemne napięcie siatkowe osiągnie wartość napięcia odcięcia $U_{s, odc}$, lampka odetka się, prąd anodowy wzrośnie i zjawisko będzie powtarzało się w tej samej kolejności.

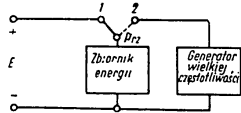
Rysunek 207 przedstawia przebieg napięcia na anodzie (wykres 1) i na siatce (wykres 2) lampy. Otrzymane impulsy napięcia odbiera się za pomocą uzwojenia 3. Długość impulsu jest określona przez wielkość pojemności kondensatora C , a okres powtarzania — przez czas rozładowania kondensatora, który zależy od wielkości pojemności C i oporności R .



Rys. 207

Generator samodławny stosuje się częściej niż multiwibrator, gdyż w odróżnieniu od tego ostatniego wymaga on zastosowania tylko jednej lampy i umożliwia otrzymywanie impulsów napięcia prostokątnego o mniejszej długości — od dziesiątych części mikrosekundy do kilkuset mikrosekund — i o różnym okresie powtarzania.

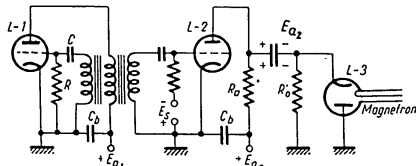
Zasada pracy generatorów impulsów dużej mocy polega na powolnym gromadzeniu energii pochodzącej od źródła pierwotnego w specjalnym elemencie magazynującym (zbiorniku), a następnie szybkim oddawaniu tej energii do obciążenia, to jest do generatora drgań wielkiej częstotliwości.



Rys. 208

Schemat blokowy takiego urządzenia widzimy na rysunku 208. Gdy przełącznik *Prz* znajduje się w położeniu 1, zbiornik powoli ładuje się z pierwotnego źródła napięcia stałego do napięcia *E*. Gdy przełącznik *Prz* znajdzie się w położeniu 2, zbiornik rozładowując się szybko oddaje energię do obciążenia (do generatora wielkiej częstotliwości).

Jako element magazynujący energię służy najczęściej kondensator o dużej pojemności lub sztuczna linia długa. Na rysunku 209 przedstawiono uproszczony układ zasadniczy generatora impulsów dużej mocy z kondensatorem magazynującym i z generatorem samodławnym.



Rys. 209

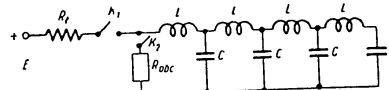
Dopóki do lampy *L-2* nie dojdzie napięciowy impuls spustowy z generatora samodławego *L-1*, lampa *L-2* jest zatkana przez ujemne napięcie E_2 na siatce. W tym czasie kondensator magazynujący ładuje się przez oporności R_0 i R_0 do napięcia anodowego źródła zasilającego E_{a2} . Z chwilą gdy na siatkę lampy *L-2* zostanie podany impuls dodatniego napięcia z generatora samodławego, lampa ta zostaje odetkana i kondensator magazynujący rozładowuje się przez nią i przez generator magnetronowy *L-3*.

Przy wystarczająco dużej pojemności kondensatora magazynującego długość impulsu napięcia na anodzie magnetronu jest określona przez czas przewodzenia prądu przez lampę *L-2*, to jest będzie zależna od długości impulsu spustowego generatora samodławego.

Elementem magazynującym jest także często sztuczna długa linia, która przy rozładowywaniu się przez obciążenie (generator) daje impuls naj-

bardziej zbliżony do prostokątnego, przy czym długość impulsu jest określona wyłącznie przez parametry linii.

Rysunek 210 pokazuje uproszczony układ kształtowania napięcia impulsu za pomocą sztucznej linii. Linię taką charakteryzuje oporność faliowa $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, liczba sekcji *n* i czas $\tau = n \sqrt{LC}$ przejścia fali napięcia od początku do końca linii i z powrotem.



Rys. 210

Przy otwarciu klucza K_2 i zwarcie klucza K_1 , źródło zasilające, przez oporność ładowania R_1 , ładuje linię do napięcia $E_1 = \frac{E}{2}$ (rys. 211a). Thu-maczy się to tym, że $R_1 = \rho$, wskutek czego napięcie E źródła dzieli się po połowie między R_1 i ρ .

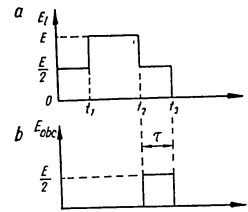
W ciągu czasu $t_1 = \tau$ fala napięcia odbijając się od końca linii wraca do początku linii i napięcie na wejściu wzrośnie skokiem do wielkości E .

Jeżeli teraz otworzymy klucze K_1 i zewrzymy klucze K_2 , to linia zacznie rozładowywać się przez generator wielkiej częstotliwości, którego oporność na rysunku 210 oznaczono przez R_{obc} . Ponieważ zwykle $R_{obc} = \rho$, więc w chwili t_2 , gdy zacznie się rozładowywanie linii, napięcie jej E rozłoży się po połowie między linię i generator (rys. 211b).

Napięcie to będzie istniało do chwili t_3 , to jest do czasu, aż rozładowująca fala napięcia po dojściu do końca linii nie powróci do wejścia linii, po czym napięcie w linii i na generatorze skokiem zmaleje do zera. W ten sposób na generatorze wielkiej częstotliwości podczas rozładowywania się linii będzie istniał prostokątny impuls napięcia o długości $t_3 - t_2 = \tau$ i amplitudzie $\frac{E}{2}$.

Dobierając parametry linii L i C , liczbę sekcji n oraz napięcie źródła E , można otrzymać na zaciskach generatora impuls napięcia o pożądanej długości i amplitudzie.

Manipulacja telegraficzna. Przy przesyłaniu sygnałów telegraficznych do sterowania drganiami nadajnika służy klucz telegraficzny; puszczenie



Rys. 211

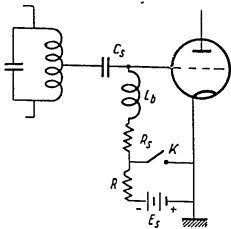
klucza powoduje przerwanie drgań w nadajniku, a naciśnięcie klucza — natychmiastowe ich powstanie.

W ten sposób doprowadza się do anteny i promieniuje się w przestrzeń oddzielne impulsy drgań wielkiej częstotliwości, to znaczy sygnały w postaci kropek i kresek, odpowiadające alfabetowi telegraficznemu.

W okrętowych nadajnikach radiowych manipulację telegraficzną stosuje się najczęściej w stopniu wyjściowym.

W tym celu klucz telegraficzny włącza się w obwód siatki sterującej, ekranującej lub zerowej. Na rysunku 212 przedstawiono układ manipulacji telegraficznej przy zastosowaniu w obwodzie wyjściowym nadajnika lampy trójelektrodowej. Przy puszczeniu klucza telegraficznym na siatkę lampy podaje się duże ujemne przedpięcie E_s z osobnego źródła zasilającego (baterii lub prostownika). W wyniku tego lampa jest zatkana i drgania w nadajniku są przerywane.

W chwili naciśnięcia klucza źródło przedpięcia zostaje wyłączone, na siatce powstaje normalne przedpięcie pochodzące od oporu upływowego



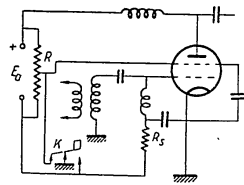
Rys. 212

R , i w nadajniku powstają drgania. Oporność R włącza się do układu po to, żeby ochronić źródło przedpięcia E_s przed zwarciem na krótko w chwili naciśnięcia klucza telegraficznego.

Jeżeli w wejściowym stopniu nadajnika stosuje się lampę ekranowaną (tetradę lub pentodę), to manipulację telegraficzną przeprowadza się jednocześnie na siatce sterującej i ekranującej lub na siatce sterującej i zerowej.

Rysunek 213 przedstawia zasadniczy schemat przyłączenia klucza telegraficznego w takim właśnie układzie.

Przy naciśniętym kluczu napięcie na siatce ekranującej i sterującej odpowiada roboczym warunkom lampy i wówczas nadajnik promieniuje drgania. Przy puszczeniu klucza siatka ekranująca jest zwarta na krótko z katodą lampy, a na siatkę sterującą podaje się duże napięcie ujemne uzyskane dzięki przepływowi prądu anodowego lamp innych stopni nadajnika przez oporność R . W wyniku tego lampa zatyka się i drgania w nadajniku zostają przerywane.



Rys. 213

Bardzo skuteczna jest manipulacja w obwodzie anodowym lampy generacyjnej. W tym przypadku przy puszczeniu klucza telegraficznego wyłącza się napięcie anodowe lampy i w ten sposób przerywa się generację nadajnika. Przy naciśnięciu klucza anoda lampy generatora znowu znajduje się pod wysokim napięciem dodatnim i drgania w nadajniku wznowiają się.

Ze względu na bezpieczeństwo personelu obsługującego tę metodę manipulacji stosuje się tylko w nadajnikach małej mocy przy małych napięciach anodowych lub w takich wypadkach, gdy manipulatorem jest specjalny przekaźnik na wysokie napięcie, sterowany kluczem telegraficznym przerywającym obwód niskiego napięcia.

§ 8. STABILIZACJA CZĘSTOTLIWOŚCI NADAJNIKA RADIOWEGO

Jednym z zasadniczych warunków, jakie musi spełniać współczesny nadajnik radiowy, jest stałość czyli stabilność częstotliwości drgań. Jest to konieczne dlatego, że nadajnik radiowy promieniuje podczas pracy nie jedną częstotliwość, lecz wstęgę częstotliwości $\Delta F = 2F_{max}$. Jeżeli częstotliwość nośna nadajnika nie jest przy tym stała, lecz odchyła się od wielkości nominalnej o wielkość $\pm \Delta f$, to szerokość wstęgi zajmowanej przez nadajnik wzrasta i wynosi:

$$\Delta F = 2(F_{max} + \Delta f);$$

w związku z tym zmniejsza się liczba nadajników radiowych mogących jednocześnie pracować w pewnym zakresie fal lub też powstaje zjawisko „zachodzenia” sygnałów jednej stacji na sygnały drugiej. Zjawisko to powoduje zakłócenia i zniekształca odbiór sygnałów.

Ponadto duże odchylenie częstotliwości może doprowadzić do zerwania łączności między korespondentami z powodu rozstrojenia obwodów odbiornika w stosunku do częstotliwości odbieranych sygnałów.

W związku z tym dopuszczalne odchylenie częstotliwości, wynoszące:

$$\frac{\Delta f}{f} \cdot 100\%,$$

nie powinno przekraczać $0,01 \div 0,05\%$.

Δf oznacza tu rzeczywiste odchylenie częstotliwości nadajnika od częstotliwości nominalnej, a f — nominalną częstotliwość nadajnika.

Utrzymanie bardzo surowych norm dopuszczalnych odchyłek częstotliwości możliwe jest jedynie przy zastosowaniu szeregu środków zmierzających do wyeliminowania lub skompensowania czynników wywołujących odchyłki częstotliwości.

Częstotliwość nadajnika radiowego jest określona przez częstotliwość generatora wzbudzającego, w związku z czym stałość częstotliwości nadajnika wyraża się przez stałość częstotliwości generatora wzbudzającego.

Zmiany częstotliwości generatora wzbudzającego mogą być wywołane przez mechaniczne odkształcenia i zmiany temperatury elementów, wpływ następnym stopniu na obwód generatora wzbudzającego, niestabilność napięcia w obwodach jego lampy oraz zmiany ciśnienia i wilgotności otaczającego powietrza.

Mechaniczne odkształcenia elementów generatora wzbudzającego są spowodowane przez wibrację kadłuba okrętu, która udziela się aparaturze. Na przykład podczas wibracji kadłuba drgania okładzin kondensatorów zmiennej pojemności, zwojów cewek, elektrod lampy i przewodów łączących powodują zmiany parametrów elektrycznych generatora wzbudzającego, co prowadzi do okresowych zmian częstotliwości. W celu zmniejszenia odkształceń mechanicznych elementy powinny mieć konstrukcję sztywną. Rotor kondensatora wyposaża się w urządzenie unieruchamiające. Lampa generatora powinna mieć sztywno zamocowane elektrody; nadajnik należy umieszczać na amortyzatorach.

Zmiany temperatury elementów generatora wzbudzającego są jedną z ważniejszych przyczyn powodujących niestabilność częstotliwości nadajnika. Wywołują one bowiem zmiany wymiarów geometrycznych elementów generatora wzbudzającego oraz zmiany własności elektrycznych materiałów, z których wykonane są elementy.

Na przykład ze wzrostem temperatury zwiększają się wymiary elektrod lampy, międzyelektrodowa pojemność lampy rośnie, jednocześnie więc rośnie pojemność obwodu, a to powoduje zmniejszenie się częstotliwości generatora. W celu zmniejszenia grzania się elementów generatora wzbudzającego nadajnika powinien mieć moc nie większą od kilku watów. Przez lampę i obwód płynie wówczas niewielki prąd, który nie powoduje dużego grzania się elektrod lampy i elementów obwodu. Do obwodu włącza się kondensatory o ujemnym współczynniku rozszerzalności cieplnej. W miarę jak wzrasta temperatura, pojemność takiego kondensatora maleje kompensując zmiany parametrów innych elementów, dzięki czemu częstotliwość rezonansowa obwodu zachowuje wielkość stałą.

Wpływ następnym stopniu nadajnika polega na tym, że zmiany parametrów obwodów tych stopni powodują zmiany parametrów obwodu generatora wzbudzającego. Ponadto obwód siatki lampy drugiego stopnia stanowi obciążenie generatora wzbudzającego zwiększając tłumienie obwodu wzbudzającego. W celu zmniejszenia tego wpływu stosuje się następujące środki:

- 1) dobiera się możliwie słabe sprzężenie obwodu generatora wzbudzającego z obwodem siatkowym lampy następnego stopnia;
- 2) ustala się takie warunki pracy drugiego stopnia, aby pracował on bez prądów siatki (warunki pracy separatora);
- 3) w drugim stopniu stosuje się lampę ekranowaną oraz dokładnie ekranuje się obwód generatora wzbudzającego, aby uniknąć wpływu innych stopni.

Wahania napięć zasilających obwody lampy generatora również powodują zmiany generowanej przez niego częstotliwości. Na przykład ze wzrostem napięcia żarzenia lub napięcia anodowego rośnie nachylenie charakterystyki lampy, oporność wewnętrzna lampy maleje, tłumienie obwodu wzrasta i częstotliwość maleje.

Aby uniknąć wspomnianych efektów, zaleca się generator wzbudzający zasilać z osobnych źródeł zasilających o stabilizowanym napięciu. Szczególną uwagę należy zwrócić na stałość napięcia żarzenia lampy generatora.

Bardzo skutecznym środkiem zwiększenia stałości częstotliwości nadajnika jest zastosowanie stabilizacji kwarcowej. Dla kwarcu charakterystyczna jest następująca właściwość: jeżeli z kryształu kwarcu w określony sposób wytniemy płytkę i poddamy ją ścisaniu (rys. 214a) lub rozciąganiu (rys. 214b), to na metalowych okładzinach-elektrodach, między którymi umieszczona jest płytka kwarcowa, powstaną ładunki elektryczne, przy czym przy ścisaniu powstaną ładunki jednego znaku, a przy rozciąganiu — innego. Tę właściwość kwarcu nazywa się efektem piezoelektrycznym.

Wielkość ładunku będzie największa wówczas, gdy częstotliwość mechanicznego ścisania i rozciągania będzie pozostawała w określonym stosunku do wymiarów (grubości) płytki. Uzyskane w ten sposób własności rezonansowe płytki kwarcowej wykorzystuje się do stabilizacji częstotliwości nadajnika.

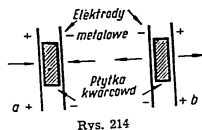
Gdy doprowadzimy do płytki napięcie zmienne, to zachowuje się ona jak obwód rezonansowy o częstotliwości własnej, wyrażającej się wzorem:

$$f_0 = \frac{2,84}{\tau}$$

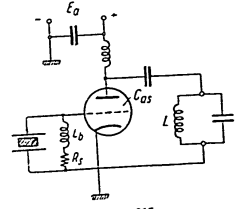
gdzie

- f_0 — częstotliwość, w megahercach;
- τ — grubość płytki, w milimetrach.

Jeżeli płytkę kwarcową włączymy do obwodu siatki lampy generatora (rys. 215), to przy wystarczająco dużej pojemności anoda-siatka C_{as} układ wzbudzi się, to znaczy na elektrodach płytki pojawi się napięcie zmienne. Częstotliwość generowanych drgań będzie określona przez częstotliwość własną kwarcu f_0 . Ponieważ często-



Rys. 214



Rys. 215

liwość ta jest ściśle stała i zależna od wymiarów płytki, układ będzie generował drgania o dużej stałości częstotliwości.

Układy takie noszą nazwę generatorów kwarcowych. Obecnie wszystkie generatory wzbudzające nadajników fal krótkich i średnich, pracujące na stałych częstotliwościach, mają stabilizację kwarcową.

§ 9. OKRĘTOWE NADAJNIKI RADIOWE

Zgodnie z Morskim Rejestrem ZSRR okrętowe nadajniki radiowe dzieli się według ich przeznaczenia na następujące rodzaje:

- a) główne (nawigacyjne);
- b) eksploatacyjne;
- c) ogólne;
- d) awaryjne.

Nadajniki główne (nawigacyjne) są przeznaczone do nadawania komunikatów nawigacyjnych i meteorologicznych, sygnałów alarmowych (baczności), niebezpieczeństwa, nagłych i ostrzegawczych, a także korespondencji awaryjnej w celach zapewnienia bezpieczeństwa żegluga i ochrony życia ludzkiego na morzu.

Dozwolone jest wykorzystywanie nadajnika głównego (nawigacyjnego) do nadawania korespondencji służbowej i prywatnej.

Zasięg działania nadajnika głównego powinien wynosić:

- dla statków 1 i 2 grupy* nie mniej niż 150 mil morskich;
- dla statków 3 grupy nie mniej niż 100 mil morskich;
- dla statków 4 grupy nie mniej niż 50 mil morskich.

W związku z tym Morski Rejestr ZSRR zaleca stosować nadajniki o następującej mocy w antenie:

- dla statków 1 i 2 grupy nie mniej niż 200 W;
- dla statków 3 i 4 grupy nie mniej niż 100 W.

Główny nadajnik radiowy powinien być wielostopniowy i pracować telegrafem z drganiami modulowanymi tonem, czyli tonowanymi (emisja rodzaju A-2) w zakresie fal średnich ($\lambda = 600 \div 706$ m). Dozwolona jest także praca telegrafem z drganiami nie modulowanymi (emisja rodzaju A-1).

W podanym zakresie fal nadajnik powinien umożliwiać nastawienie dowolnej częstotliwości z dokładnością do 0,1%.

Wielkość dopuszczalnej odchyłki częstotliwości od nastawionej wartości nominalnej nie powinna przekraczać 0,1%.

Pierwotnym źródłem zasilającym nadajnik główny jest okrętowa sieć prądu zmiennego lub stałego.

Jako wtórne źródła zasilające, to jest urządzenia przetwarzające prąd i napięcie, można stosować:

- a) agregaty elektromaszynowe;
- b) prostowniki kenotronowe;
- c) prostowniki gazotronowe;
- d) prostowniki selenowe;
- e) prostowniki kuprytowe.

* Zgodnie z przepisami Morskiego Rejestru ZSRR podział statków kategorii I (to jest statków żegluga morskiej nieograniczonej) na grupy jest następujący: grupa 1 — statki pasażerskie o pojemności 5000 BRT i większej; grupa 2 — statki pasażerskie o pojemności poniżej 5000 BRT oraz statki towarowe o pojemności 1600 BRT i większej; grupa 3 — statki towarowe o pojemności od 500 do 1600 BRT; grupa 4 — statki towarowe o pojemności od 300 do 500 BRT (przyj. red. tłum.).

Eksploatacyjne nadajniki radiowe są przeznaczone do nadawania korespondencji służbowej, komunikatów dotyczących bezpieczeństwa żegluga oraz informacji w sprawie niesienia pomocy. Dozwolone jest także wykorzystywanie nadajnika eksploatacyjnego do nadawania korespondencji prywatnej.

Nadajnik powinien pracować telegrafem z drganiami nie modulowanymi (emisja rodzaju A-1) w zakresie fal 30÷75 m.

Moc eksploatacyjnego nadajnika radiowego powinna wynosić w antenie:

- dla statków 1 i 2 grupy nie mniej niż 200 W,
- dla statków 3 i 4 grupy nie mniej niż 100 W.

Odchyłka częstotliwości od wartości nominalnej w dowolnym punkcie zakresu dla nadajników zbudowanych przed 1950 r. nie powinna przekraczać 0,05%, dla nadajników zbudowanych po 1950 r. — 0,02%.

Eksploatacyjny nadajnik radiowy zasilają się z tych samych źródeł co i nadajnik główny.

Ogólnych nadajników radiowych używa się na statkach do dyspozycji łączności radiowej. Posługują się nimi także stacje radiotelefoniczne, utrzymujące łączność między statkami i miejską centralą telefoniczną.

Radiowe nadajniki awaryjne są przeznaczone do nadawania komunikatów wzywania pomocy oraz w tych wypadkach, gdy korzystanie z ogólnego nadajnika radiowego jest niemożliwe i niecelowe.

Radiowy nadajnik awaryjny powinien umożliwiać pracę telegrafem z drganiami modulowanymi tonem (emisja rodzaju A-2) w zakresie fal średnich (560÷741 m).

Odchyłka od częstotliwości nominalnie nastawionej w dowolnym punkcie zakresu roboczego nie powinna przekraczać 0,5%.

Częstotliwość napięcia modulującego (tonu sygnału) powinna zawierać się w granicach od 450 do 1350 Hz (najlepiej w granicach od 700 do 900 Hz), ze współczynnikiem głębokości modulacji nie mniejszym niż 70%.

Radiowy nadajnik awaryjny powinien zapewniać łączność w następującym zasięgu działania:

- dla statków 1 i 2 grupy nie mniej niż 100 mil morskich;
- dla statków 3 i 4 grupy nie mniej niż 50 mil morskich.

W związku z tym moc w antenie radiowego nadajnika awaryjnego powinna wynosić:

- na statkach 1 i 2 grupy nie mniej niż 60 W;
- na statkach 3 i 4 grupy nie mniej niż 100 W.

Nadajnik powinien mieć nie więcej niż dwa stopnie i nie więcej niż cztery lampy robocze oraz cztery lampy zapasowe.

Pierwotnym źródłem zasilającym nadajnik awaryjny jest bateria akumulatorów, której pojemność powinna zapewniać nieprzerwaną pracę nadajnika bez dodatkowego ładowania przez okres nie mniejszy niż 6 godzin.

W celu ładowania baterii akumulatorów nadajnik wyposaża się w specjalne urządzenie ładujące.

Radiowe nadajniki awaryjne dzieli się na stałe (okrętowe) i przenośne (łodziowe).

Łódzki nadajnik awaryjny powinien spełniać warunki stawiane okrętowym nadajnikom awaryjnym z następującymi zmianami:

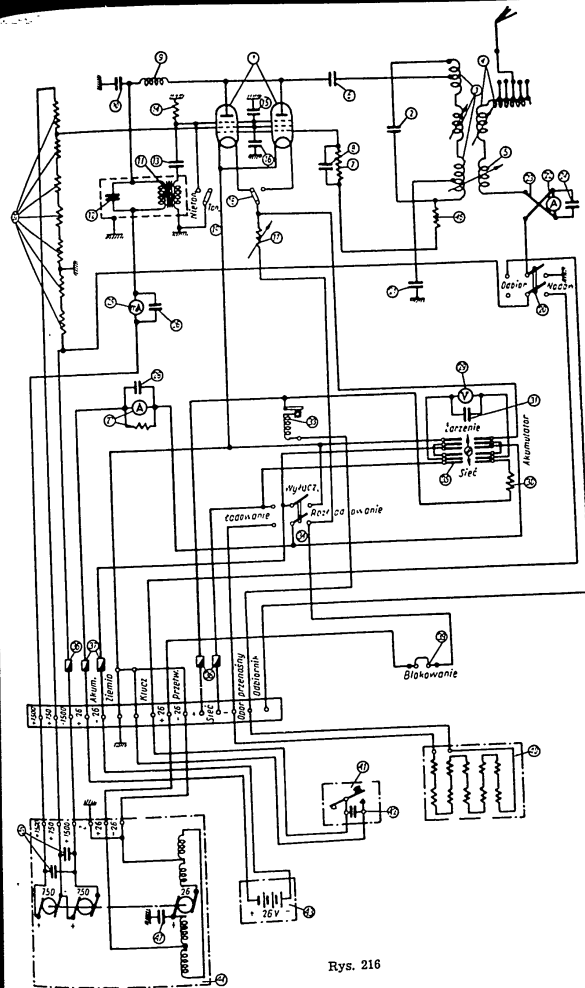
- 1) całkowity ciężar nadajnika, włączając w to źródło zasilania i materiały zapasowe, nie powinien przekraczać 25 kg, a razem z odbiornikiem 27 kg;
- 2) nadajnik powinien wytrzymać uderzenie przy zrzuconiu go do wody z wysokości do 15 m, nie tonąc przy tym, lecz pływając na powierzchni wody;
- 3) moc w obwodzie stopnia wyjściowego powinna być nie mniejsza niż 10 W;
- 4) okres potrzebny do uruchomienia nadajnika nie powinien przekraczać 10 sek;
- 5) przejście z jednej ustalonej częstotliwości na inną nie powinno wymagać więcej niż 5 sek;
- 6) w nadajniku powinna być przewidziana możliwość zarówno ręcznego, jak i automatycznego nadawania sygnałów niebezpieczeństwa i sygnałów alarmowych;
- 7) całkowite zasilanie nadajnika powinien pokrywać generator prądu zmiennego o zwiększonej częstotliwości z ręcznym napędem, obsługiwany przez jednego człowieka;
- 8) konstrukcja nadajnika powinna zapewniać nieprzerwaną pracę sygnałami telegraficznymi z prędkością do 170 znaków na minutę przez okres nie mniejszy niż 1,5 godz;
- 9) konstrukcja nadajnika powinna przewidywać możliwość obsługiwaną go przez osobę niewykwalifikowaną;
- 10) nadajnik powinien być wyposażony całkowicie w części zapasowe i materiały zgodnie z dołączoną do niego tablicą.

Okrętowy radiowy nadajnik awaryjny typu ASP-0,06 jest przeznaczony do pracy telegraficznej z emisją rodzaju A-1 i A-2 w zakresie częstotliwości 500--375 kHz (długość fal 600--800 m). W podanym zakresie nadajnik dysponuje mocą 60 W, co przy antenie o średnich wymiarach zapewnia zasięg działania do 200 mil morskich. Do kompletu nadajnika radiowego ASP-0,06 wchodzi następujące części składowe:

- 1) nadajnik z urządzeniem ładującym;
- 2) przetwornica prądu stałego typu RUK-300 W;
- 3) bateria akumulatorów na napięcie 26 V, o pojemności 250 amperogodzin;
- 4) przenośny opór dla ładowania baterii akumulatorów;
- 5) klucz telegraficzny.

Zasadniczy schemat nadajnika ASP-0,06 widzimy na rysunku 216. Nadajnikiem jest generator jednostopniowy w układzie trójpunktowym ze sprzężeniem autotransformatorowym na dwóch równolegle połączonych pentodach G-440. Obwód anodowy generatora ma zasilanie równoległe. W tym celu w układzie jest umieszczony dławik anodowy 9 i kondensator rozdzielający 6. Sprzężenie generatora z anteną jest złożone i odbywa się za pomocą obwodu pośredniego, do którego wchodzi pojemność 2 i indukcyjność 3.

Nadajnik stroi się na pięć ustalonych częstotliwości: 500, 480, 454, 425 i 375 kHz (długość fal: 600, 625, 661, 706 i 800 m).



Rys. 216

Obwód pośredni jest sprzężony z anteną indukcyjnie za pomocą cewki sprzęgającej 5. Antenę stroi się cewką wydłużającą 4, mającą odczepy i wyposażoną w wariometr. Rezonans ustala się na 5 A za pomocą amperomierza antenowego z termoparą 22 i 23.

Przedpięcie dla siatki sterującej otrzymuje się z oporu upływowego 7 i kondensatora 8. W celu zabezpieczenia układu przed powstaniem drgań pasożytniczych w obwodzie siatkowym włączony jest opór antyparazytowy 46. Przy pracy z emisją rodzaju A-2 wykorzystuje się trzecią siatkę lampy, dzięki której triodowa część lampy, a mianowicie anoda, trzecia siatka i katoda jest generatorem częstotliwości akustycznej.

Obwód małej częstotliwości składa się z uzwojenia wtórnego transformatora 11 i kondensatora 12; pierwotne uzwojenie tego transformatora, połączone z trzecią siatką, jest cewką sprzężenia zwrotnego. Częstotliwość drgań wytworzonych w tym obwodzie jest rzędu 850 Hz. Przejścia od jednego rodzaju drgań do drugiego dokonuje się za pomocą przełącznika 19, mającego dwa położenia: „ton.” i „nieton.” Opór 14 bocznikuje trzecią siatkę w celu dobrania współczynnika głębokości modulacji, który wynosi w przybliżeniu 80%.

Manipulację telegraficzną przeprowadza się w obwodzie siatki sterującej lampy generacyjnej. Przy puszczonej kluczu telegraficznym 41 na siatkę lampy podaje się ujemne napięcie 200 V, pobierane z potencjometru 32. Drgania w nadajniku zostają wówczas przerwane. Naciśnięcie klucza prowadzi do zwierania części potencjometru, z którego zdejmuje się napięcie zatykające, co powoduje powstanie drgań w nadajniku.

Nadajnik zasila się z baterii akumulatorów 43 o napięciu 26 V, 250 Ah, która porusza jednorodzeniowy przetwartzacz (przetwornicę) 44 typu RUK-300 W i zasila żarzenie lamp przez zmienny opór 17. Częścią napędzającą 26 przetwornicy jest silnik prądu stałego. Część prądnicowa zawiera dwa kolektory po 750 V każdy, połączone szeregowo i służące do zasilania anody, z odczepem 750 V dla zasilania drugiej siatki lampy.

W celu zmniejszenia zakłóceń przetwornica jest wyposażona w filtr pojemnościowy 45, umieszczony bezpośrednio przy prądnicę. Nadajnik włącza się przekręcając dwubiegunowy przełącznik 34 w położenie „Rozładowanie”. Włącza się przy tym zasilanie żarzenia przez bezpiecznik 37 na 40 A i podaje się napięcie na przetwornicę. W obwód zasilania którego twornicy włączony jest przełącznik blokujący 39, przez rozwarcie którego wyłącza się napięcie z rdzenia i przetwornica wówczas zatrzymuje się. W przewod dodatni baterii włączony jest amperomierz 27 z bocznikiem na 50 A, który mierzy prąd pobierany z baterii przez przetwornicę.

Podczas ładowania baterii przełącznik 34 ustawia się w położeniu „Ładowanie”. W ten sposób włącza się wyłącznik automatyczny 33, który zamyka obwód ładowania. Amperomierz 27 mierzy wówczas prąd ładowania baterii. Zbyt duże napięcie sieci okrętowej obniża się za pomocą dodatkowego oporu 40 o wartości 3,8 Ω .

Aby móc kontrolować napięcia, nadajnik jest wyposażony w woltomierz 29 ze skalą do 50 i 250 V. Woltomierz przelacza się za pomocą dwunastospiężynowego przełącznika 35. Gdy przełącznik znajduje się w środku, woltomierz mierzy napięcie baterii akumulatorów; w położeniu górnym przełącznika woltomierz mierzy napięcie żarzenia, w położeniu dolnym

nym — napięcie sieci okrętowej. W ostatnim wypadku szeregowo z woltmierzem włącza się dodatkowy opór 30.

Nadajnik radiowy ASP-0,05 zmontowany jest w szafie metalowej o wymiarach 700 X 400 X 350 mm. Szafa nadajnika podzielona jest przez grodzia na dwie części. W części dolnej umieszczone są: cewka obwodu generatora, kondensator obwodu, transformator modulacyjny, zmienny opór zarzenia, płytki z bezpiecznikami i zaciski do podłączenia napięcia do nadajnika. W górnej części szafy znajdują się: cewka antenowa, lampy, potencjometr, opór upływowy, dławik anodowy. Gałki regulacyjne i przyrządy pomiarowe znajdują się na czołowej płycie szafy.

Rozdział VI

URZĄDZENIA RADIOODBIORCZE

Urządzenie do wykrywania, przekształcania i wykorzystywania energii elektromagnetycznej w postaci różnego rodzaju sygnałów wysyłanych przez nadajnik radiowy nosi nazwę urządzenia radioodbiorniczego.

Pierwszy na świecie odbiornik radiowy zbudował w 1895 r. wynalazca radia A. S. Popow. Odbiornik ten wykorzystywano początkowo do odbioru drgań elektromagnetycznych powodowanych przez wyładowania burzowe i dlatego nazwano go sygnalizatorem burz.

Pracując nad ulepszeniem swego odbiornika radiowego Popow przyrządził go do odbioru radiostacji nadawczej z zapisem na taśmie telegraficznej.

W 1899 r. najbliższy pomocnik Popowa, Rybkin, odkrył możliwość słuchowego odbioru sygnałów radiowych za pomocą słuchawek. Wynalazek ten wielokrotnie zwiększył czułość odbiornika radiowego i rozszerzył zakres działania łączności radiowej.

Odkrycie Rybkina do dnia dzisiejszego nie straciło swego wielkiego znaczenia. Odbiór sygnałów radiotelegraficznych na słuch znajduje nadzwyczaj szerokie zastosowanie na przykład w okrętowej łączności radiowej i w radionawigacji.

Dalszy rozwój i udoskonalenie urządzeń radioodbiorniczych zawdzięczamy w dużym stopniu radzieckim specjalistom w zakresie radia: L. I. Mandelsztamowi, N. D. Papaleksiemu, A. N. Szczukinowi, A. A. Pistorokorowi, W. I. Siforowowi, N. N. Kryłowowi, N. M. Izjumowowi, A. P. Siwersowi, M. J. Starikowi, G. T. Szytkowowi i wielu innym.

§ 1. POLE ELEKTROMAGNETYCZNE SYGNAŁU RADIOWEGO

Fale elektromagnetyczne promieniowane przez antenę nadajnika radiowego i rozchodzące się z prędkością praktycznie równą prędkości światła ($c = 3 \cdot 10^8$ m/sek) stanowią kombinację zmieniającego się pola elektrycznego i magnetycznego.

Jeżeli kierunek ruchu fali elektromagnetycznej pokrywa się z osią Ox (rys. 217), a kierunek natężenia pola elektrycznego pokrywa się z osią Oz , wówczas wektor natężenia pola magnetycznego jest skierowany wzdłuż osi Oy .

Płaszczyzna yz , w której leżą wektory natężenia pola elektrycznego i pola magnetycznego, nazywa się czołem fali płaskiej; płasz-

czyna ax nazywa się płaszczyzną rozchodzenia się fali. Drogę rozchodzenia się fali nazywa się często promieniem. Płaszczyzna, w której leżą wektory H i P , nosi nazwę płaszczyzny polaryzacji.

Przy zachowaniu warunku wzajemnej prostopadłości wektorów H i E , spełnionym we wszystkich wypadkach rozchodzenia się fal radiowych w przestrzeni swobodnej (w odpowiednio dużej odległości od anteny), i przy pionowym położeniu wektora E płaszczyzna rozchodzenia się fali i płaszczyzna polaryzacji będą wzajemnie prostopadłe. Taką polaryzację uważa się za normalną w odróżnieniu od polaryzacji nienormalnej, przy której wektor E znajduje się poza płaszczyzną rozchodzenia się fali i płaszczyzna polaryzacji nie jest już prostopadła do płaszczyzny rozchodzenia się fali.

W dowolnym punkcie przestrzeni pole elektromagnetyczne jest określone liczbowo przez amplitudę (lub wartość skuteczną) natężeń pola elektrycznego i pola magnetycznego.

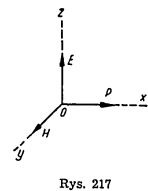
Amplitudę natężenia pola elektrycznego E mierzy się praktycznie liczbą mikrowoltów na metr ($\frac{\mu V}{m}$), a amplitudę natężenia pola magnetycznego H mierzy się w mikrogausach (μGs), przy czym natężeniu pola elektrycznego $E = 1000 \frac{\mu V}{m}$ odpowiada natężeniu pola magnetycznego $H = 0,033 \mu Gs$.

W technice radionamierzenia przy objaśnianiu zjawisk fizycznych wygodnie jest posługiwać się albo składową pola elektrycznego, albo składową pola magnetycznego. Należy jednak zawsze pamiętać, że składowa pola elektrycznego i magnetycznego współistnieją nierozłącznie i w całości stanowią jedno zjawisko elektromagnetyczne.

Częstotliwość fali elektromagnetycznej odpowiada dokładnie częstotliwości poruszania się ładunków w antenie nadawczej. Innymi słowami, częstotliwość fali elektromagnetycznej jest narzucona przez częstotliwość drgań nadajnika. Przebieg natężeń pól fali elektromagnetycznej w czasie dla danego punktu przestrzeni, w której rozchodzi się ta fala, można przedstawić graficznie (rys. 218).

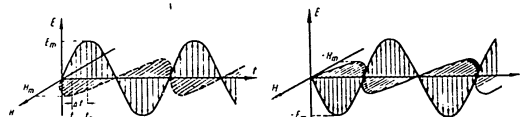
Sinusoidalna krzywa wykreślona linią ciągłą w płaszczyźnie Et pokazuje przebieg czasowy składowej elektrycznej pola elektromagnetycznego. Krzywa kreskowana zaś, znajdująca się w płaszczyźnie Ht — przebieg czasowy składowej magnetycznej tego pola.

Rysunek 219 przedstawia graficznie przebieg składowych pola elektromagnetycznego wzdłuż drogi rozchodzenia się fali w określonym momencie czasu. Rysunek ten w pełni odpowiada rysunkowi 218. Z rysunku 218 wynika, że w tym samym punkcie przestrzeni natężenie pola przybiera w różnych momentach czasu różne wielkości. Z rysunku 219 natomiast wynika, że natężenie pola jest również niejednakowe w tym samym momencie czasu, ale w różnych punktach drogi rozchodzenia się fali.



Rys. 217

Ponieważ przebiegi składowych pola elektromagnetycznego są określone funkcjami czasu i odległości, przyjęło się mówić, że w różnych momentach czasu lub w różnych punktach przestrzeni pole znajduje się w różnych fazach. Za fazę początkową przyjmuje się pewną określoną wielkość pola, najczęściej równą zero lub też równą swej maksymalnej



Rys. 218

Rys. 219

wartości (amplitudzie), z którą porównuje się wszystkie pozostałe fazy. Jeżeli na przykład w pewnym momencie czasu t_1 (rys. 218) natężenie pola elektrycznego wynosi:

$$E_1 = E_m \sin \omega t_1,$$

a natężenie pola magnetycznego wynosi odpowiednio:

$$H_1 = H_m \sin \omega t_1,$$

to w momencie $t_2 = t_1 + \Delta t$:

$$E_2 = E_m \sin \omega (t_1 + \Delta t) = E_m \sin \omega t_2;$$

$$H_2 = H_m \sin \omega (t_1 + \Delta t) = H_m \sin \omega t_2.$$

Natężenie pola elektrycznego fali przyziemnej, wytworzonej przez nadajnik radiowy znajdujący się w pewnej określonej odległości od rozprzaskanego punktu, dla zakresu fal średnich określa się według wzoru:

$$E = E_0 S,$$

gdzie

E_0 — natężenie pola odpowiadające idealnym warunkom rozchodzenia się fal radiowych;
 S — współczynnik, mniejszy od jedności, uwzględniający tłumienie i rozprzaskanie się energii.

Natężenie pola E_0 określa się według wzoru:

$$E_0 = \frac{9500 \sqrt{P}}{d},$$

gdzie

E_0 — wartość skuteczna natężenia pola, w $\frac{\mu V}{m}$;
 P — moc promieniowana przez nadajnik, w watach;
 d — odległość od nadajnika, w kilometrach.

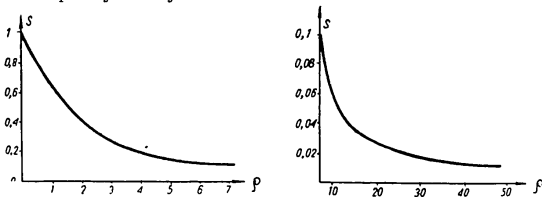
Współczynnik S jest funkcją wielkości ρ , zwanej odległością liczbową i określonej wzorem:

$$\rho = \frac{\pi d}{6 \lambda^2 \sigma} \cdot 10^{-15},$$

gdzie

d — odległość między nadajnikiem a punktem odbioru, w kilometrach;
 λ — długość fali, w kilometrach;
 σ — przewodność gleby w jednostkach em CGS, określana z tablicy 3.

Po znalezieniu ρ określa się współczynnik poprawkowy S według wykresów podanych na rysunku 220.



Rys. 220

Przy określaniu zasięgu działania nadajnika radiowego konieczna jest znajomość norm natężenia pola elektrycznego, które by zapewniały przebieg sygnałów nad zakłóceniami atmosferycznymi.

W tablicy 4 podane są normy natężenia pola w pełni zapewniające dobry odbiór namierzanych radiostacji.

Tablica 3

Rodzaj powierzchni ziemi	σ
Woda morska	10^{-11}
Wilgotna, bagnista ziemia	10^{-12}
Woda słodka	10^{-14}
Suchy płasek	10^{-16}

Tablica 4

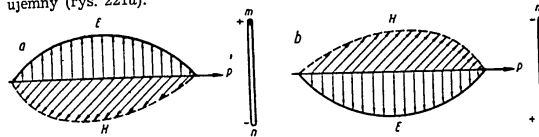
Zakres fal [m]	Natężenie pola $\frac{mV}{m}$	
	Drgania nie modulowane	Drgania modulowane
< 100	20	50
100 ÷ 500	50	150
500 ÷ 2000	100	500

§ 2. DZIAŁANIE POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO NA PRZEWODNIK

Fala elektromagnetyczna napotykać na swej drodze przewodnik wzbudza w nim siłę elektromotoryczną. Powstanie w przewodniku SEM można wyjaśnić działaniem jednej ze składowych pola elektromagnetycznego fali.

Na rysunku 221 pokazano pionowy przewodnik mn znajdujący się pod działaniem pola elektromagnetycznej fali płaskiej. Lewa strona rysunku przedstawia schematycznie, za pomocą wektorów E i H , kolejne linie sił pola elektrycznego i magnetycznego; kierunek ruchu linii sił wskazuje wektor P . Przy normalnej polaryzacji fali i pionowo umieszczonym przewodniku mn linie sił pola elektrycznego powinny podczas swego ruchu pokrywać się z przewodnikiem, a linie sił pola magnetycznego powinny być do niego prostopadłe.

W pewnej chwili linia sił pola elektrycznego pokryje się z przewodnikiem. Spowoduje to powstanie ładunków na powierzchni przewodnika: na górnej połowie przewodnika powstanie ładunek dodatni, na dolnej — ujemny (rys. 221a).



Rys. 221

W miarę przesuwania się fali ładunki na obu połówkach przewodnika będą wzrastały, co jest związane z wzrostem natężenia pola elektrycznego. Po pewnej chwili przez przewodnik będzie przechodziła środkowa część półfali; w tym momencie ładunek na przewodzie osiągnie wielkość największą. Dalej ładunek zacznie maleć, ponieważ natężenie pola elektrycznego będzie obecnie maleć. Po pierwszej półfali następuje druga (rys. 221b), której działanie jest takie samo jak pierwszej, z tym tylko, że ładunek górnej połowy przewodnika będzie teraz ujemny, a dolnej — dodatni. Po drugiej półfali następuje trzecia itd.

Zjawisko powstawania ładunków w przewodniku można wyjaśnić także działaniem składowej magnetycznej fali elektromagnetycznej.

Przedstawione na rysunku 221 linie sił pola magnetycznego, prostopadłe do przewodnika mn , poruszają się także w kierunku wskazanym przez wektor P i przecinając przewodnik indukują w nim SEM. Jak łatwo się przekonać korzystając z reguły prawej ręki, znaki SEM będą w danej chwili jednakowe wskutek działania składowej elektrycznej, jak i wskutek działania składowej magnetycznej fali elektromagnetycznej.

Wynika z tego, że fale elektromagnetyczne działając na przewodnik spowodują powstanie w nim zmiennej SEM o częstotliwości równej częstotliwości fal elektromagnetycznych i o fazie równej fazie czoła fali, przechodzącego przez przewodnik. Inaczej mówiąc, wskutek działania fal elektromagnetycznych powstaną w przewodniku drgania wymuszone.

Jeżeli pole fali elektromagnetycznej działając na przewodnik będzie zmieniało się zgodnie z wzorem:

$$E = E_m \sin \omega t,$$

to SEM indukowana w przewodniku wyniesie:

$$e = E_m h_m \sin \omega t,$$

gdzie

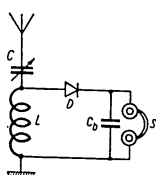
h_{sk} — wysokość skuteczna przewodnika.

Łatwo można sprawdzić, że jeżeli przewodnik będzie zajmował położenie nie pionowe, lecz poziome, to znaczy jeżeli będzie umieszczony równoległe do wektora P lub prostopadłe do płaszczyzny rysunku (rys. 221), to SEM w przewodniku w ogóle nie powstanie. W tym wypadku linie sił pola elektrycznego będą prostopadłe do przewodnika, a linie sił pola magnetycznego będą ślizgały się wzdłuż przewodnika nie przecinając go.

§ 3. ODBIÓR SYGNAŁÓW RADIOWYCH

Przy odbiorze sygnałów radiowych należy pochłonać, czyli odebrać energię fal elektromagnetycznych wytwarzanych przez stację radionadawczą. Zadanie takie spełnia antena odbiorcza, w której fale elektromagnetyczne wzbudzą SEM wielkiej częstotliwości.

Drugie zadanie odbioru radiowego polega na wybraniu radiostacji, której sygnały chcemy odbierać. Antena odbiorcza znajduje się jednocześnie pod działaniem wielu drgań elektromagnetycznych, pochodzących od wielu stacji radionadawczych. Jeżeli nie zastosowalibyśmy odpowiednich środków, to do aparatu odbiorczego dotarłyby jednocześnie sygnały wielu radiostacji i odbiór byłby niemożliwy. Pożądaną radiostację wybiera się za pomocą obwodów rezonansowych, dostrojonych do rezonansu na częstotliwości tej radiostacji, której sygnały chcemy odbierać. Zdolność odbiornika do wybierania sygnałów pożądaną radiostacją nazywa się **selektywnością**.



Rys. 222

Trzecim zadaniem odbioru radiowego jest przemiana odebranych drgań wielkiej częstotliwości, polegająca na wydzieleniu z nich sygnałów pierwotnych, które uruchamiają urządzenie odbiorcze (na przykład słuchawki lub głośnik). To zadanie w odbiorniku spełnia specjalny układ, zwany detektorem. W rzeczywistości detekcja odebranych sygnałów polega na wyprostowaniu drgań wielkiej częstotliwości.

Najprostszym odbiornikiem radiowym jest odbiornik z detektorem stykowym lub kryształkowym (odbiornik detektorowy). Zasadniczy układ takiego odbiornika widzimy na rysunku 222. Układ składa się z dwóch obwodów — obwodu antenowego i obwodu detektora. W skład obwodu antenowego wchodzi: antena, uziemienie i obwód rezonansowy, utworzony z kondensatora o zmiennej pojemności C i cewki indukcyjnej L . Obwód detektora składa się z detektora stykowego D i słuchawek S oraz z równoległe do nich przyłączonego kondensatora blokującego C_b . Dzięki kondensatorowi o zmiennej pojemności C obwód antenowy dostraja się do rezonansu na częstotliwości odbieranych sygnałów. W wyniku tego odbierany sygnał wytwarza w cewce L obwodu największy co do wielkości prąd. Napięcie z tej cewki doprowadza się do detektora. Sygnały stacji zakłócających, których częstotliwości różnią się od częstotliwości rezonansowej obwodu, wytwarzają w nim mniejsze prądy, a więc i mniejsze

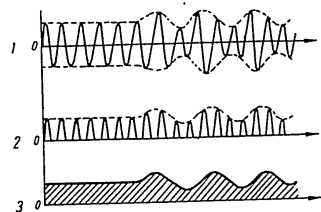
napięcia na zaciskach cewki. W ten sposób odfiltrowuje się sygnały zakłócające. Napięcie powstające na cewce powoduje przepływ prądu w obwodzie detektora.

Detektor stykowy składa się z kryształu wprasanego w specjalny maleńki kubeczek oraz ze sprężynki metalowej z zaostrowym końcem (rys. 223). Kryształem najczęściej jest *galena*, w postaci sztucznego siarczku ołowiu. Jeżeli przez taki detektor przepuszczamy prąd zmienny, to oporność detektora dla prądów o różnym kierunku jest niejednakowa. W jednym kierunku detektor przewodzi prąd dobrze, a w drugim — źle. Dzięki temu detektor prostuje prąd zmienny, tak że w obwodzie detekcyjnym prąd będzie miał charakter pulsujący.

Rysunek 224 wyjaśnia działanie odbiornika z detektorem stykowym. Wykres 1 na tym rysunku przedstawia napięcie wielkiej częstotliwości zbierane z cewki L , wykres 2 przedstawia prąd płynący przez detektor, a wykres 3 ilustruje przebieg prądu w słuchawkach odbiornika.



Rys. 223



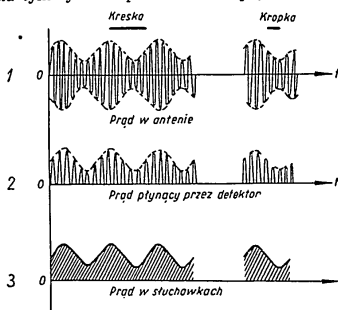
Rys. 224

Jeżeli nadajnik radiowy działa, lecz nie ma modulacji, to promieniowaniu drgania nie modulowane. Po detekcji w odbiorniku drgania te przekształcają się w prąd pulsujący, składający się ze składowej stałej oraz ze składowej zmiennej prądu wielkiej częstotliwości. Składowa zmienna przepływa przez kondensator C_b , nie przechodząc przez słuchawki, natomiast składowa stała płynie przez słuchawki. W naszym wypadku nie usłyszymy nic w słuchawkach, gdyż membrana przyciągnięta przez magnesy będzie nieruchoma.

W wypadku przesyłania sygnałów drgania będą zmodulowane i po detekcji otrzymamy prąd pulsujący zawierający składowe zmienne wielkiej i małej częstotliwości (częstotliwości modulującej). Składowa wielkiej częstotliwości, tak jak poprzednio, ominie słuchawki i przepłynie przez kondensator C_b , a składowa małej częstotliwości przepłynie przez słuchawki, których oporność uzwojenia dla danej częstotliwości jest dużo mniejsza niż oporność kondensatora C_b . Membrany słuchawek zaczną drgać i w słuchawkach usłyszymy sygnał.

Przy odbiorze sygnałów radiotelegraficznych sygnały te mogą być modulowane stałą częstotliwością akustyczną (emisja rodzaju A-2) lub też mogą być nie modulowane (emisja rodzaju A-1).

Rysunek 225 ilustruje graficznie zjawiska zachodzące w odbiorniku przy odbiorze sygnału telegraficznego złożonego z kreski i kropki (litera N), przesyłanego za pomocą drgań modulowanych (A-2). Wykres 1 na tym rysunku przedstawia napięcie na zaciskach wejściowych obwodu detekcyjnego, wykres 2 — przebieg prądu po detekcji, a wykres 3 ilustruje przebieg prądu w słuchawkach odbiornika.



Rys. 225

Pod działaniem prądu zmiennego o częstotliwości równej częstotliwości napięcia modulującego membrana zacznie drgać i w słuchawkach usłyszymy sygnał. Odbiornik detektorowy jest bardzo prosty, ale wskutek tego nie wzmacnia on odbieranych sygnałów, lecz jedynie je przetwarza. Dlatego promień zasięgu odbiornika detektorowego nie przekracza kilkuset kilometrów, nawet przy odbiorze stacji radiofonicznych o dużej mocy. Moc wyjściowa odbiornika jest mała i umożliwia pracę jedynie ze słuchawkami.

W warunkach okrętowych odbiornik z detektorem stykowym stosuje się jako odbiornik awaryjny.

§ 4. LAMPOWE ODBIORNIKI RADIOWE

Wybitnie szerokie zastosowanie znajdują w praktyce lampowe odbiorniki radiowe, w których odbywa się nie tylko detekcja odebranych drgań, ale również znaczne ich wzmocnienie, umożliwiające niezawodny odbiór sygnałów na dużych odległościach od nadajnika.

Zasadniczymi parametrami odbiornika radiowego są czułość, selektywność i zakres częstotliwości (długości fal).

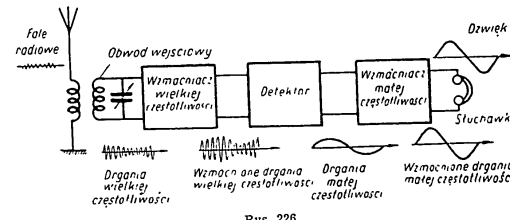
Czułością nazywa się zdolność odbiornika radiowego do odbierania słabych sygnałów. Określa się ją wielkością minimalnego napięcia, które trzeba doprowadzić z anteny na wejście odbiornika, aby uzyskać normalną słyszalność. Im mniejsze jest to napięcie, tym bardziej czuły jest odbiornik, i na odwrót. Czułość obecnie stosowanych odbiorników radiowych dochodzi do kilku mikrowoltów.

Selektywnością nazywa się, jak już powiedziano wyżej, zdolność odbiornika radiowego do wydzielania sygnałów pożądanej radiostacji spośród sygnałów innych radiostacji, których częstotliwość (długość fali) różni się od częstotliwości sygnałów odbieranych.

Zakres częstotliwości określa częstotliwość minimalną f_{\min} (λ_{\max}) oraz maksymalną f_{\max} (λ_{\min}), w granicach których możliwy jest normalny odbiór sygnałów radiowych.

Lampowe odbiorniki radiowe dzieli się na dwa zasadnicze typy: odbiorniki o wzmocnieniu bezpośrednim i odbiorniki superheterodynowe.

Przedstawiony na rysunku 226 schemat blokowy odbiornika o wzmocnieniu bezpośrednim składa się z następujących elementów: anteny, ob-



Rys. 226

wodu wejściowego, wzmacniacza wielkiej częstotliwości, detektora oraz wzmacniacza małej częstotliwości, zakończonego aparatem odbierającym (słuchawkami).

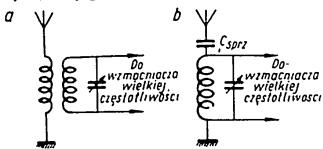
Napięcie sygnału z anteny doprowadza się poprzez obwód wejściowy na wejście wzmacniacza wielkiej (odbieranej) częstotliwości. Dzięki temu że obwodem wejściowym jest strojony obwód rezonansowy, uzyskuje się wskutek własności rezonansowych tego obwodu pewną selektywność oraz napięciowe wzmocnienie sygnału.

Wzmocnione przez wzmacniacz wielkiej częstotliwości sygnały podaje się na wejście detektora. Otrzymane w wyniku detekcji drgania zostają wzmocnione przez wzmacniacz małej częstotliwości i następnie doprowadzone do słuchawek, gdzie zostają przekształcone w drgania akustyczne, to jest w sygnały dźwiękowe. Charakterystyczną cechą odbiornika o wzmocnieniu bezpośrednim jest to, że odebrane sygnały przekształca o wzmocnieniu bezpośrednim w detektorze, gdzie drgania wielkiej (odbieranej) częstotliwości przekształca się w drgania małej częstotliwości.

Obwodem wejściowym jest strojony obwód rezonansowy, sprzężony w pewien sposób z anteną. Najszersze zastosowanie znajduje sprzężenie indukcyjne (rys. 227a); rzadziej stosuje się sprzężenie pojemnościowe (rys. 227b). Anteny nie łączy się z obwodem wejściowym bezpośrednio, w tym wypadku bowiem pojemność anteny, włączona równoległo do kondensatora obwodu, zwiększałaby znacznie jego pojemność połączoną i tym samym ograniczałaby możliwość odbioru sygnałów na częstotliwości i tym samym ograniczałaby możliwość przyłączenia anteny nie pozwalających falach. Ponadto bezpośrednie przyłączenie anteny nie pozwoliłoby na tak zwane jednogławkowe strojenie odbiornika, przy którym kondensatory kilku obwodów mają jednakową pojemność, są umieszczone

na jednej osi, a okładziny ich rotorów są obracane synchronicznie za pomocą jednej gałki.

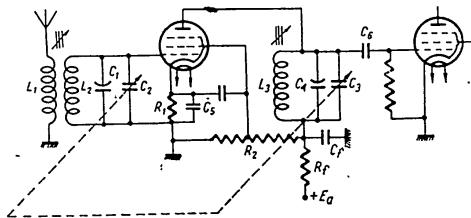
Gdy obwód sprzęga się z anteną poprzez kondensator C_{sprz} , uzyskuje się to, że jego niewielka pojemność (rzędu kilkudziesięciu pikofaradów) jest połączona szeregowo z pojemnością anteny, wpływ anteny na zwiększenie pojemności obwodu jest więc nieznaczny.



Rys. 227

Wzmocnienie wielkiej częstotliwości jest konieczne dla zwiększenia amplitudy napięcia odbieranego sygnału. Do tego celu służy wzmacniacz rezonansowy, w którym rolę obciążenia w anodzie spełnia strojony obwód rezonansowy. Zasadniczy układ jednego stopnia wzmacniacza rezonansowego widzimy na rysunku 228.

Napięcie sygnału, wzmocnione Q razy przez obwód wejściowy L_2C_2 (przy dostrójeniu tego obwodu do rezonansu), oddziałuje na siatkę sterującą pentody wielkiej jakości. Jednocześnie w celu uniknięcia prądu siatkowego, którego obecność zwiększa straty w obwodzie wejściowym,



Rys. 228

na siatkę sterującą lampy podaje się ujemne przedpięcie, uzyskane dzięki istnieniu oporności katodowej R_1 , zbrocznikowanej kondensatorem C_5 . Powstająca w obwodzie anodowym lampy zmienna składowa prądu, przechodząc przez obwód L_3C_3 , wytwarza na jego zaciskach napięcie zmienne, które poprzez kondensator C_4 przesyła się na wejście następnego stopnia odbiornika.

Linia przerywana łącząca kondensatory C_2 i C_3 pokazuje, że ich pojemności zmieniają się za pomocą pokręcania jednej gałki. Siatkę ekranującą zasilają z źródła napięcia anodowego E_a przez dzielnik R_2 .

Aby uniknąć samowzbudzenia wzmacniacza poprzez wspólne sieci anodowego zasilania stopni odbiornika, w układzie znajduje się filtr odsprzę-

gający, składający się z oporności R_f i kondensatora C_f . Dla prądu wielkiej częstotliwości oporność R_f jest znacznie większa od oporności kondensatora C_f , dlatego drgania wielkiej częstotliwości przez kondensator filtra C_f dostają się wprost na katodę, nie dochodząc do przewodów sieci zasilającej. W celu dostrójenia obydwu obwodów przy pierwszej (fabrycznej) regulacji, równoległe do kondensatorów strojących C_2 i C_3 przyłącza się półzmiennie kondensatory C_1 i C_4 (trymery — przyp. tłum.). Zadaniem ich jest spełnianie nieraz rdzenie z magnetodielektryka (oznaczone schematycznie na rysunku 228 za pomocą równoległych linii ze strzałkami), w które wyposażają się cewki.

Rozpatrywany przez nas układ ma szeregowo zasilanie obwodu anodowego. Niekiedy stosuje się układ równoległego zasilania, nie różniący się w zasadzie od analogicznego, omówionego wyżej układu równoległego zasilania generatora.

Wzmocnienie stopnia wzmacniacza rezonansowego w układzie pokazanym na rysunku 228 można łatwo określić wychodząc z ogólnego wzoru na wzmocnienie napięciowe stopnia:

$$k_u = k \frac{R_r}{R_w + R_r},$$

gdzie

R_r — oporność równoważna nastrojonego obwodu L_2C_2 , równa, jak wiadomo:

$$R_r = \frac{\omega_0^2 L_2^2}{R_3},$$

gdzie

R_3 — oporność czynna obwodu.

Uwzględniając, że oporność wewnętrzna pentody R_w jest znacznie większa od oporności obwodu R_r , możemy napisać:

$$k_u \approx \frac{k}{R_w} R_r.$$

Stosunek $\frac{k}{R_w} = S$, czyli ostatecznie: $k_u \approx SR_r$.

A więc, ażeby we wzmacniaczach wielkiej częstotliwości uzyskać duże wzmocnienie stopnia, należy stosować lampy o dużym nachyleniu S oraz obwody z dużą opornością równoważną R_r .

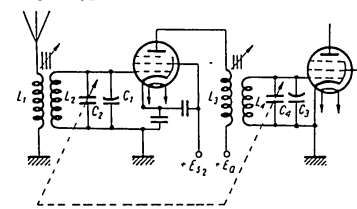
Rozpatrzony układ wzmacniacza rezonansowego z bezpośrednim włączeniem obwodu rezonansowego do obwodu anody ma następujące wady:

1. Ponieważ lampa jest włączona równoległe do obwodu, zwiększa jego tłumienie, wskutek czego maleje oporność równoważna obwodu R_r .
2. Międzyelektrodowa pojemność lampy anoda-katoda (zwana pojemnością wyjściową), która jest włączona równoległe do kondensatora obwodu C_3 , może rozstroić obwód przy wymianie lampy.
3. Aby napięcie anodowe nie dostawało się na wejście następnej lampy, konieczny jest kondensator C_6 . W związku z tym, żeby lampa nie zatykała się, trzeba włączyć między siatkę a katodę opór upływowy, a to

z kolei również zmniejsza dobroć obwodu Q (zmniejsza R_1); opór upływowy działa bowiem jakby był równolegle połączony z obwodem.

4. Rozpatrywany układ w szeregu przypadków pracuje niestabilnie (wzbudza się).

Wad tych pozbawiony jest inny układ, pokazany na rysunku 229. W tym wypadku obwód L_4C_4 jest przyłączony do anody lampy nie bezpośrednio, lecz za pomocą cewki sprzęgającej L_3 .



Rys. 229

Układ taki nazwano rezonansowym wzmacniaczem transformatorowym m. Układ ten nie wymaga kondensatora sprzęgającego i oporu upływowego. Ponadto lampy nie bocznikuje bezpośrednio obwodu i dzięki temu wpływa jedynie nieznacznie na jego

oporność równoważną i pojemność. Wzmocnienie układu jest w tym wypadku nieco mniejsze niż poprzednio; określa je wzór:

$$k_u = SR_1 \frac{M}{L_4}$$

Zwiększanie wzmocnienia przez powiększanie indukcyjności wzajemnej między cewkami L_3 i L_4 jest niewskazane, gdyż wraz ze wzrostem M rośnie oporność wnoszona przez obwód do obwodu L_4C_4 , wskutek czego maleje dobroć obwodu Q , a także jego oporność równoważna R_1 .

Należy pamiętać, że wzmacniacz rezonansowy nie tylko wzmacnia napięcie odbieranych sygnałów, ale jednocześnie, dzięki obecności strojonych obwodów rezonansowych, powiększa selektywność odbiornika.

§ 5. DETEKCCJA

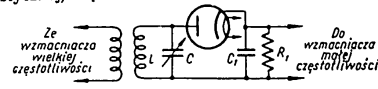
Najbardziej rozpowszechnione są trzy rodzaje detekcji: diodowa, anodowa i siatkowa.

Detekcja diodowa oparta jest na zasadzie wykorzystania własności prostowniczych lampy dwuelektrodowej. Zasadniczy układ detektora diodowego pokazuje rysunek 230.

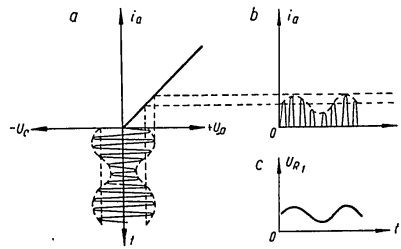
Napięcie sygnału z obwodu wzmacniacza wielkiej częstotliwości LC dochodzi do anody diody. W obwodzie diody włączona jest oporność obciążenia R_1 , zbocznikowana kondensatorem C_1 .

Rysunek 231 ilustruje zjawiska zachodzące w obwodzie detektora. Działanie na anodę diody odebranego sygnału zmodulowanego widzimy na rysunku 231a. W wyniku tego działania w obwodzie anodowym diody powstaje prąd pulsujący, zawierający składowe wielkiej i akustycznej częstotliwości (rys. 231b).

Składowa prądu wielkiej częstotliwości omija oporność R_1 i jest zwierana przez kondensator C_1 , a składowa prądu częstotliwości akustycznej przepływa przez oporność obciążenia detektora R_1 wytwarzając na nim spadek napięcia U_{R_1} (rys. 231c), przekazywany następnie do wzmacniacza małej (akustycznej) częstotliwości.



Rys. 230



Rys. 231

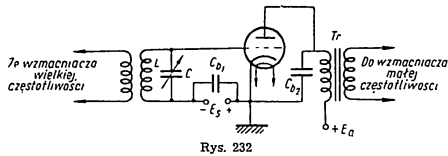
W detektorze diodowym może bez zniekształceń odbywać się detekcja napięcie sygnału o amplitudzie do kilkudziesięciu woltów. Odwrotnie, przy napięciach o małych amplitudach pojawiają się zniekształcenia wskutek pracy na dolnym, krzywoliniowym odcinku charakterystyki. Detektor diodowy nie jest czuły na słabe sygnały oraz, w odróżnieniu od pozostałych rodzajów detektorów, nie daje wzmocnienia. Pomimo tych braków znajduje on najszersze zastosowanie we współczesnych odbiornikach superheterodynowych, w których sygnał jest silnie wzmocniony przed podaniem go na detektor. Głównym zadaniem, jakie detektor ma spełniać w tych odbiornikach, jest otrzymanie minimalnych zniekształceń.

Detekcja anodowa występuje w układzie pokazanym na rysunku 232. Układ ten zawiera trójelektrodową lub wielelektrodową lampę (pentodę), na której siatkę z obwodu LC podaje się wzmocnione napięcie sygnału. Jednocześnie na siatkę podaje się napięcie ujemne E_s z osobnego źródła zablokowanego kondensatorem C_{11} .

Napięcie to ustala punkt pracy w początku charakterystyk lampy (rys. 233).

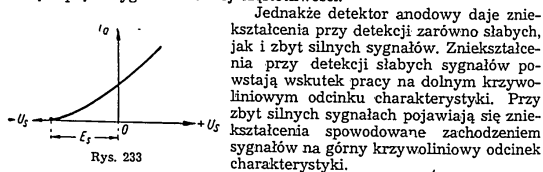
Odebrany sygnał zmodulowany działając na siatkę lampy (rys. 234a) zostaje wyprostowany w obwodzie anodowym (rys. 234b), w wyniku czego w obwodzie przepływa prąd pulsujący i_a o małej częstotliwości (rys. 234c). Składowa wielkiej częstotliwości wyprostowanego prądu zamyka się przez

kondensator C_{b2} omijając uzwojenie transformatora. Składowa małej częstotliwości indukuje w uzwojeniu wtórnym transformatora napięcie zmienne (rys. 234d), podawane następnie na wzmacniacz małej częstotliwości.



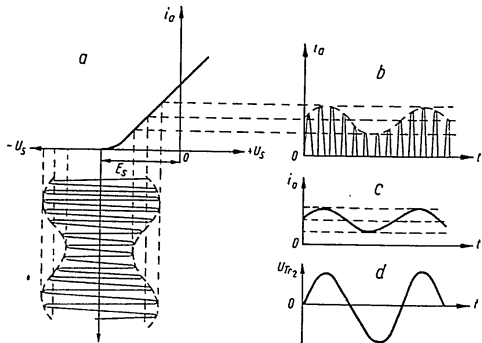
Rys. 232

W detektorze anodowym, w odróżnieniu od detektora diodowego, zachodzi nie tylko detekcja, ale również wzmocnienie podawanego na siatkę napięcia sygnału wielkiej częstotliwości.



Rys. 233

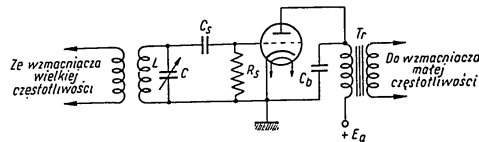
Jednakże detektor anodowy daje zniekształcenia przy detekcji zarówno słabych, jak i zbyt silnych sygnałów. Zniekształcenia przy detekcji słabych sygnałów powstają wskutek pracy na dolnym krzywoliniowym odcinku charakterystyki. Przy zbyt silnych sygnałach pojawiają się zniekształcenia spowodowane zachodzeniem sygnałów na górny krzywoliniowy odcinek charakterystyki.



Rys. 234

Detekcja siatkowa wykorzystuje do prostowania napięcia odbieranych sygnałów obwód siatkowy lampy.

Zasadniczy układ detektora siatkowego widzimy na rysunku 235. Poza znanymi już elementami — lampą, obwodem LC, transformatorem Tr i źródłem zasilania, układ zawiera opór upływowy R_s i kondensator C_s . Napięcie zmodulowanego sygnału otrzymane z obwodu LC odprowadza się przez kondensator C_s do obwodu siatkowego lampy (rys. 236a).



Rys. 235

Dodatknie półokresy napięcia zmiennego dają w obwodzie siatkowym impulsy prądu siatkowego, to znaczy odbierane sygnały zostają w obwodzie siatki wyprostowane (rys. 236b). Wyprostowane drgania zawierają pulsujący prąd małej częstotliwości (rys. 236c) oraz składową wielkiej częstotliwości (rys. 236d). Wielka częstotliwość zamyka się przez kondensator C_s omijając opór upływowy R_s . Składowa prądu małej częstotliwości przepływa przez opór R_s i wytwarza na nim spadek napięcia, którego minus podawany jest na siatkę (rys. 236e).

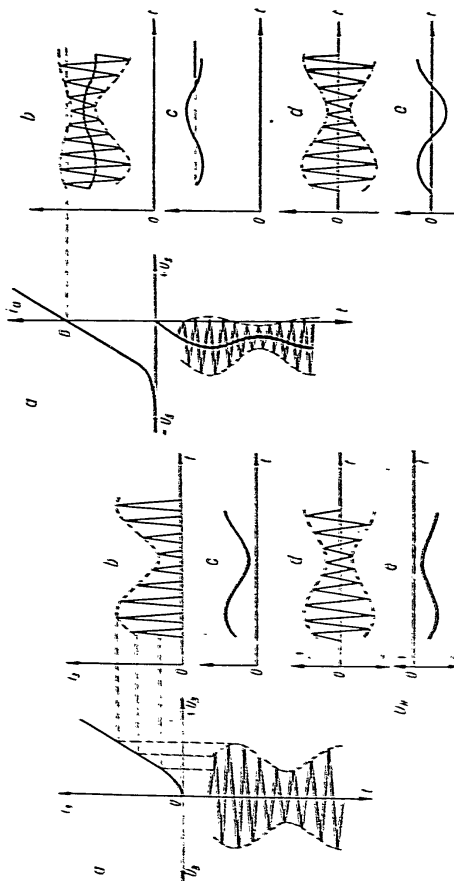
Następnie działające na siatkę napięcie ujemne, zmieniające się z małą częstotliwością, oraz napięcie wielkiej częstotliwości sterują prądem anodowym (rys. 237a), w wyniku czego prąd anodowy lampy (rys. 237b) zawiera składowe małej częstotliwości (rys. 237c) i wielkiej częstotliwości (rys. 237d). Składowa prądu anodowego o małej częstotliwości przepływa przez uzwojenie pierwotne transformatora Tr indukuje w jego uzwojeniu wtórnym SEM (rys. 237e), którą następnie doprowadza się do wzmacniacza małej częstotliwości. Składowa wielkiej częstotliwości zamyka się przez kondensator C_s omijając transformator.

W porównaniu z detekcją diodową i anodową detekcja siatkowa jest najbardziej czuła na słabe sygnały. Wadą detektora siatkowego jest to, że przy silnych sygnałach (dużych amplitudach napięcia odbieranych sygnałów) pojawiają się duże zniekształcenia.

Reakcję (dodatnie sprzężenie zwrotne) stosuje się, aby zwiększyć wzmocnienie odbiornika oraz umożliwić odbiór nie modulowanych sygnałów telegraficznych.

Zasada reakcji polega na tym, że do obwodu siatki stopnia detekcji wprowadza się z obwodu anodowego SEM wielkiej częstotliwości, która zwiększa napięcie na wejściu lampy detekcyjnej. Rysunek 238 przedstawia układ z reakcją.

Do obwodu anodowego lampy detekcyjnej włączona jest cewka L_1 , zwana cewką sprzężenia zwrotnego. Cewka ta jest sprzężona indukcyjnie z cewką obwodu L . Składowa zmienna prądu anodowego wielkiej częstotliwości



119m. 237B

119m. 237C

tlności (rys. 237d) przepływając przez cewkę L_1 indukuje w cewce L dodatkową SEM, która przy właściwym połączeniu końcówek cewki L_1 będzie w fazie z SEM sygnału na obwodzie LC. W wyniku tego amplituda napięcia na siatce lampy detekcyjnej wzrasta, dzięki czemu wzrasta także napięcie w uzwojeniu wtórnym transformatora małej częstotliwości.

Jeżeli cewki L_1 i L sprzęgniemy ze sobą bardzo silnie, to energia dostarczana przez obwód siatki całkowicie skompensuje straty w obwodzie LC; w obwodzie tym powstaną nie tłumione drgania własne, to jest stopień detekcyjno-reakcyjny przekształci się w generator samowzbudny.

Częstotliwość generowanych drgań będzie określona przez parametry obwodu LC.

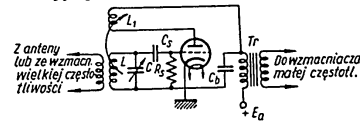
Przy odbiorze sygnałów modulowanych, a w szczególności sygnałów telefonicznych, nie należy sprzężenia zwrotnego zwiększać aż do generacji. W tym bowiem wypadku drgania własne układu z reakcją sumując się z drganiami odbieranymi spowodowałyby silne zniekształcenie tych ostatnich.

Przedstawiony na rysunku 238 układ stopnia detekcyjno-reakcyjnego stosuje się rzadko. Wada jego polega na tym, że sprzężenie zwrotne zmienia się przez przemieszczanie cewki L_1 w stosunku do cewki L . Wpływa to silnie na indukcyjność i pojemność kondensatora obwodu LC i zmienia jego częstotliwość.

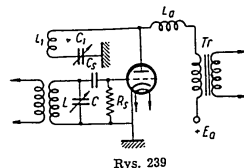
W praktyce częściej stosuje się układ pokazany na rysunku 239. W układzie tym sprzężenie zwrotne zmienia się za pomocą kondensatora zmiennej pojemności C_1 połączonego szeregowo z cewką sprzężenia zwrotnego L_1 . Ze wzrostem pojemności tego kondensatora sprzężenie zwrotne wzrasta.

Cewka L_1 w tym układzie jest nieruchoma, dzięki czemu maleje jej wpływ na strojenie obwodu LC oraz sama regulacja sprzężenia zwrotnego odbywa się bardziej płynnie. Aby składowa prądu anodowego wielkiej częstotliwości przepływała przez cewkę sprzężenia zwrotnego L_1 i kondensator C_1 i nie odpływała przez uzwojenie transformatora małej częstotliwości mającego dużą pojemność międzyzwojową, z uzwojeniem transformatora połączony jest szeregowo diodzik wielkiej częstotliwości L_e .

Reakcję stosuje się jedynie w odbiornikach o wzmożeniu bezpośrednim, zwiększa ona bowiem znacznie czułość odbiornika i umożliwia od-



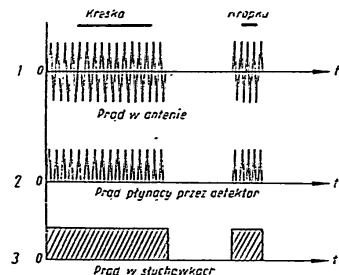
Rys. 238



Rys. 239

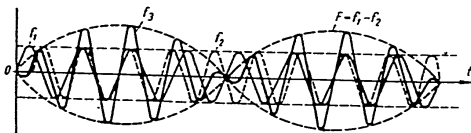
biór nie modulowanych sygnałów telegraficznych*. Jednocześnie jednak reakcja utrudnia manipulację odbiornikiem, gdyż wymaga dodatkowej gałki regulacyjnej, a także zmniejsza stałość pracy odbiornika. Przy odbiorze sygnałów telefonicznych sprzężenie zwrotne zmniejszając tłumienie obwodu wyostrza krzywą rezonansową, wskutek czego silnie maleje wzmocnienie wstęg bocznych i powstają zniekształcenia.

Przy odbiorze telegraficznych sygnałów nie modulowanych (rys. 240) przez słuchawki (lub głośnik) przepływa prąd stały w postaci oddzielnych impulsów o różnej długości (kreska, kropka). Dźwięku w słuchawkach przy tym nie będzie, słychać będzie tylko trzaski odpowiadające początkowi i końcowi kreski lub kropki. Oczywiście w takich warunkach nie można rozpoznać przyjmowanych sygnałów.



Rys. 240

Przy odbiorze telegraficznych sygnałów nie modulowanych stosuje się metodę dudnień. Istota tej metody polega na tym, że na detektor podaje się jednocześnie dwa napięcia zmienne o różnych częstotliwościach: jedno napięcie o częstotliwości f_1 pochodzi od odbieranego sygnału, a drugie, którego częstotliwość oznaczmy przez f_2 , przyłożone jest z lokalnego generatora wielkiej częstotliwości o małej mocy, czyli z tak zwanej heterodyny.



Rys. 241

Rysunek 241 ilustruje wynik graficznego zsumowania tych drgań. Widzimy, że w pewnej chwili napięcia o częstotliwościach f_1 i f_2 są zgodne w fazie, a następnie przesunięcie fazy między nimi zaczyna wzrastać. Po pewnym czasie fazy napięć będą znowu zgodne, po czym znowu przesunięcie między nimi zacznie się zwiększać itd.

* Wyjaśnienie zasady odbioru drgań nie modulowanych — patrz niżej (przyp. red.).

W wyniku dodania napięć o częstotliwościach f_1 i f_2 otrzymujemy napięcie wypadkowe o częstotliwości

$$f_3 = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

Amplituda tego wypadkowego napięcia nie jest stała, lecz zmienia się z częstotliwością $F = f_1 - f_2$, zwaną częstotliwością dudnień. Jeżeli częstotliwość dudnień wybierzemy w granicach słyszalnego zakresu, to po detekcji w słuchawkach odbiornika pojawi się prąd o częstotliwości akustycznej i sygnał zostanie usłyszany.

Jeżeli przy odbiorze nie modulowanych sygnałów telegraficznych (emisja rodzaju A-1) stosuje się sprzężenie zwrotne, można obejść się bez heterodyny; zadanie jej bowiem spełnia stopień detekcyjno-reakcyjny. W tym celu sprzężenie między cewkami L_1 i L zwiększa się aż do powstania drgań własnych (do samowzbudzenia) i obwód LC rozstraja się nieznacznie w stosunku do częstotliwości odbieranego sygnału. Wówczas drgania własne układu z reakcją wytwarzają dudnienia z drganiami sygnału. Jeżeli częstotliwość tych dudnień, która — jak wiadomo — równa się różnicy częstotliwości sygnału i częstotliwości stopnia reakcji, znajduje się w granicach słyszalności, to po detekcji w obwodzie anodowym lampy detekcyjnej powstanie częstotliwość akustyczna, czyli mała.

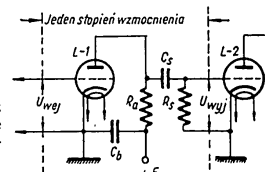
Częstotliwość akustyczną można zmieniać przestrajając obwód LC, to jest można dobierać optymalny z punktu widzenia dogodności odbioru ton sygnału. Taki rodzaj odbioru sygnałów nie modulowanych nosi nazwę odbioru autodynego.

§ 6. WZMOCNIENIE MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Wzmocnienie małej częstotliwości różni się od wzmocnienia wielkiej częstotliwości tym, że obciążenie w obwodzie anodowym powinno mieć w miarę możliwości jednakową oporność dla wszystkich częstotliwości wzmocnianego zakresu; ponadto amplituda wzmocnianego napięcia jest znacznie większa od amplitudy napięcia przy wzmocnianiu wielkiej częstotliwości.

Najbardziej rozpowszechnionym układem wzmacniacza małej częstotliwości, szczególnie w odbiornikach radiofonicznych, jest wzmacniacz oporowy. Ponadto stosuje się jeszcze wzmacniacze dławikowe i transformatorowe.

Wzmacniacz oporowy. Zasadniczy układ takiego wzmacniacza widzimy na rysunku 242. Pokazano tu jeden stopień wzmacnienia oraz jego sprzężenie z lampą stopnia następnego. Obciążeniem obwodu anodowego lampy jest opór R_a , na którym wydziela się wzmocnione napięcie. Napięcie to przez kondensator sprzęgający C_s podaje się na siatkę lampy następnego stopnia.



Rys. 242

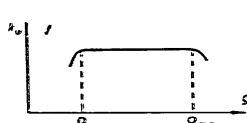
Kondensator sprzęgający odgradza siatkę następczej lampy od stałego napięcia anodowego pierwszej lampy. Aby umożliwić elektronom odpływ z siatki, między siatką i katodą włączony jest opór upływowy R_p . Wzmocnienie jednego stopnia określić można znanym wzorem:

$$k_s = \frac{U_{wyj}}{U_{wej}} = k \frac{R_c}{R_p + R_c}$$

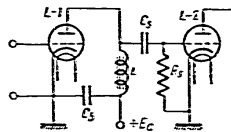
Przytoczony wzór nie uwzględnia wpływu kondensatora sprzęgającego C_s i pojemności wejściowej następczego stopnia. Pojemność taka jest utworzona przez pojemności międzyelektrodowe lamp $L-1$ i $L-2$ oraz przez pojemności między przewodami i elementami układu (pojemności montażowe).

Na małych częstotliwościach wzmocnianego zakresu zaznacza się wpływ kondensatora sprzęgającego C_s . Oporność jego na małych częstotliwościach wzrasta, spadek napięcia na kondensatorze powiększa się i napięcie podawane na siatkę lampy $L-2$ maleje.

Na dużych częstotliwościach wzmocnienie także maleje, teraz bowiem wpływa na nie pojemność wejściowa. Pojemność ta, jako załączona równoległe do oporu R_p , na dużych częstotliwościach wzmocnianego zakresu zmniejsza oporność obciążenia, wskutek czego maleje także napięcie U_{wyj} podawane na siatkę lampy $L-2$.



Rys. 243



Rys. 244

Jeżeli zależność wzmocnienia stopnia k_s od wzmocnianej częstotliwości Ω przedstawimy na wykresie, to otrzymamy tak zwaną charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza oporowego (rys. 243). Charakterystyka taka pokazuje, że wzmacniacz oporowy daje równomierne wzmocnienie w dość szerokim zakresie wzmocnianych częstotliwości i jedynie na częstotliwościach mniejszych od Ω_{min} i większych od Ω_{max} zauważa się „spadek” charakterystyki, to jest zmniejszenie wzmocnienia: w pierwszym wypadku — wskutek wpływu kondensatora sprzęgającego C_s , a w drugim — wskutek wpływu pojemności wejściowej następczego stopnia.

Wadą wzmacniacza oporowego jest to, że daje on stosunkowo nieduże wzmocnienie. Drugą cechą ujemną tego urządzenia jest konieczność stosowania nieco zwiększonego napięcia anodowego źródła zasilającego, co jest spowodowane spadkiem napięcia na oporności obciążenia R_c przy przepływie składowej stałej prądu anodowego.

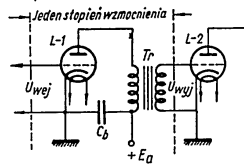
Wzmacniacz dławikowy (rys. 244) różni się od wzmacniacza oporowego tylko tym, że zamiast oporu obciążenia R_c w obwodzie anodowym lampy wzmacniającej umieszczony jest dławik L małej częstotliwości z rdzeniem żelaznym. Ponieważ dla stałej składowej prądu anodowego

oporność dławika jest niewielka, można stosować źródło prądu anodowego z obniżonym napięciem. Wzmocnienie dawane przez ten układ jest prawie takie samo, jak w wypadku wzmacniacza oporowego.

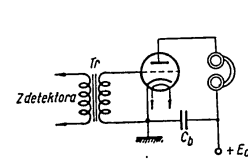
Poza tym wzmacniacz dławikowy ma nieco gorsze parametry w porównaniu ze wzmacniaczem oporowym. Wzmocnienie w tym układzie zależy w znacznym stopniu od częstotliwości: im większa jest częstotliwość, tym większa jest oporność indukcyjna obciążenia anodowego, a więc tym większe wzmocnienie; w wyniku tego rosną zniekształcenia częstotliwościowe we wzmacniaczu. Ponadto dławik z rdzeniem żelaznym ma duży ciężar i zajmuje więcej miejsca.

Z tego powodu wzmacniacze dławikowe stosuje się w odbiornikach rzadko. Częściej można je spotkać w nadajnikach radiowych jako stopnie modulatorów.

Wzmacniacz transformatorowy ma jako obciążenie anodowe transformator Tr małej częstotliwości z dwoma uzwojeniami (rys. 245).



Rys. 245



Rys. 246

Uzwojenie pierwotne włącza się w obwód anodowy lampy wzmacniającej $L-1$, a uzwojenie wtórne, które jest wyjściem wzmacniacza, łączy się z siatką lampy $L-2$ następczego stopnia. Ponieważ oba uzwojenia — pierwotne i wtórne — w transformatorze są od siebie odizolowane elektrycznie, odpada konieczność stosowania kondensatora sprzęgającego i oporu upływowego.

Wzmacniacz transformatorowy pozwala na uzyskanie większego wzmocnienia napięcia niż wzmacniacz oporowy czy dławikowy. Tłumaczy się to tym, że oprócz wzmocnienia dawanego przez lampę zastosowanie transformatora podwyższającego powoduje również wzrost napięcia.

Wadą wzmacniacza transformatorowego jest niejednakowe wzmocnienie różnych częstotliwości. Wzmacniacz transformatorowy stosuje się wtedy, gdy konieczne jest duże wzmocnienie przy małej ilości lamp.

Stopień końcowy wzmacniacza jest to stopień, do którego zacisków wyjściowych przyłącza się słuchawki lub głośnik; wydzielana przez niego moc powinna być wystarczająco duża.

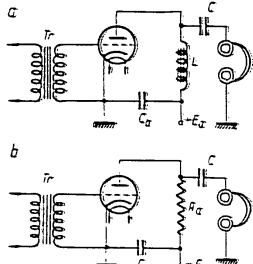
W celu uzyskania największej mocy wyjściowej anodowa oporność obciążenia powinna być dopasowana do wewnętrznej oporności lampy. W wypadku zastosowania na przykład triody oporność obciążenia powinna być w przybliżeniu równa oporności wewnętrznej lampy. Przy pentodach i tetrodach strumieniowych oporność obciążenia przyjmuje się 5 ÷ 10 razy mniejszą od wewnętrznej oporności lampy.

Rysunek 246 pokazuje najprostszY układ przyłączenia obciążenia, czyli w tym wypadku słuchawek.

Układ ten nie pozwala na dopasowanie oporności obciążenia do wewnętrzne go oporu lampy, gdyż oporność słuchawek dla prądu częstotliwości akustycznej jest stosunkowo nieduża.

Wada tego układu polega także na tym, że przez słuchawki przepływa stała składowa prądu anodowego. Dlatego aby nie dopuścić do rozmagnesowania się magnesów, trzeba przestrzegać właściwej biegunowości przyłączenia słuchawek.

W celu ochrony słuchawek przed rozmagnesowaniem stosuje się wyjście dławikowe (rys. 247a) lub oporowe (rys. 247b). W obu tych wypadkach słuchawki przyłącza się równoległe do oporności obciążenia (dławika L lub oporu R), przez kondensator sprzęgający C . Kondensator ten nie dopuszcza stałej składowej prądu anodowego do słuchawek, a równocześnie przepuszcza do nich bez strat składową małej częstotliwości prądu anodowego.



Rys. 247

Rys. 248

Najlepsze jest wyjście transformatorowe (rys. 248), po raz pierwszy zastosowane jeszcze w 1899 r. przez P. N. Rybikina. W układzie tym słuchawki przyłącza się do wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego Tr_2 . Wyjście transformatorowe nie tylko odgradza słuchawki od działania stałej składowej prądu anodowego, ale pozwala także dopasować oporność obciążenia (słuchawek) do oporu wewnętrzne go lampy, aby to uzyskać, należy dobrać odpowiedni stosunek ilości zwojów uzwojenia pierwotne go i uzwojenia wtórnego transformatora Tr_2 .

§ 7. ODBIORNIKI SUPERHETERODYNOWE

Odbiornik o wzmacnieniu bezpośrednim obok pewnych zalet (prostota układu, mała ilość lamp) ma także i poważne wady.

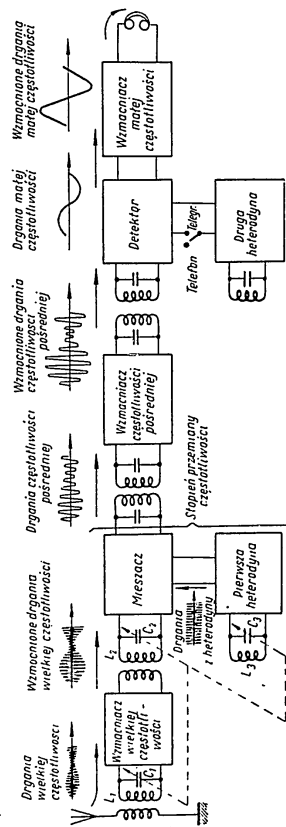
Należą do nich przede wszystkim: mała czułość, za mała selektywność i, co najważniejsze, niestałość czułości i selektywności w zakresie częstotliwości odbieranych sygnałów.

Z tego powodu obecnie stosowane odbiorniki radiowe, w tej liczbie i okrutnie, prawie wyłącznie wykonuje się jako odbiorniki superheterodynowe.

Zasada działania odbiornika superheterodynowe go polega na tym, że drgania wielkiej częstotliwości odebranego sygnału przemienia się najpierw w drgania o tak zwanej częstotliwości pośrednie j. Częstotliwość pośrednia w danym odbiorniku radiowym jest dokładnie określona i stała, nie zależy przy tym od częstotliwości odbieranego sygnału.

Na rysunku 249 przedstawiono schemat blokowy odbiornika superheterodynowe go. Jak widać z rysunku, odbiornik superheterodynowy zawiera następujące elementy zasadnicze:

- 1) obwód wejściowy (obwód L_1C_1), dzięki któremu uzyskuje się wstępną selekcję odbieranego sygnału;
 - 2) wzmacniacz wielkiej częstotliwości, za pomocą którego uzyskuje się selektywność i wzmacnienie odebrane j częstotliwości;
 - 3) stopień przemiany częstotliwości, przekształcający sygnał wielkiej częstotliwości w drgania częstotliwości pośrednie j;
 - 4) wzmacniacz częstotliwości pośrednie j, zwiększający znacznie czułość i selektywność odbiornika;
 - 5) detektor służący do przekształcania drgań częstotliwości pośrednie j w drgania małej częstotliwości;
 - 6) wzmacniacz małej częstotliwości, wzmacniający sygnał po detekcji do pożądanego poziomu, zapewniającego pracę słuchawek lub głośnika.
- Obwód wejściowy oraz wzmacniacze wielkiej i małej częstotliwości w budowie swe j nie różnią się od rozpatrzonych wyżej.



Rys. 249

Stopień przemiany częstotliwości składa się z mieszacza i heterodyny. Mieszacz jest w istocie stopniem odbiornika pracującym w warunkach pracy detektora. Na wejście mieszacza podaje się jednocześnie dwa napięcia: napięcie sygnału o częstotliwości f_{syg} i napięcia heterodyny o częstotliwości f_{het} .

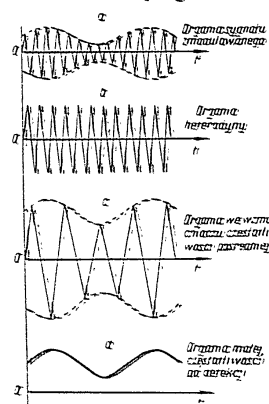
Ponieważ częstotliwości tych napięć różnią się od siebie o ściśle określoną wielkość, na wejściu mieszacza powstają dudnienia. Częstotliwość dudnienia równa się, jak wiadomo, różnicy częstotliwości napięcia heterodyny i napięcia sygnału:

$$f_d = f_{\text{het}} - f_{\text{syg}}$$

Do obwodu anodowego stopnia mieszającego włącza się obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość dudnień.

A zatem, po detekcji dudnień w obwodzie tym wydzielają się drgania o częstotliwości f_d , zwanej częstotliwością pośrednią i oznaczanej przez $f_{\text{poś}}$.

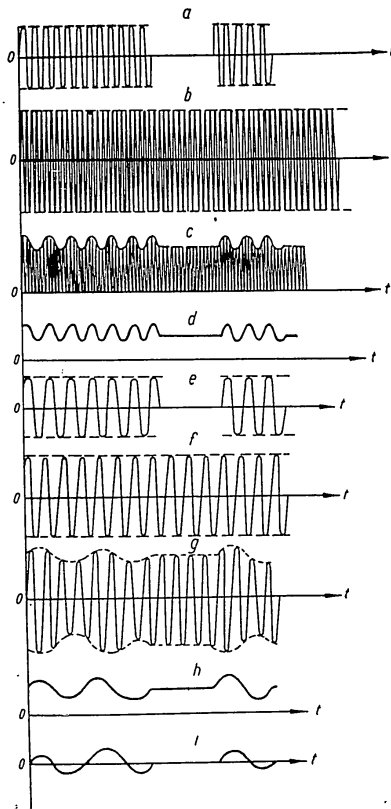
Stosowana w odbiornikach superheterodynowych częstotliwość pośrednia zawiera się w granicach 110 ÷ 130 kHz lub 450 ÷ 470 kHz, przy czym niezależnie od częstotliwości



Rys. 250

Byłoby to drgania małej częstotliwości (wykres d), których kształt jest określony przez obwisywanie drgań częstotliwości pośredniej.

Przy odbiorze nie modylowanego sygnału telegraficznego (rys. 251a, dzięki działaniu drgań heterodyny (rys. 251b) powstają dudnienia, które



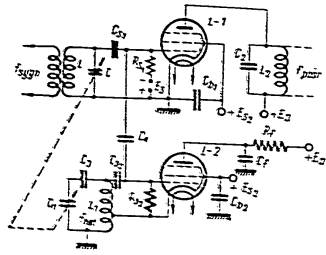
Rys. 251

w obwodzie anodowym mieszacza dają pulsujący prąd anodowy (rys. 251c i d).

W wyniku tego w obwodzie anodowym mieszacza wydziela się drgania częstotliwości pośredniej (rys. 251e). Gdybyśmy drgania te po wzmocnieniu poddali detekcji, to na wyjściu detektora otrzymalibyśmy impulsy prądu o różnej długości (kreska, kropka), które, jak wiadomo, nie pozwalają na rozpoznanie sygnału za pomocą słuchawek.

Dlatego jednocześnie z drganiami częstotliwości pośredniej na wejście detektora podaje się z drugiej heterodyny drgania o częstotliwości różniacej się od częstotliwości pośredniej o wielkość częstotliwości akustycznej (rys. 251f). Powstałe przy tym na wejściu detektora dudnienia o częstotliwości równej różnicy częstotliwości drugiej heterodyny i częstotliwości pośredniej (rys. 251g) poddaje się detekcji. W wyniku detekcji w obwodzie anodowym detektora pojawia się składowa prądu małej częstotliwości (rys. 251h), która we wtórnym uzwojeniu transformatora małej częstotliwości lub po przejściu przez kondensator sprzęgający daje napięcie zmienne małej częstotliwości (rys. 251i).

A zatem przy odbiorze przez odbiornik superheterodynowy sygnału nie modulowanego niezbędne jest włączenie drugiej heterodyny. Natomiast przy odbiorze sygnałów modulowanych druga heterodyna jest niepotrzebna. Tym w szczególności tłumaczy się fakt, że odbiorniki superheterodynowe, przeznaczone jedynie do odbioru sygnałów modulowanych (odbiorniki radiofoniczne), nie mają drugiej heterodyny. Odbiorniki zaś



Rys. 252

przeznaczone do odbioru sygnałów telefonicznych i telegraficznych, na przykład odbiorniki radiomiarowników, muszą być koniecznie wyposażone w drugą heterodynę. Przemiana częstotliwości może odbywać się kilkoma sposobami. Na rysunku 252 jest pokazany zasadniczy układ tak zwanego jednosiatkowego stopnia przemiany. Pięcioelektrodowa lampa jest tu lampą mieszacza. Na siatkę sterującą tej lampy podaje się z obwodu LC napięcie sygnału f_{sygn} . Jednocześnie na siatkę tę podaje się przez kondensator sprzęgający C_4 napięcie heterodyny oraz przedpięcie E_p . W obwodzie anodowym mieszacza znajdują się nastrojony na częstotliwość pośrednią f_{po} obwód rezonansowy L_1C_1 . Lampa mieszacza wskutek podawanego na siatkę sterującą przedpięcia pracuje jako detektor anodowy. Heterodyna na pięcioelektrodowej lampie L-2 służy jako samowzbudny generator małej mocy z autotransformatorowym sprzężeniem zwrotnym. W odróżnieniu od zwykłego stosowanego układu, w tym generatorsie obwód L_1C_1 włączony jest

w obwód katody (między katodą i masą aparatury), dzięki czemu wygodniej jest przekazywać napięcie z obwodu heterodyny do siatki lampy mieszacza. W obwód anodowy lampy heterodyny włączony jest filtr od sprzęgający R_1C_1 , uniemożliwiający przechodzenie zmiennej składowej prądu anodowego lampy przez anodowe źródło zasilające i tym samym zapobiegający powstawaniu sprzężeń pasywnych między stopniami odbiornika.

Ponieważ obwód sygnałowy i obwód heterodyny stroi się za pomocą jednej gałki, więc kondensatory C i C_1 mają, jak wiadomo, jednakową pojemność. Z warunków pracy stopnia przemiany wynika, że obwód heterodyny musi mieć częstotliwość większą od częstotliwości sygnału o wartość częstotliwości pośredniej:

$$f_{het} = f_{sygn} + f_{po}$$

Aby wykonać ten warunek, do obwodu heterodyny, szeregowo z kondensatorem C_1 , włącza się kondensator o stałej pojemności C_3 , zwany kondensatorem wyrównawczym (paddingiem). Kondensator ten zmniejsza pojemność obwodu, dzięki czemu częstotliwość heterodyny wzrasta o wielkość częstotliwości pośredniej.

Do zalet stopnia przemiany jednosiatkowej należy możliwość stosowania w nim zwykłych pentod wzmacniających.

Wadą stopnia przemiany jednosiatkowej jest istnienie pewnego sprzężenia pasywnego między obwodem sygnałowym a obwodem heterodyny, co powoduje odchyłkę częstotliwości heterodyny. Jest to niedopuszczalne w superheterodynie, prowadzi bowiem do zmian częstotliwości pośredniej, a więc do zmian słyszalności sygnałów, ponieważ obwód anodowy mieszacza L_2C_2 i obwody wzmacniacza częstotliwości pośredniej są nastrojone na stałą częstotliwość.

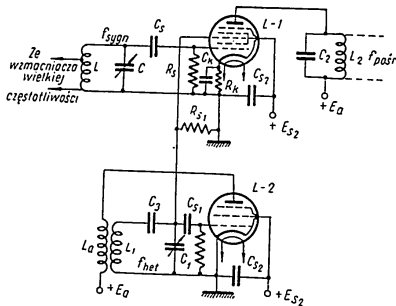
Wolny od powyższych wad jest układ dwusiatkowej przemiany częstotliwości, w którym znajdują zastosowanie lampy wielosiatkowe z podwójnym sterowaniem strumieniem elektronów, czyli pentagridy.

Zgodnie z klasyfikacją wprowadzoną w rozdziale IV pentagrid może być zastosowany w układzie przemiany dwusiatkowej jako mieszacz lub jako pentagrid przemiany. Rysunek 253 pokazuje zasadniczy układ dwusiatkowego stopnia przemiany częstotliwości z pentagridem-mieszaczem.

Na pierwszą siatkę pentagridu-mieszacza L-1 podaje się napięcie sygnału z obwodu LC, sprzężonego autotransformatorowo ze wzmacniaczem wielkiej częstotliwości, oraz automatyczne przedpięcie z oporu R_1 , zbroczonej pojemnością C_k . W celu odgrodzenia siatki lampy od napięcia anodowego poprzedniego stopnia włączony jest kondensator C_1 , i opró upływowo R_2 . Na trzecią siatkę pentagridu L-1 podaje się napięcie z heterodyny i jednocześnie — dzięki istnieniu C_2R_3 — przedpięcie ujemne.

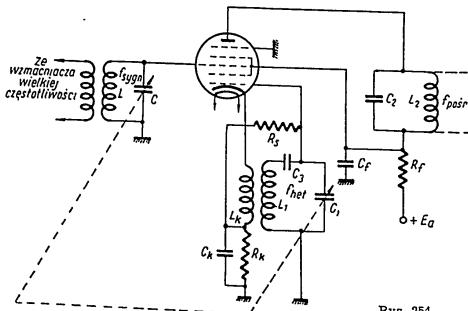
Druga i czwarta siatka lampy L-1 są to siatki ekranujące, na które podaje się napięcie E_p . Heterodyna pracuje w układzie z transformatorowym sprzężeniem zwrotnym i obwodem L_1C_1 w siatce. Cewką sprzężenia zwrotnego jest cewka L_2 włączona w obwód anody lampy heterodyny L-2.

Częstotliwość pośrednią otrzymuje się, podobnie jak w wypadku poprzednim, przeprowadzając detekcję dudnień w obwodzie anodowym pentagridu L_2C_2 .



Rys. 253

Siatka ekranująca (druga) umieszczona między siatką pierwszą i trzecią zapobiega sprzęgnięciu się obwodu sygnałowego LC z obwodem heterodyny L_1C_1 . Dzięki temu częstotliwość heterodyny jest znacznie bardziej stała i odbiornik pracuje równiej.



Rys. 254

Obecnie duże zastosowanie znajduje układ przemiany częstotliwości z pentagridem przemiany (rys. 254). W układzie tym wykorzystuje się pentagrid jednocześnie jako heterodynę i jako mieszacz. Katoda, pierwsza i druga siatka stanowią triodę heterodyny, przy czym druga siatka spełnia rolę anody. W obwodzie drugiej siatki znajduje się obwód heterodyny L_1C_1 . Cewka L_k , włączona w obwód katody, jest cewką sprzężen-

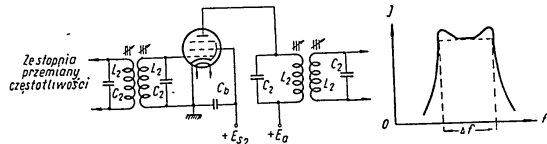
nia zwrotnego heterodyny. Dzięki temu następuje samowzbudzenie generatora z indukcyjnym sprzężeniem zwrotnym i z obwodem rezonansowym w siatce. Ponieważ siatka pierwsza włączona jest do obwodu między kondensatorem strojenia C_1 a kondensatorem wyrównawczym C_3 , między pierwszą siatką i katodę włącza się opór upływowy R_k .

Napięcie sygnału z obwodu LC podaje się na trzecią siatkę, na którą jednocześnie działa ujemne przedpięcie zbierane z oporu katodowego R_k , z bocznikowanego kondensatorem C_k . Przedpięcie to jest konieczne dla uniknięcia prądów siatkowych. Podobnie jak w układzie z pentagridem-mieszaczem, druga siatka spełniając rolę anody heterodyny jednocześnie ekranuje siatkę sygnałową od siatki heterodyny.

Siatka czwarta ekranuje trzecią siatkę od anody lampy. Piąta siatka jest siatką zerową.

Zaletą pentagridu przemiany jest brak osobnej lampy dla heterodyny.

Wzmacniacz częstotliwości pośredniej różni się od wzmacniacza wielkiej częstotliwości tylko tym, że w jego obwód anodowy włączony jest nie pojedynczy obwód rezonansowy, lecz tak zwany filtr wstęgowy (rys. 255) dostrojony do jednej częstotliwości, niezależnej od częstotliwości odbieranych sygnałów.



Rys. 255

Rys. 256

Filtr wstęgowy składa się z dwóch jednakowych obwodów rezonansowych L_2C_2 , sprzężonych ze sobą indukcyjnie. Przy wystarczająco silnym sprzężeniu między obwodami ich krzywa rezonansowa przybiera kształt pokazany na rysunku 256. Dzięki temu wstęga częstotliwości się powiększa przesyłana przez obwód bez znacznego tłumienia powiększa się. Zapewnia to nie zniekształcone wzmocnienie sygnałów zmodulowanych.

Aby zwiększyć wzmocnienie, w obwodach filtru stosuje się dużą indukcyjność i małą pojemność, co powiększa dobroć obwodów Q .

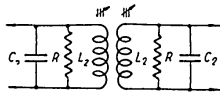
Ponieważ częstotliwość pośrednia w danym typie odbiornika jest stała, kondensatory obwodów mają pojemność stałą. Właściwą regulację częstotliwości obwodów podczas początkowego strojenia w fabryce przeprowadza się za pomocą rdzeni.

Filtry wstęgowe umieszcza się w specjalnych ekranach. Nie dopuszczalne jest przy tym przestrajanie obwodów lub zdejmowanie ekranów podczas eksploatacji odbiornika.

Jeżeli częstotliwość pośrednia superheterodyny jest mała, jak to ma miejsce w niektórych odbiornikach radionamierników, to w celu zwiększenia wstęgi przepuszczania filtru równoległe do obwodów włącza się opornik R (rys. 257). Jest to niezbędne dlatego, że wstęga przepuszczana-

nia filtru Δf jest wprost proporcjonalna do częstotliwości pośredniej f_{poor} i odwrotnie proporcjonalna do dobroci obwodu Q .

A zatem przy małej częstotliwości pośredniej i dużej dobroci obwodów wstęga przepuszczania jest mała, co może spowodować zniekształcenia odbieranych sygnałów. Włączenie oporu zmniejsza dobroć obwodu i tym samym zwiększa wstęgę przepuszczania filtru.

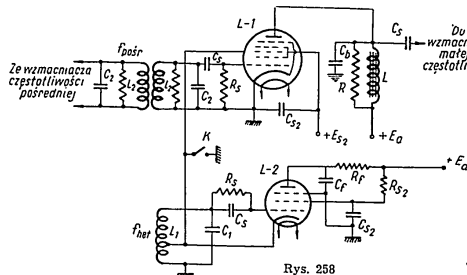


Rys. 257

Detektor i druga heterodyna. W odbiornikach radiofonicznych i w okrętowych odbiornikach przeznaczonych do łączności radiowej stosuje się z reguły detekcję diodową, która zapewnia nie zniekształconą detekcję silnych sygnałów.

W odbiornikach radionamierników w celu zwiększenia ich czułości stosuje się detekcję siatkową i anodową, które w odróżnieniu od detekcji diodowej dają odpowiednie wzmocnienie.

W radioodbiornikach okrętowych — zarówno łączności radiowej jak i w radionamiernikach — detektor jest sprzężony z drugą heterodyną, konieczną przy odbiorze sygnałów nie modulowanych. Na rysunku 258 przykładowo pokazano zasadniczy schemat takiego układu w odbiorniku



Rys. 258

radionamiernika okrętowego. W układzie tym stopień przemiany częstotliwości składa się z pentagridu-mieszacza L-1 i drugiej heterodyny L-2. Na pierwszą siatkę pentagridu podaje się z filtru wstęgowego L_2C_2 napięcie częstotliwości pośredniej f_{poor} . Pentagrid wykonuje funkcję detektora siatkowego i dlatego w obwodzie pierwszej jego siatki znajduje się opór upływowy R_1 i kondensator C_1 . Na trzecią siatkę pentagridu podaje się napięcie heterodyny o częstotliwości f_{het} .

Heterodyna jest generatorem trójpunktowym o sprzężeniu autotransformatorowym z nastrojonym na stałą częstotliwość obwodem L_1C_1 w katodzie. Przedpięcie na siatce sterującej zapewnia opór upływowy R_2 i kondensator C_2 . W obwodzie zasilania anody jest filtr odspręża-

jący R_3C_3 . Drugą siatkę lampy heterodyny L-2 zasilają się przez oporność szluzową R_{s2} z ogólnego anodowego źródła napięcia E_2 .

Drugą heterodynę włącza się i wyłącza za pomocą klucza K. Podczas odbioru sygnałów nie modulowanych klucz K jest rozarty. Heterodyna wówczas pracuje i na trzecią siatkę pentagridu podaje się napięcie f_{het} .

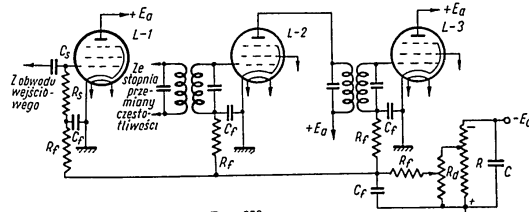
Przy odbiorze sygnałów modulowanych klucz K zamyka się. W tym wypadku druga heterodyna nie pracuje; trzecia siatka pentagridu jest połączona wtedy z katodą i lampa pracuje jako zwykły detektor siatkowy.

Obciążeniem obwodu anodowego pentagridu jest dławik L, na którym wydziela się zmienne napięcie małej częstotliwości. Równolegle do dławika włączony jest opór R, zmniejszający zniekształcenia częstotliwościowe.

Kondensator blokujący C_b służy do odprowadzania, z pominięciem dławika L, występującej w obwodzie anodowym detektora składowej prądu częstotliwości pośredniej.

Regulacja wzmocnienia (natężenia dźwięku) bywa w odbiornikach ręczna lub automatyczna.

W odbiornikach radionamierników stosowana jest stale ręczna regulacja wzmocnienia, konieczna do uzyskania dokładnego namiaru na radiostacji nadawczą (radiolatarnię) i do wyznaczania „strony” radiostacji namierzanej. Ręczną regulację wzmocnienia można przeprowadzić kilkoma sposobami.



Rys. 259

W odbiornikach radionamierników najczęściej stosuje się metodę ręcznej regulacji wzmocnienia drogą zmian ujemnego przedpięcia na siatkach sterujących lamp wzmocniacza częstotliwości pośredniej, a niekiedy jednocześnie również na siatkach sterujących lamp wzmocniacza wielkiej częstotliwości.

Zasadniczy schemat takiej regulacji wzmocnienia widzimy na rysunku 259, na którym uwidoczniło trzy stopnie odbiornika superheterodynowego: stopień wzmocnienia wielkiej częstotliwości — lampa L-1 oraz dwa stopnie wzmocnienia częstotliwości pośredniej — lampy L-2 i L-3. Z zacisku $+E_2$ prąd anodowy przepływa przez lampy do katłuba i dalej przez opornik R do zacisku $-E_2$. Na oporniku R, zobocznikowanym

kondensatorem C, powstaje stałe napięcie, którego polaryzację pokazuje rysunek 259. Minus tego napięcia przez dzielnik R_d podaje się na siatki sterujące lamp wszystkich trzech stopni. Dzielnik czyli potencjometr R_d ma suwak, za pomocą którego zmienia się ujemne napięcie na siatkach lamp. Na przykład przy przesuwaniu suwaka w górę wzduż oporu dzielnika R_d ujemne napięcie na siatkach będzie się zwiększało, a równocześnie z tym zmaleje nachylenie charakterystyki lamp, wzmocnienie odbiornika oraz natężenie dźwięku.

I przeciwnie, przy przesunięciu suwaka w dół zmniejszy się ujemne napięcie na siatkach, wskutek czego wzmocnienie i słyszalność odpowiednio wzrosną.

Automatyczna regulacja wzmocnienia polega na tym, że przy zmianie napięcia sygnału na zaciskach wejściowych odbiornika całkowite wzmocnienie dawane przez odbiornik zmienia się, tak że jego moc wyjściowa jest w przybliżeniu stała.

Jest to szczególnie ważne przy zmianie wielkości napięcia sygnału wskutek zaników oraz z powodu konieczności zabezpieczenia obwodów odbiornika przed przeciążeniem przy odbiorze silnych sygnałów.

Zasada działania regulacji automatycznej, tak samo jak i ręcznej, oparta jest na własności lamp ze zmiennymi parametrami, które zmieniają nachylenie charakterystyki przy zmianie ujemnego napięcia na siatce.

Podczas działania silnych sygnałów do siatek lamp doprowadza się za pomocą detektora diodowego duże napięcie ujemne. Punkt pracy przesuwa się przy tym do odcinka charakterystyki o małym nachyleniu, wskutek czego wzmocnienie odbiornika maleje. I przeciwnie, słabe sygnały dają na siatkach lamp małe ujemne przedpięcie, wskutek czego punkt pracy przesuwa się na charakterystyce do odcinka o dużym nachyleniu i wzmocnienie wzrasta.

Obok zalet odbiornik superheterodynowy ma także swoje wady; są nimi:

- 1) złożoność układu i duża ilość lamp;
- 2) możliwość występowania zakłóceń lustrzanych (symetrycznych).

Zakłócenia lustrzane pojawiają się wówczas, gdy na wejście odbiornika działają sygnały jakiejś obcej radiostacji o częstotliwości

$$f'_{szzn} = f_{iet} + f_{postr.}$$

Wówczas przy nałożeniu napięcia sygnałów zakłócających f'_{szzn} na napięcie heterodyny f_{het} otrzymamy częstotliwość różnicową, także równą częstotliwości pośredniej odbiornika:

$$f'_{postr.} = f'_{szzn} - f_{het} = f_{postr.} + f_{het} - f_{het} = f_{postr.}$$

W wyniku tego sygnały obcej stacji będą wzmacniane po przemianie na równi z sygnałem odbieranym i na wyjściu odbiornika pojawi się jednocześnie sygnał z dwóch radiostacji.

Zakłócenia mogą być również wytworzone przez sygnały radiostacji, które mają częstotliwość równą lub bliską częstotliwości pośredniej odbiornika.

Aby uniknąć zakłóceń w odbiorze, w obu tych wypadkach sygnały zakłócające powinny być odfiltrowane przed stopniem przemiany. Prze-

prowadza się to w obwodzie wejściowym odbiornika i we wzmacniaczu wielkiej częstotliwości, posługując się w tym celu obwodami rezonansowymi.

Duży wpływ na wyeliminowanie rozpatrywanych zakłóceń ma wybór częstotliwości pośredniej odbiornika. Jeżeli częstotliwość pośrednia jest mała, to zakłócenie lustrzane może powstać nawet przy dobrej selektywności obwodów wejściowych i obwodów wzmacniacza wielkiej częstotliwości. Ponieważ częstotliwość zakłócenia lustrzanego różni się od częstotliwości odbieranej stacji o podwójną częstotliwość pośrednią $2f_{postr.}$, wraz ze zwiększaniem tej ostatniej wzrasta tłumienie zakłóceń lustrzanych przez obwody nastrojone do częstotliwości sygnału.

Z tych względów częstotliwość pośrednią wybiera się w zależności od przeznaczenia i zakresu fal odbiorników.

Na przykład w odbiornikach radiofonicznych stosuje się częstotliwość pośrednią równą $450 \div 460$ kHz. Pozwala to z powodzeniem unikać zakłóceń symetrycznych, gdyż częstotliwość stacji zakłócającej różni się wówczas od częstotliwości odbieranej stacji o wielkość

$$2f_{postr.} = 2(450 \div 460) = 900 \div 920 \text{ kHz.}$$

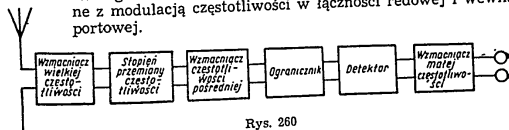
W odbiornikach przeznaczonych do okrętowej łączności radiowej i w odbiornikach radionamierników nie można wybierać tak wysokiej częstotliwości pośredniej, powstaje bowiem wówczas niebezpieczeństwo zakłóceń spowodowanych przez radiostacje pracujące na częstotliwościach bliższych częstotliwości pośredniej. Dlatego w tego typu odbiornikach stosuje się częstotliwość pośrednią rzędu $100 \div 112$ kHz.

§ 8. ODBIORNIK SYGNAŁÓW MODULOWANYCH W CZĘSTOTLIWOŚCI

Obecnie coraz większe zastosowanie w radiofonii i radiokomunikacji znajduje modulacja częstotliwości.

Prace uczonych radzieckich W. I. Siforowa, N. I. Czistiakowa, I. S. Gonorowskiego i innych umożliwiły budowę doskonałych urządzeń odbiorczo-nadawczych, charakteryzujących się małymi zakłóceniami i lepszym wykorzystaniem mocy nadajników radiowych.

W żegludze morskiej stosuje się szeroko stacje radiotelefoniczne z modulacją częstotliwości w łączności radiowej i wewnątrzportowej.



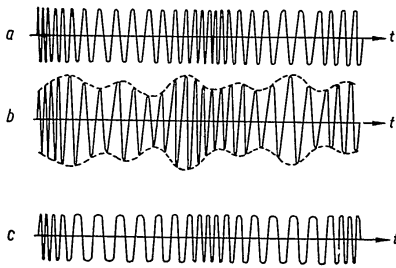
Rys. 260

Schemat blokowy odbiornika sygnałów modulowanych w częstotliwości widzimy na rysunku 260. Główną cechą szczególną odbiornika tego typu jest umieszczenie w nim detektora reagującego na zmiany częstotliwości, to jest detektora częstotliwościowego* i włączonego przed

* Zwanego dyskryminatorem (przyp. tłum.).

nim specjalnego ogranicznika. Ogranicznik stosuje się w celu zmniejszenia wpływu zakłóceń.

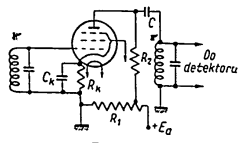
Sygnaly modulowane w częstotliwości cechuje — jak wiadomo — to, że amplituda ich jest stała, a zmienia się jedynie częstotliwość zgodnie ze zmianami napięcia modulującego (rys. 261a). Przy istnieniu zakłóceń sygnał dochodzący do wejścia detektora ma zmienną nie tylko



Rys. 261

częstotliwość, ale również amplitudę (rys. 261b). Jeżeli taki sygnał przepuścimy uprzednio przez ogranicznik, to na jego wyjściu nie będzie już zmian amplitudy wywołanych przez zakłócenia i otrzymamy tylko drgania modulowane w częstotliwości (rys. 261c).

Pokazany na rysunku 262 schemat przedstawia stopień wzmocnienia częstotliwości pośredniej z obniżonym napięciem anodowym. Obniżenie



Rys. 262

napięcia uzyskuje się dzięki umieszczeniu w obwodzie anodowym lampy dzielnika napięcia R_1 i szeregowego opornika R_2 .

Wyboru punktu pracy na charakterystyce lampy dokonuje się podając na siatkę sterującą lampy ujemne przedpięcie zbierane z oporu katodowego R_k .

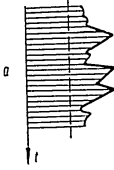
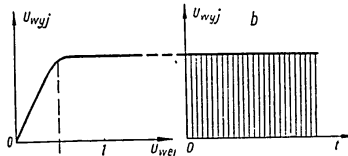
Rysunek 263 ilustruje graficznie działanie ogranicznika. Wykres a przedstawia przebieg amplitudy napięcia do-

chodzącego do wejścia ogranicznika, a wykres b — przebieg amplitudy napięcia na wyjściu.

Obniżone napięcie anodowe powoduje, że liniowy odcinek charakterystyki jest mały; dlatego na wyjściu ogranicznika napięcie zmienia się liniowo ze zmianami napięcia na wejściu tylko do określonej granicy, zwanej progiem ograniczania. Dalszy wzrost amplitudy na wejściu ogranicznika nie zmienia napięcia na wyjściu. Wobec tego,

jeżeli praca odbywa się poza granicą progu ograniczania, napięcie wyjściowe ma amplitudę stałą.

Detektor częstotliwościowy różni się od detektora amplitudowego tym, że najpierw uzyskuje się w nim przekształcenie sygnałów modulowanych w częstotliwości na sygnały modulowane w amplitudzie.

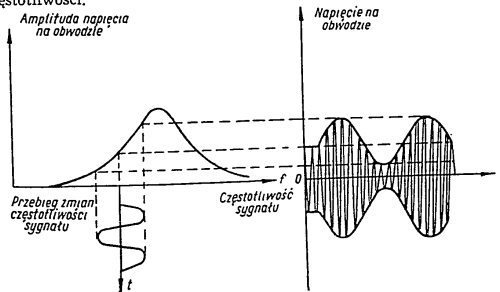


Rys. 263

Najprostszym układem, dzięki któremu możliwe jest to przekształcenie, jest obwód rezonansowy, nieznacznie rozstrojony w stosunku do częstotliwości nośnej sygnału. Gdy na obwód taki działają drgania

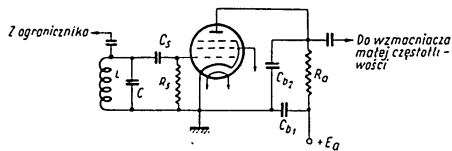
modulowane w częstotliwości, wówczas prąd w obwodzie zmienia się w pewnych granicach, w związku z czym w tych samych granicach będzie się zmieniała amplituda na zaciskach kondensatora obwodu. Przy braku modulacji na przykład częstotliwość nośna wywoła w obwodzie przepływ prądu o stałej amplitudzie (rys. 264). W związku z tym napięcie na kondensatorze obwodu będzie miało również amplitudę stałą.

Jeżeli modulacja występuje, w takt ze zmianami częstotliwości będzie zmieniał się także i prąd w obwodzie. Dzięki temu zbierane z obwodu napięcie będzie zmodulowane w amplitudzie, przy czym zmiana amplitudy będzie wzrostem proporcjonalna do zmian częstotliwości. Te zmodulowane w amplitudzie drgania podaje się następnie do zwykłego detektora, dającego na wyjściu drgania małej częstotliwości.



Rys. 264

Na rysunku 265 podano przykładowo zasadniczy układ detektora częstotliwościowego. W obwodzie siatki sterującej lampy detekcyjnej znajduje się rozstrojony obwód LC, do którego doprowadza się napięcie z ogranicznika. W obwodzie siatki lampy znajduje się także opór wpływowy R_s i kondensator C_s , dzięki czemu lampa pracuje jako detektor

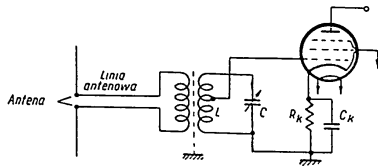


Rys. 265

siatkowy. Napięcie podawane z obwodu na siatkę jest zmodulowane w amplitudzie. W wyniku tego na oporze obciążenia R_k lampy detekcyjnej powstaje napięcie małej częstotliwości. Prosty ten układ ma jednak istotne wady, w praktyce więc stosuje się zwykle bardziej złożone detektory częstotliwościowe.

§ 9. ODBIORNIKI FAL ULTRAKRÓTKICH

W przeważającej większości wypadków odbiorniki fal ultrakrótkich są typu superheterodynowego. Praca w zakresie fal ultrakrótkich narzuca wybór konstrukcji poszczególnych elementów (obwody rezonansowe, lampy) i układów odbiornika (stopnie wzmacniające, stopnie przemiany, heterodyny itd.).



Rys. 266

Obwód wejściowy odbiornika fal ultrakrótkich poza spełnianiem warunków już omówionych powinien zapewniać jak największy stosunek poziomu sygnału do poziomu szumów na wejściu odbiornika. W związku z tym stosuje się silne sprzężenie obwodu rezonansowego z anteną.

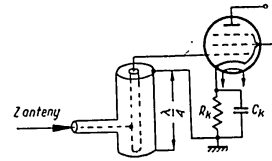
Rysunek 266 przedstawia zasadniczy układ obwodu wejściowego odbiornika dla zakresu fal metrowych. W układzie tym antena sprzężona jest z obwodem LC za pomocą linii antenowej. Pomiedzy cewką linii

antenowej a cewką obwodu umieszcza się ekran w celu uniknięcia sprzężenia elektrostacyjnego między cewkami. Siatkę lampy sprzęga się z obwodem autotransformatorowo. Dzięki temu pojemność wejściowa i oporność wejściowa lampy, które w zakresie fal ultrakrótkich w dużym stopniu zależą od warunków pracy lampy, wywierają mniejszy wpływ na strojenie i selektywność obwodu. Ujemne przedpięcie zostaje podane na siatkę automatycznie dzięki umieszczeniu w katodzie lampy opornika R_k i kondensatora C_k .

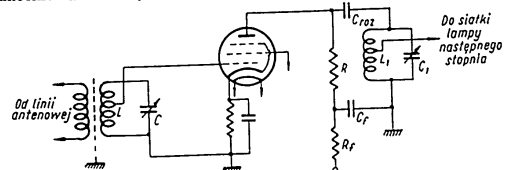
W zakresie fal decymetrowych jako obwód wejściowy stosuje się często odcinek ćwierćfalowej, krótkozwartej linii koncentrycznej (rys. 267), połączonej z anteną za pomocą kabla koncentrycznego.

Wzmacniacz wielkiej częstotliwości w odbiornikach ultrakrótkofalowych stosuje się tylko w zakresie fal metrowych i decymetrowych.

Na falach centymetrowych, ze względu na to, że istniejące typy lamp nie dają efektywnego wzmocnienia w tym zakresie fal, nie stosuje się wzmocnienia wielkiej częstotliwości.



Rys. 267



Rys. 268

Na rysunku 268 pokazano zasadniczy układ wzmacniacza wielkiej częstotliwości na zakres fal metrowych. W układzie tym obwód $L_1 C_1$ jest włączony bezpośrednio do obwodu anodowego lampy wzmacniającej. Sprężenie z następnym stopniem jest autotransformatorowe. Zasilanie obwodu anodowego wzmacniacza jest równoległe. W tym celu włączony jest opór R i kondensator zakresu fal metrowych stosuje się zwykle pentody wielkiej częstotliwości z dużym nachyleniem charakterystyki. Przy falach krótszych stosuje się lampy specjalnie przeznaczone do bardzo wielkiej częstotliwości, na przykład lampy miniaturowe.

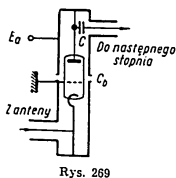
W zakresie fal decymetrowych stosuje się z powodzeniem układ z uzemnioną siatką, wprowadzony już w 1931 r. przez M. A. Boncz-Brujewicza. Pentody wielkiej częstotliwości, jakkolwiek mają wiele zalet, dają jednak wielokrotnie większe szumy niż triody. Natomiast triody mają dużą pojemność międzyelektrodową anoda-siatka, wskutek czego wzmacniacz

wzbudza się i pracuje niestabilnie. W układzie z uziemioną siatką szkodliwego wpływu tej pojemności unika się przez uziemienie siatki lampy (połączenie jej z kadłubem statku) i zbieranie napięcia wyjściowego z zacisków anody i siatki lampy.

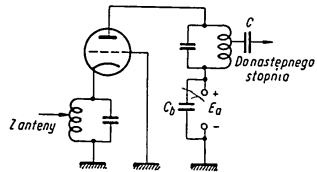
Podobnie jak w normalnych układach, tak i tu napięcie wejściowe podaje się na końcówki siatka-katoda. W związku z tym dla przepływu prądu wielkiej częstotliwości katodę odizolowuje się od kadłuba. Dzięki takiemu połączeniu pojemnością pasozytną sprzęgającą obwód anodowy z obwodem siatkowym będzie teraz nie pojemność anoda-siatka, lecz pojemność anoda-katoda lampy. Specjalna konstrukcja lampy pozwala na doprowadzenie tej pojemności do bardzo małej wielkości, rzędu setnych pikofarada.

Połączenie lampy z układem rezonansowym może mieć postać linii koncentrycznej, której odcinki są obwodami rezonansowymi. Na rysunku 269 pokazano taki układ wzmacniacza z uziemioną siatką.

W układzie tym lampa umieszczona jest wewnątrz linii koncentrycznej-rezonatora, która jest podzielona na dwie części. Dolna część linii jest obwodem siatkowym, a górna — obwodem anodowym. Zewnętrzny przewód odcinka linii łączącego siatkę z katodą jest uziemiony przy siatce. Górny odcinek linii jest odizolowany dla prądu stałego od odcinka dolnego. Pojemność C_b utworzona przez izolację między odcinkami linii bocznikuje anodowe źródło zasilające.



Rys. 269



Rys. 270

Napięcie wejściowe doprowadza się na zaciski siatka — katoda lampy. Napięcie wzmacnione zbiera się z końcówek anoda-siatka lampy i poprzez kondensator sprzęgający C podaje się do następnego stopnia. Równoważny układ odpowiadający danej konstrukcji wzmacniacza widzimy na rysunku 270.

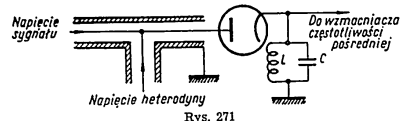
Stopień przemiany częstotliwości w odbiornikach fal ultrakrótkich zakresu metrowego może być wykonany w układach konwencjonalnych, z tym tylko wyjątkiem, że nie stosuje się tu lamp wielosiatkowych (pentagridów) ani jako lamp mieszających, ani jako lamp przemianowych.

Lampy wielosiatkowe z powodu wytwarzanych w nich silnych szumów nie nadają się zupełnie do pracy na falach ultrakrótkich.

W zakresie fal metrowych stosuje się zazwyczaj pentody miniaturowe. W zakresie fal decymentrowych dobre rezultaty daje diodowa przemiana częstotliwości (rys. 271). W tym typie przemiany napięcie sygnału i na-

pięcie heterodyny doprowadza się za pomocą linii koncentrycznej do anody diody o małych wymiarach. W obwodzie diody znajduje się również obwód rezonansowy LC, w którym powstają drgania o częstotliwości pośredniej jako wynik detekcji dudnień napięcia sygnału z napięciem heterodyny.

Aby zmniejszyć zakłócenia lustrzane, w odbiornikach fal ultrakrótkich często stosuje się podwójną przemianę częstotliwości. W tym wypadku drugi stopień przemiany, pracujący na niższej częstotliwości, może być wykonany w układzie konwencjonalnym.

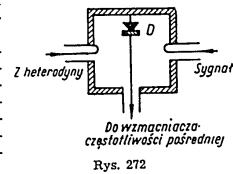


Rys. 271

W zakresie fal centymetrowych z powodu dużej przewodności pojemnościowej diody nie stosuje się przemiany diodowej. W tym zakresie fal szerokie zastosowanie znalazły mieszacze z detektorami krystalicznymi. Ich nadzwyczaj ważną zaletą jest mała pojemność i mały poziom szumów własnych.

Przykładowo na rysunku 272 pokazano jeden ze sposobów wykonania mieszacza krystalicznego. W konstrukcji tej detektor krystaliczny D znajduje się wewnątrz rezonatora objętościowego, w którym są wzbudzone drgania elektromagnetyczne o częstotliwości sygnału i częstotliwości heterodyny.

Wytwarzane przez te drgania napięcie dudnień oddziałuje na detektor, po detekcji zaś otrzymuje się prąd o częstotliwości pośredniej, przekazywany dalej na wzmacniacz.



Rys. 272

§ 10. ZAKŁÓCENIA ODBIORU RADIOWEGO

Na jakość odbieranych sygnałów radiowych duży wpływ wywierają zakłócenia elektryczne różnego typu.

Nauka o zakłóceniach i metodach ich unikania stanowiła temat wielu prac uczonych i inżynierów radzieckich. N. D. Papaleksi, N. N. Krylow, W. I. Bunimowicz, W. I. Siforow, A. N. Szczukin, W. A. Kotielnikow i inni opracowali podstawy współczesnych metod walki z zakłóceniami odbioru radiowego.

Zależnie od swej natury, zakłócenia dzielą się na aktywne i pasywne. Zakłócenia aktywne są to zakłócenia wywołane przez drgania elektromagnetyczne, powstałe wskutek pracy jakichś urządzeń elektrycznych lub też pojawiające się w wyniku jakichś wyładowań elektrycznych w atmosferze.

Zakłócenia pasywne związane są z anomalnym rozchodzeniem się fal radiowych, na przykład ze zjawiskami zaniku sygnałów, o których wspomniano przy omawianiu zagadnienia rozchodzenia się fal radiowych. Zakłócenia aktywne można, zależnie od ich pochodzenia, podzielić na: przemysłowe, atmosferyczne, szumy własne odbiornika i zakłócenia radiostacji obcych.

Zakłócenia przemysłowe powstają podczas pracy takich urządzeń elektrycznych, jak generatory, silniki elektryczne, układy z gwałtownymi zmianami prądu, przerywaczami elektrycznymi itp. Iskrenie szczotek generatorów i silników, powstawanie iskry we wszelkiego rodzaju przerywaczach, na przykład w dzwonekach elektrycznych, gwałtowne zmiany prądu w obwodach wytwarzają drgania elektromagnetyczne, które dochodzą do odbiornika przez antenę, uziemienie lub przez obwód zasilania, a niekiedy działają bezpośrednio na obwody rezonansowe odbiornika. Te zakłócające drgania mają postać pojedynczych lub nałożonych na siebie impulsów, które w obwodach rezonansowych odbiornika powodują powstawanie drgań tłumionych. Drgania takie po wzmocnieniu i detekcji wytwarzają w słuchawkach lub głośniku zakłócenia objawiające się szyczeniem i trzaskami.

Zakłócenia przemysłowe szczególnie silnie występują w zakresie fal średnich i długich. Niektóre źródła zakłóceń, na przykład obwód zapłonu silnika spalinowego, mogą wytwarzać także silne zakłócenia w zakresie fal krótkich i ultrakrótkich.

Ponieważ radionamierniki okrętowe i odbiorniki radiostacji głównych (nawigacyjnych) pracują w zakresie fal średnich, więc zakłócenia przemysłowe silnie wpływają na pracę tych urządzeń. W warunkach odbioru radiowego na okręcie, gdzie skupienie urządzeń elektrycznych jest wielkie, konieczne jest stosowanie środków pozwalających na uniknięcie zakłóceń przemysłowych.

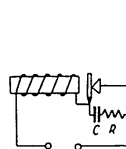
Środki te mają za zadanie zapobiegać dostawianiu się zakłóceń do urządzenia odbiorczego i tłumić zakłócenia w miejscu ich powstawania.

Aby uniknąć przedostawania się zakłóceń do odbiornika, trzeba odprzewodzić od anteny przewody w możliwie dużej odległości od przewodów elektrycznych i starać się nie umieszczać przewodu anteny równoległe do przewodów elektrycznych. Przewody prowadzące od anteny do kabiny i dalej we wnętrzu kabiny, a także obwody rezonansowe odbiornika powinny być dokładnie ekranowane.

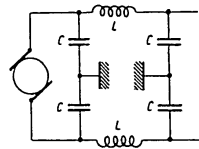
Przedostawianiu się zakłóceń przez przewody zasilania zapobiega się stosując w obwodach zasilania filtry odsprężające. Wszelkie przewody elektryczne powinny być dokładnie odizolowane od kadłuba statku. Uszkodzenie izolacji przewodów umożliwia przedostawanie się zakłóceń do odbiornika.

Zapobieganie zakłóceń w miejscu ich powstawania polega na stosowaniu środków zmniejszających iskrzenie szczotek maszyn, na usuwaniu słabych kontaktów itp. W obwodach i aparatach, w których zachodzą gwałtowne zmiany prądu i przerywanie kontaktów, trzeba włączać specjalne układy gaszące iskry. Układy takie, złożone z szeregowo połączonych kondensatora i oporu, są włączane równoległe do rozwieranych kontaktów (rys. 273).

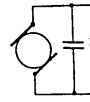
Często także stosuje się filtry składające się z cewek indukcyjnych i kondensatorów, włączanych do linii generatora lub silnika. Filtry takie zapobiegają rozchodzeniu się zakłóceń wzdłuż przewodów (rys. 274). Innym sposobem zmniejszenia zakłóceń przemysłowych jest włączenie kondensatora C równoległe do źródła zakłóceń (rys. 275).



Rys. 273



Rys. 274



Rys. 275

Zakłócenia atmosferyczne są wytwarzane przez zjawiska elektryczne zachodzące w atmosferze. Przykładem takich zjawisk są wyładowania burzowe, podczas których powstają drgania elektromagnetyczne dużej mocy, powodujące nieustanne trzaski w odbiorniku. Najsilniejsze zakłócenia atmosferyczne występują w zakresie fal średnich i długich. Na falach krótkich zakłócenia atmosferyczne znacznie maleją, a w zakresie fal ultrakrótkich nie występują prawie zupełnie.

Poza wyładowaniami burzowymi zakłócenia atmosferyczne wywołuje także elektryzacja anten przez naładowane cząsteczki śniegu, kurzu, kropli deszczowych. Ładunki anteny powodują trzaski i szmery na wyjściu odbiornika.

Szumy własne, wytwarzane przez obwody, opory oraz lampy odbiornika, przejawiają się w postaci nieustannego szyczenia. Powodem tego zjawiska jest wytwarzanie przez swobodne elektrony w przewodnikach, znajdujące się w nieustannym ruchu cieplnym, tak zwanego prądu fluktuacyjnego; prąd ten jest bardzo mały i praktycznie przyrządami pomiarowymi wykryć go nie można. Prąd fluktuacyjny przepływając przez obwód lub opór wytwarza na nim napięcie fluktuacyjne, nawet przy braku jakiegokolwiek zewnętrznego SEM.

Dla wypadku równoległego obwodu rezonansowego wielkość napięcia fluktuacyjnego podaje wzór:

$$U_{fl} = \frac{1}{8} \sqrt{R_c \Delta f},$$

gdzie

U_{fl} — napięcie fluktuacyjne, w mikrovoltach;
 Δf — szerokość wstęgi częstotliwości przepuszczanej przez obwód rezonansowy;
 R_c — oporność równoważna obwodu, w kiloomach.

Przy obliczaniu napięcia fluktuacyjnego dla dowolnej oporności zamiast R_c podstawia się odpowiednią wielkość tej oporności. Wytwarzanie szumów przez lampy tłumaczy się tak zwanym efektem śrutowym. Efekt śrutowy wywołany jest tym, że emitowanie elektronów

przez katodę lampy odbywa się w sposób nierównomierny. Wielkość prądu emisji zmienia się i prąd anodowy przy stałych napięciach na elektrodach lampy ma stałe charakter pulsujący. Składowa zmienna prądu anodowego przepływając przez obciążenie anodowe wytwarza na nim napięcie zmienne, podobne do napięcia fluktuacyjnego powodowanego przez ruchy ciepłych elektronów w przewodnikach.

Ze wzrostem ilości elektrod w lampie efekt śrutowy powiększa się, gdyż rozdział strumienia elektronów między dodatnio spolaryzowanymi elektrodami lampy zwiększa pulsację prądu anodowego. W związku z tym tetrydy, pentody i lampy wielosiatkowe charakteryzują się znacznie większymi szumami niż triody.

Szumy własne odbiornika są stosunkowo nieduże i w zakresie fal długich oraz średnich napięcie zakłóceń zewnętrznych zazwyczaj znacznie przewyższa szumy własne odbiornika; dlatego też szumy własne nie mają istotnego wpływu na odbiór sygnałów tego zakresu.

Przy pracy w zakresie fal krótkich, a szczególnie ultrakrótkich, napięcie zakłóceń zewnętrznych silnie maleje, wobec czego jakość odbioru sygnałów jest określona przez stosunek napięcia sygnału do napięcia szumów własnych.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że szumy własne odbiornika wzrastają ze wzrostem wstęgi przepuszczania odbiornika.

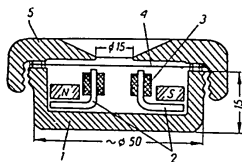
§ 11. SŁUCHAWKI I GŁOŚNIKI

Przyrządy przekształcające drgania elektryczne w akustyczne nazywa się reprodaktorami (odtwarzaczami). Zależnie od wielkości przekształcanej mocy reproduktory dzieli się na słuchawki i głośniki.

Słuchawki są przeznaczone do przekształcania energii elektrycznej małej mocy. Konstrukcję powszechnie stosowanej słuchawki pokazuje rysunek 276. W korpusie 1 z materiału izolacyjnego jest umieszczony stały magnes, wyposażony na końcach w nabiegunniki 2 z umocowanymi na nich cewkami 3; uzwojenia cewek są połączone ze sobą szeregowo.

Nad nabiegunnikami umocowana jest membrana z blachy 4 o grubości około 0,2 mm. Korpus słuchawki zakryty jest z wierzchu nakrętką 5, mającą po środku otwór. Dopóki prąd nie przepływa przez cewki słuchawki, na membranę działa tylko strumień magnetyczny stałego magnesu, który oznaczymy przez Φ_0 . Membrana w tym wypadku znajduje się w stanie spoczynku i jest nieco przyciągnięta do nabiegunników. Jeśli przez cewkę słuchawki przepuścimy prąd zmienny o częstotliwości kątowej Ω , to pojawi się w niej zmienny strumień magnetyczny, który oznaczymy przez $\Phi_1 \sin \Omega t$, dodający się do stałego strumienia magnetycznego Φ_0 .

$$\Phi = \Phi_0 + \Phi_1 \sin \Omega t.$$



Rys. 276

Strumień ten spowoduje drgania membrany z częstotliwością równą w pierwszym przybliżeniu częstotliwości przepływającego prądu zmiennego. Siła, z jaką działa na membranę strumień magnetyczny, równa się:

$$F = A \Phi^2,$$

gdzie

A — współczynnik proporcjonalności, zależny od konstrukcji słuchawki.

Podstawiając zamiast Φ wartość strumienia magnetycznego otrzymujemy:

$$F = A (\Phi_0 + \Phi_1 \sin \Omega t)^2 = A (\Phi_0^2 + 2\Phi_0\Phi_1 \sin \Omega t + \Phi_1^2 \sin^2 \Omega t) = A \left[\Phi_0^2 + 2\Phi_0\Phi_1 \sin \Omega t + \Phi_1^2 \left(\frac{1 - \cos 2\Omega t}{2} \right) \right].$$

Przytoczony wzór wskazuje na to, że na membranę działa siła mająca trzy składowe:

1) $A\Phi_0^2$ — siła przyciągania membrany, pochodząca od strumienia wytworzonego przez stały magnes; ta składowa nie wywiera wpływu na częstotliwość drgań membrany;

2) $A2\Phi_0\Phi_1 \sin \Omega t$ — siła podstawowa, zmuszająca membranę do drgań w takt z częstotliwością przepływającego prądu i wyznaczająca częstotliwość drgań membrany;

3) $A\Phi_1^2 \left(\frac{1 - \cos 2\Omega t}{2} \right)$ — siła, która wnosi do pracy słuchawki zniekształcenia, gdyż wytworzona przez nią częstotliwość jest dwa razy większa (2 Ω) od częstotliwości podstawowej.

Powyższe uwagi prowadzą do stwierdzenia, że słuchawka pracuje z tym mniejszymi zniekształceniami, im większy jest strumień magnetyczny Φ_0 , wytworzony w słuchawce przez stały magnes. Gdy słuchawka z jakiegoś powodu ulegnie rozmagnesowaniu, to znaczy gdy strumień magnetyczny Φ_0 zniknie, wówczas na membranę będzie działała tylko siła

$$F = A \Phi_1^2 \left(\frac{1 - \cos 2\Omega t}{2} \right),$$

wskutek czego membrana będzie drgała z częstotliwością dwa razy większą od częstotliwości prądu. Spowoduje to zniekształcenia odtwarzanych sygnałów.

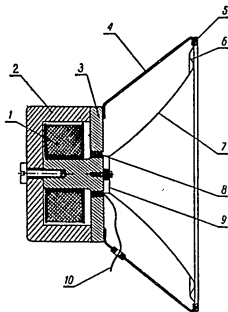
Z tego powodu, aby zabezpieczyć słuchawki przed rozmagnesowaniem, trzeba zastosować następujące środki ostrożności: nie poddawać słuchawek wstrząsowi, nie nagrzewać ich, a także przestrzegać biegunowości przyłączenia słuchawek do odbiornika.

Przy przekształcaniu drgań większej mocy stosuje się głośniki*. Ze względu na wytwarzanie drgań akustycznych głośniki dzieli się na tubowe i membranowe.

* Tekst odnoszący się do głośników został poprawiony i uzupełniony opisem głośników piezoelektrycznych przez Stanisława Paczyńskiego (przyp. red. wyd. polskiego).

Głośniki tubowe stosuje się w tych wypadkach, gdy głos musi rozchodzić się w ściśle określonym kierunku (głośniki pokładowe). Głośniki membranowe umieszcza się w pomieszczeniach zamkniętych. Ze względu na zasadę działania głośniki dzieli się na elektrodynamiczne, elektromagnetyczne i piezoelektryczne.

Rysunek 277 przedstawia konstrukcję głośnika elektrodynamicznego. Liczbami oznaczono na rysunku następujące elementy głośnika: 1 — cewka elektromagnesu z żelaznym rdzeniem, 2 — jarzmo, 3 — nabiegunnik, pokrywa, 4 — metalowa konsola z kolnierzem, 5 — pierścień mocujący membranę, 6 — fałda membrany, 7 — membrana, 8 — cewka ruchoma (drgająca), 9 — tarcza centrująca, 10 — końcówka cewki wyprowadzona przez konsolę.



Rys. 277

Podczas przepływu prądu stałego przez cewkę elektromagnesu między uzwojeniem magnesującym a rdzeniem cewki powstaje silne stałe pole magnetyczne.

Zmienne pole magnetyczne pojawiające się wokół ruchomej cewki w chwili, gdy przepuścimy przez nią prąd zmienny, będzie współdziałało ze stałym polem magnetycznym zmuszając ruchomą cewkę do drgań wzdłuż rdzenia z częstotliwością przepływającego przez nią prądu. Drgania ruchomej cewki wprawia w ruch drgający przymocowaną do niej membranę.

Ponieważ szczelina między biegunami elektromagnesu a uzwojeniem magnesującym ma małe wymiary, powstaje niebezpieczeństwo, że ruchoma cewka obsunąwszy się straci swe normalne położenie i będzie podczas swego ruchu zawadzać o końce uzwojenia magnesującego lub o rdzeń cewki elektromagnesu.

Aby temu zapobiec, membranę w miejscu połączenia z ruchomą cewką przymocowuje się do rdzenia elektromagnesu za pomocą śruby, stosując przy tym specjalny element zwany tarczą centrującą. Tarcza ta powinna być tak skonstruowana, aby nie przeciwdziałała drganiom cewki ruchomej wzdłuż rdzenia elektromagnesu i aby jednocześnie nie pozwalała cewce przemieszczać się w kierunku poprzecznym.

Główną zaletą głośników elektrodynamicznych jest to, że pozwalają one uzyskiwać duże moce akustyczne przy małych zniekształceniach. Cechy tej nie mają inne typy głośników. Dzięki dobremu odtwarzaniu niskich tonów głośniki elektrodynamiczne dają przyjemną barwę tonu, co jest powodem szerokiego ich rozpowszechnienia.

Z punktu widzenia eksploatacji wygodniejszy jest głośnik elektrodynamiczny z magnesem stałym. Ten typ głośnika znajduje obecnie najszersze zastosowanie.

Oprócz głośników elektrodynamicznych w instalacjach okrętowych stosuje się także głośniki elektromagnetyczne.

Głośnik elektromagnetyczny składa się z magnesu stałego, żelaznej kotwiczki umocowanej jednym końcem między tulejkami, nabiegunników z nasadzonymi na nie cewkami oraz igły.

Uzwojenia cewek nabiegunników łączy się szeregowo, ale nawija się je w kierunkach przeciwnych. Gdy głośnik nie pracuje, na koniec kotwiczki znajdującej się między nabiegunnikami działa jednocześnie pole magnetyczne dwóch magnesów umieszczonych naprzeciw siebie. W związku z tym kotwiczka, przyciągana przez oba nabiegunniki z jednakową siłą, pozostaje nieruchoma.

Gdy przez uzwojenie cewek przepływa prąd o częstotliwości akustycznej, następuje dodatkowe magnesowanie nabiegunników. Ponieważ zwoje nawinięte są na cewkach w kierunkach przeciwnych, prąd zmienny o częstotliwości akustycznej przepływając przez obie cewki wytwarza w nabiegunnikach pole magnetyczne o różnych kierunkach. Jeżeli w jednym nabiegunniku namagnesowanie wzrasta, to w drugim przeciwnie — maleje. Dzięki temu kotwiczka uzyskuje ruch drgający, gdyż jest przyciągana kolejno, to przez jeden, to przez drugi nabiegunnik. Częstotliwość drgań kotwiczki odpowiada częstotliwości drgań prądu przepływającego przez uzwojenie cewek.

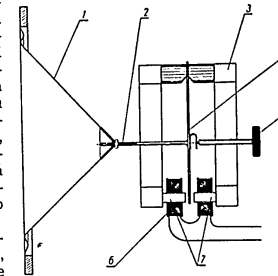
Działanie głośnika elektromagnetycznego objaśnia rysunek 278, przedstawiający schematycznie konstrukcję tego urządzenia.

Kotwiczka głośnika 4 jest połączona z igłą 2, która z kolei jest połączona z papierową membraną 1. Drgania kotwiczki wywołują drgania membrany tej samej częstotliwości. Z kolei membrana wytwarza odpowiednie drgania powietrza, na które reaguje nasz organ słuchu.

Na rysunku 278 widzimy również pozostałe części składowe głośnika elektromagnetycznego: magnesy stałe 3, śrubę regulacyjną 5, cewkę odciągającą kotwiczkę 6 i nabiegunniki 7.

Pod względem jakości odtwarzania dźwięku głośniki elektromagnetyczne są gorsze od głośników elektrodynamicznych, jednakże prosta konstrukcja, mały koszt i mała moc zużywana przez głośnik elektromagnetyczny są powodem wielkiej jego popularności w radiowych urządzeniach na statkach i na lądzie.

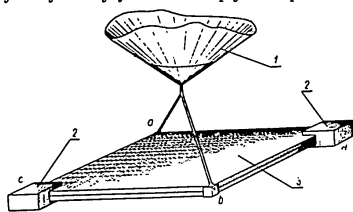
Konstrukcja głośników piezoelektrycznych oparta jest na znanym efekcie piezoelektrycznym. Odpowiednio wycięta płytka z kryształu niektórych związków, jak turmalin lub sól Rochella, pod wpływem przyłożonego napięcia zmienia wymiary geometryczne. Jeżeli przyłożymy napięcie zmienne, płytka będzie drgała w takt tego napięcia. Największy efekt



Rys. 278

piezoelektryczny zależy od odpowiedniego zorientowania płytki podczas cięcia kryształu.

Rysunek 279 przedstawia schematycznie konstrukcję głośnika piezoelektrycznego. Działanie jego jest następujące. Element piezoelektryczny 3 wykonany jest z dwóch płytek odpowiedniego kryształu, wyciętych



Rys. 279

W takim wypadku przekątna ab górnej płytki będzie kurczyła się, a płytki dolnej będzie wydłużała się. W rezultacie naroża c i d opuszczają się, a naroża a i b podnoszą się. Jeżeli naroża c i d zostaną sztywno zamocowane na wspornikach 2, po przyłożeniu napięcia zmiennego do płytek naroża a i b będą drgały w takt tego napięcia w kierunku prostopadłym do powierzchni płytek. Do tych swobodnych naroży umocowana jest membrana 1, mająca kształt papierowego sztywnego stożka; membrana wprawia w ruch powietrze.

Ponieważ głośnik piezoelektryczny nie przedstawia specjalnych zalet akustycznych, a może pracować jedynie w ograniczonym zakresie temperatur od -10° do $+30^{\circ}$ C, szerszego zastosowania w radiotechnice nie znalazł.

§ 12. AUTOALARM*

Ógólne zasady i przeznaczenie autoalarmu. Zadaniem autoalarmu jest nasłuch na morskiej fali wywoławczej 600 m (500 kHz) i samoczynne uruchomienie właściwych urządzeń alarmowych w wypadku odebrania sygnału alarmowego, ustalonego przez Międzynarodową Konwencję o Bezpieczeństwie Życia na Morzu (1948).

Według wymagań tej Konwencji, statki ponad 1600 ton obowiązane są do prowadzenia stałego, 24-godzinnego nasłuchu fali wywoławczej w celu zapewnienia pomocy statkowi, który znajdując się w niebezpieczeństwie nadaje sygnał niebezpieczeństwa (SOS).

W godzinach, gdy radiooperator nie pełni dyżuru lub gdy zajęty jest innymi czynnościami, nasłuch ten wykonuje autoalarm (samoczynne urządzenie alarmowe).

Konstrukcja urządzenia reagującego na normalny sygnał niebezpieczeństwa SOS jest dość trudna i niepewna, a praktyka wykazała, że urzą-

* Autorem niniejszego paragrafu jest Zenon Jagodziński (przyp. red. tłumaczenia).

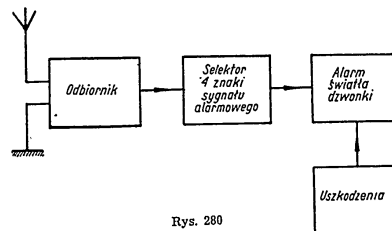
dzenia tego rodzaju najlepiej reagują na dość długie znaki. Z tego powodu wyżej wymieniona Konwencja ustaliła specjalny międzynarodowy sygnał alarmowy dla samoczynnego urządzenia alarmowego, zwany sygnałem baczności. Sygnał ten jest jednorodny i składa się z serii 12 znaków trwających po 4 sek, nadawanych z przerwami 1-sekundowymi.

Taki sygnał alarmowy nadawany jest bezpośrednio przed sygnałem niebezpieczeństwa SOS jako fala nośna modulowana emisją rodzaju A-2, przy czym częstotliwość modulacji powinna zawierać się w granicach 450–1350 Hz.

Dopuszczalne są następujące tolerancje częstotliwości i czasu trwania znaków sygnału alarmowego:

- częstotliwość: 500 ± 8 kHz, to jest 492 kHz do 508 kHz,
- czas trwania pojedynczego znaku: 3,5–6,0 sek,
- czas trwania przerwy między znakami: 0,01–1,5 sek,
- czas trwania sygnału: minimum 1 min (12 znaków).

Autoalarm musi wybrać sygnał alarmowy spośród wszystkich innych sygnałów nadawanych na fali wywoławczej, a w wypadku odebrania trzech lub czterech bezpośrednio po sobie następujących znaków sygnału alarmowego — uruchomić właściwe urządzenia alarmowe.



Rys. 280

Ponadto autoalarm musi być jak najmniej wrażliwy na zakłócenia atmosferyczne lub przemysłowe oraz zaopatrzone w urządzenia ostrzegające operatora w wypadku uszkodzenia aparatury, a także w wypadku obniżenia lub braku jednego z napięć zasilających.

Schemat blokowy autoalarmu przedstawia rysunek 280; poszczególne elementy składowe tego urządzenia opiszemy poniżej.

Odbiornik autoalarmu. Odbiornik musi odbierać wszelkie sygnały nadawane w zakresie częstotliwości 492–508 kHz i przekazywać je na selektor z mocą wystarczającą do uruchomienia przekazywnika sygnałowego na wejściu selektora.

Czułość odbiornika musi wynosić $100 \mu\text{V}$ i być regulowana ręcznie, aby można było dobrać optymalną czułość, zależną od poziomu zakłóceń.

Selektor. Zadaniem selektora jest wybranie znaków sygnału alarmowego spośród wszystkich znaków przekazywanych przez odbiornik na

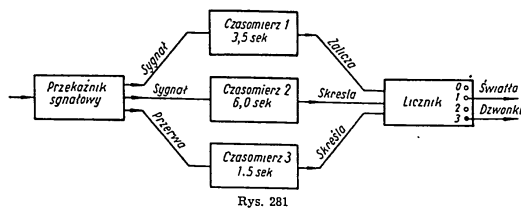
przełącznik sygnałowy. Skoro dany znak zostanie określony przez selektor jako prawidłowy znak alarmowy, musi on być zarejestrowany przez odpowiedni licznik, który po przyjęciu trzech lub czterech bezpośrednio po sobie następujących znaków uruchamia alarm. Za prawidłowy znak alarmowy należy uważać znak spełniający warunki tolerancji określone Konwencją.

Jak wynika z opisu sygnału alarmowego, wybieranie znaków alarmowych sprowadza się w zasadzie do pomiaru czasu trwania poszczególnych znaków oraz przerw między znakami, przy czym wyniki tych pomiarów rejestruje licznik.

Znak odebrany jest znakiem sygnału alarmowego, gdy:

- trwa dłużej niż 3,5 sek,
- skończy się wcześniej niż po upływie 6,0 sek,
- następny znak rozpoczyna się nie później niż 1,5 sek po zakończeniu poprzedniego znaku.

Wobec tego dla określenia znaku alarmowego potrzebne są trzy czasomierze, badające kolejno warunki podane w punktach a), b), c); schematycznie przedstawia to rysunek 281, będący schematem blokowym selektora.



Rys. 281

Przełącznik sygnałowy RR, włączony na wyjściu odbiornika, powtarza ruchy klucza po stronie nadawczej, odebrane zaś znaki przekazuje na zespół trzech czasomierzy, których działanie, w zależności od czasu trwania sygnału, przedstawia się następująco.

1. Jeżeli znak jest krótszy niż 3,5 sek, żaden z czasomierzy nie zadziała, wskutek czego znak taki zostaje przez selektor odrzucony.

2. W wypadku gdy znak jest dłuższy niż 3,5 sek, działa czasomierz 1, wskutek czego licznik rejestruje ten znak jako ewentualny pierwszy znak sygnału alarmowego.

3. Jeżeli znak jest dłuższy niż 3,5 sek, lecz krótszy niż 6,0 sek, działa czasomierz 1 i licznik rejestruje znak po 3,5 sek.

Ponieważ czasomierz 2 nie działa, rejestracja dokonana przez czasomierz 1 zostaje utrzymana i znak spełnia warunki pojedynczego znaku alarmowego.

4. W wypadku gdy znak jest dłuższy niż 6,0 sek, czasomierz 1 zadziała po 3,5 sek rejestrując znak na liczniku. Po upływie 6,0 sek działa czasomierz 2 skreślając rejestrację dokonaną przez czasomierz 1. W ten sposób

znak zostaje odrzucony i po jego zakończeniu licznik wraca na pozycję wyjściową 0.

Jak wynika z powyższego, czasomierze 1 i 2 wybierają pojedyncze znaki alarmowe, to jest znaki o czasie trwania od 3,5 do 6,0 sek. Z chwilą zakończenia pierwszego zarejestrowanego znaku zostaje włączony czasomierz 3, który sprawdza przerwy w następujący sposób.

5. Jeżeli następny znak rozpoczął się wcześniej niż po 1,5 sek, czasomierz 3 nie działa, utrzymując w mocy poprzednio dokonaną rejestrację.

6. Jeżeli w ciągu 1,5 sek po zakończeniu znaku przełącznik sygnałowy nie podał następnego rejestracji i licznik wraca na pozycję 0.

W ten sposób spośród wszystkich możliwych znaków i ich kombinacji selektor wybiera znaki trwające od 3,5 do 6,0 sek, rozdzielone przerwami nie dłuższymi niż 1,5 sek. Są to znaki odpowiadające warunkom sygnału alarmowego.

Licznik rejestruje kolejne znaki, a po zarejestrowaniu znaku trzeciego lub czwartego — uruchamia właściwy alarm.

Jeżeli w czasie odbioru którykolwiek znak lub przerwa nie odpowiada warunkom sygnału alarmowego, wszystkie poprzednio dokonane rejestracje zostają skreślone i licznik wraca na pozycję wyjściową. Konieczność przyjęcia kolejno trzech lub czterech prawidłowych znaków w dużym stopniu zabezpiecza selektor przed wywołaniem fałszywego alarmu, gdyż przypadkowe przyjęcie znaków zbliżonych w granicach tolerancji do znaków alarmowych i rozdzielonych prawidłowymi przerwami jest, jak praktyka wykazuje, mało prawdopodobne.

Pełny sygnał alarmowy składa się z serii co najmniej 12 znaków. Jedną czwartą tej serii uruchamia alarm. Jeżeli więc rejestracja została przerwana i skreślona z powodu interferencji lub innych czynników, istnieje duże prawdopodobieństwo, że następna część serii zostanie przyjęta i uruchomi alarm. Zwykle zresztą radiooperator statku alarmującego nie ogranicza się do nadania jednej serii, lecz nadaje sygnał alarmowy kilkakrotnie, szukając odpowiedzi w przerwach między sygnałami.

Autoalarm jedynie wtedy spełnia swoje zadanie, gdy jest w stanie odebrać sygnał alarmowy pomimo znacznego poziomu niepożądanych sygnałów i zakłóceń, nie powodując przy tym fałszywych alarmów wskutek odebrania znaków przypadkowo podobnych do sygnału alarmowego. Warto więc zbadać, jaka jest wrażliwość urządzenia przedstawionego na rysunku 281 na inne sygnały i zakłócenia.

Przed wszystkim należy zauważyć, że przedstawiony na rysunku 281 selektor reaguje tylko na jeden sygnał. W momencie bowiem gdy przełącznik sygnałowy zostanie z jakiegokolwiek powodu uruchomiony, staje się on niewrażliwy na wszystkie inne sygnały przyjęte równocześnie z anteny.

Przyjęcie znaku blokuje selektor dla wszystkich innych znaków bez względu na to, czy przełącznik został pobudzony właściwym sygnałem alarmowym, czy sygnałem obcym (interferencja) lub wskutek zakłóceń atmosferycznych, sieci itp. Jeżeli zatem przełącznik sygnałowy zadziała pod wpływem długotrwałych zakłóceń, autoalarm zostanie zablokowany i nie będzie zdolny do przyjęcia sygnału alarmowego. Należy więc starannie usunąć wszystkie zakłócenia pochodzące z sieci zasilającej na statku.

W wypadku zablokowania przełącznika sygnałowego z powodu zakłóceń atmosferycznych jedynym ratunkiem jest zmniejszenie czułości odbiornika. Z tego powodu odbiornik autoalarmu musi być zaopatrzony w ręczną regulację czułości. Oczywiście zmniejszenie czułości jest równoznaczne ze zmniejszeniem zasięgu, to jest wrażliwości na słabsze (dalsze) sygnały alarmowe, i dlatego należy je każdorazowo ograniczać do minimum koniecznego ze względu na poziom zakłóceń. Pewna wprawa pozwala operatorowi na znalezienie takiego optimum dla danych warunków, przy którym czułość odbiornika jest największa, nie powodując jeszcze zablokowania przełącznika sygnałowego wskutek zakłóceń.

Jeżeli po pewnym czasie poziom zakłóceń wzrośnie blokując przełącznik sygnałowy, po upływie 3,5 sek zadziała czasomierz 1 i licznik przejdzie na pozycję 1 zapalając światła ostrzegawcze. Jeżeli światła te palą się przez kilka minut, należy zmniejszyć czułość odbiornika. Ponieważ światła ostrzegawcze świecą się również na mostku, oficer służbowy obowiązany jest zwrócić na nie uwagę i wezwać radiooperatora w razie jego nieobecności w kabinie radiowej.

Czasomierze są najbardziej istotnymi i charakterystycznymi elementami selektora. Poszczególne firmy produkujące samoczynne urządzenia alarmowe w rozmaity sposób rozwiązują zagadnienie pomiaru czasu, jednak konstrukcje te można ogólnie podzielić na dwie grupy:

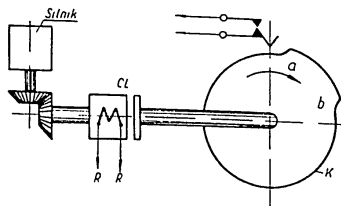
- a) czasomierze mechaniczne,
- b) czasomierze elektryczne.

Przykładem mechanicznego pomiaru czasu jest opisana poniżej konstrukcja czasomierza, przedstawiona schematycznie na rysunku 282.

Do walka napędzanego przez silnik ze ściśle określoną liczbą obrotów przyłączona jest za pomocą sprężyna magnetycznego CL tarcza kontaktowa K.

Przyjęcie znaku, to jest zadziałanie przełącznika sygnałowego RR, powoduje włączenie sprężyna, wskutek czego tarcza kontaktowa zaczyna się obracać z tą samą prędkością co wałek, rozpoczynając ruch z pozycji wyjściowej a. Gdy po czasie określonym przeznaczeniem czasomierza (np. 3,5 sek w wypadku czasomierza 1) tarcza dojdzie do położenia kontaktowego b, sprężyna kontaktowe zostają zwarte, zamykając odpowiedni obwód licznika. Po wykonaniu zadania druga para sprężyn przerywa obwód sprężyna i tarcza kontaktowa za pomocą sprężyna zostaje ustawiona w położeniu wyjściowym, gdzie czeka na wykonanie następnego pomiaru.

Zespół selektora tworzą trzy tarcze kontaktowe, stanowiące czasomierze 1, 2 i 3, przedstawione na rysunku 281.



Rys. 282

Zespół selektora tworzą trzy tarcze kontaktowe, stanowiące czasomierze 1, 2 i 3, przedstawione na rysunku 281.

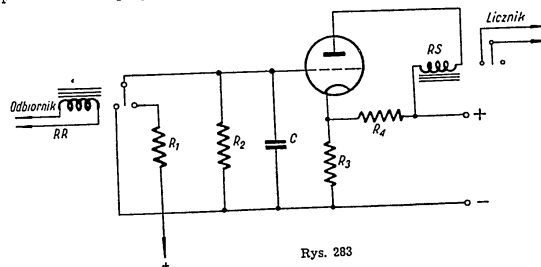
Przykładem czasomierza elektrycznego jest układ przedstawiony na rysunku 283. Pomiar odbywa się tu przez wykorzystanie stałej czasu w obwodzie RC.

Przełącznik sygnałowy RR jest przyłączony na wyjściu odbiornika w ten sposób, że w stanie spoczynku, to jest przy braku sygnału, kotwica jest przyciągnięta zwierając do ziemi siatkę lampy. Za pomocą dzielnika napięcia $R_3 - R_4$ siatka lampy otrzymuje początkowe napięcie ujemne, przekraczające znacznie napięcie odcięcia.

Gdy odbiornik przyjmie sygnał, przełącznik RR odpada włączając napięcie dodatnie przez dzielnik napięcia $R_1 - R_2$.

Pojemność C jest rzędu kilku mikrofaradów, oporności R_1 i R_2 mają wartość po kilka megaomów. Wskutek dużej stałej czasu takiego obwodu proces narastania napięcia na siatce odbywa się powoli, zatem prąd anodowy zaczyna płynąć dopiero po pewnym czasie i narasta asymptotycznie do wartości uwarunkowanej stosunkiem podziału R_1 i R_2 .

Gdy prąd dojdzie do wartości właściwej dla przełącznika selektora RS, przełącznik ten przyciąga, zamykając odpowiedni obwód licznika.



Rys. 283

Opóźnienie, z jakim działa przełącznik RS w stosunku do początku sygnału, zależy od stałej czasu obwodu, to jest pojemności C i wartości R_1 i R_2 , od stosunku ich podziału i stosunku podziału $R_3 - R_4$, jak również od prądu działania przełącznika RS. Ta ostatnia zależność daje możliwość regulacji opóźnienia za pomocą naciągu sprężyna kotwicy RS.

Jeżeli sygnał zostanie przerwany przed upływem czasu przewidzianego dla danego czasomierza, przełącznik RR przyciąga, zwierając w ten sposób siatkę do ziemi i rozładowując kondensator. Wskutek tego pomiar czasu następnego sygnału zaczyna się od początku.

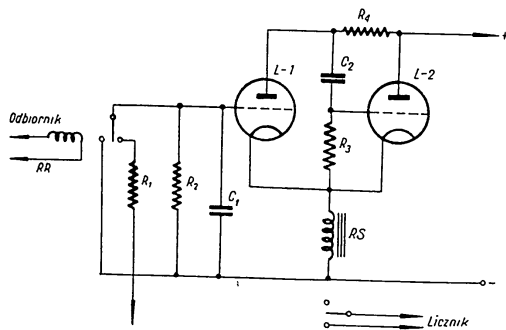
Zgodnie ze schematem blokowym przedstawionym na rysunku 281 zespół selektora tworzą trzy czasomierze, mierzące odpowiednio czas trwania znaku 3,5 sek i 6,0 sek oraz czas przerwy 1,5 sek.

Wadą układu przedstawionego na rysunku 283 jest duża wrażliwość na wahania napięcia zasilającego oraz na zmiany prądu przyciągania przełącznika RS, występujące wskutek zmian temperatury, naciągu sprężyna i innych przypadkowych czynników.

Wady te występują w znacznie mniejszym stopniu w układzie czasomierza z multiwibratorem, przedstawionym na rysunku 284.

W przerwach między impulsami przez przekaźnik RS płynie prąd anodowy lampy L-2, wskutek czego przekaźnik ten przyciąga, a spadek napięcia na jego uzwojeniu jest wykorzystany jak napięcie ujemne, odcinające lampę L-1.

Narastanie napięcia w obwodzie siatki odbywa się tu podobnie jak w układzie przedstawionym na rysunku 283 z tą różnicą, że dla pomiaru miarodajny jest czas, w którym wypadkowe napięcie w obwodzie siatki dojdzie do wartości napięcia odcięcia lampy L-1.



Rys. 284

Wówczas lampa L-1 zaczyna przewodzić, dzięki czemu kondensator C₂ rozładowuje się przez lampę L-1 i opornik R₃, a prąd rozładowania daje na oporniku R₃ napięcie ujemne, zmniejszające prąd anodowy lampy L-2. Zmniejszenie prądu anodowego lampy L-2 powoduje zmniejszenie spadku napięcia na przekaźniku RS, a więc zmniejszenie przedpięcia lampy L-1, czyli szybsze rozładowanie kondensatora C₂ i dalsze zmniejszenie prądu anodowego lampy L-2. Przebieg ten ma więc charakter lawinowy — prąd przekaźnika RS gwałtownie maleje, dzięki czemu czynniki przypadkowe, jak zmiana naciągu sprężyn, wibracje, wstrząsy itp. nie grają roli.

Przekaźnik RS puszcza przekazując impuls pomiarowy na licznik, przy czym następuje rozładowanie kondensatora C₁, przekaźnik przyciąga, powstaje przedpięcie i układ jest gotowy do nowego pomiaru.

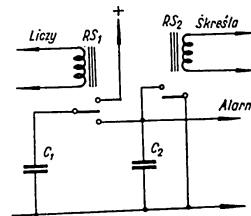
Licznikiem selektora może być na przykład zespół przekaźników włączanych kolejno w miarę odbierania poszczególnych znaków sygnału alarmowego, przy czym przekaźnik ostatni (lub raczej ostatnia para przekaźników) włącza urządzenie alarmujące.

Stosowane są również liczniki o konstrukcji zbliżonej do wybieraka telefonicznego.

Innym, bardzo prostym rozwiązaniem jest licznik pojemnościowy, którego zasadę przedstawia rysunek 285.

Przekaźnik czasomierza liczącego RS₁ przerzuca ładunek z kondensatora C₁ na kondensator C₂ o większej pojemności.

Przy zaliczaniu poszczególnych znaków napięcie na kondensatorze C₂ wzrasta skokami, a za trzecim lub czwartym skokiem powoduje zadziałanie multiwibratora, włączającego dzwonek alarmowy. Skreślenie w wypadku zbyt długiego znaku lub przerwy odbywa się przez rozładowanie kondensatora C₂.



Rys. 285

Urządzenia alarmujące. Alarm właściwy. Autoalarm pracuje w czasie, gdy radiooperator nie pełni służby, zatem bez dozoru. Z tego powodu dzwonek i światła ostrzegawcze muszą być powtórzone w kabine radiooperatora oraz na mostku, skąd oficer służbowy może przywołać operatora w wypadku alarmu lub zapalenia się światła ostrzegawczych. Wyłączenie alarmu możliwe jest tylko w radiokabinie za pomocą specjalnego wyłącznika.

Alarm uszkodzeń własnych. Ze względu na pracę bez dozoru autoalarm musi być zaopatrzony w urządzenia przywołujące operatora w wypadku uszkodzenia aparatury, jak na przykład przepalenia lampy lub bezpiecznika, obniżenia lub braku jednego z napięć zasilających itp.

Rozdział VII RADIONAMIERNIKI OKRĘTOWE

§ 1. ZASADY OGÓLNE

Radionamierniki są to urządzenia radioodbiornicze, za pomocą których określa się kierunek stacji radionadawczej.

Podstawy techniki radionamierzenia zawdzięczamy wielkiemu uczeniowi rosyjskiemu, wynalazcy radia, A. S. Popowowi.

Już w 1897 r. prowadząc na rzekło kronsztadzkiej doświadczenia nad łącznością radiową między statkami Popow w swym sprawozdaniu wskazywał, że „zastosowanie źródła fal elektromagnetycznych jako uzupełnienia do sygnałów świetlnych i akustycznych pozwoli obserwować radiofale elektromagnetyczne w sygnały dźwiękowe może uprzedzić o bliskości radiolatorni, a odstęp w czasie między sygnałami dźwiękowymi pozwoli je rozróżnić. Kierunek radiolatorni można w przybliżeniu określić korzystając z własności masztów mogących zatrzymać fale elektromagnetyczne, to jest inaczej mówiąc — dawać jej cień”.

W kilka lat później, podczas wojny rosyjsko-japońskiej, admirał S. O. Makarow po raz pierwszy praktycznie zastosował idee Popowa do określania kierunku okrętów nieprzyjacielskich. W rozkazie Makarowa, który był wówczas dowódcą Floty Oceanu Spokojnego, czytamy: „Przy określaniu kierunku można posługiwać się następującą metodą: manewrować okrętem tak, aby zasłonić własnym omaszutowaniem przewód odbiorczy, przy czym stosując odpowiednie przekroczenie można ustalić niekiedy kierunek nieprzyjaciela. Oficerom-maszetom zaleca się przeprowadzać wszelkie doświadczenia dotyczące tego zagadnienia”.

W tym samym czasie uczonego radzieckiego Papaleksi, który był wówczas studentem, przeprowadził zwiększone powiększenie doświadczenia nad odbiornikiem sygnałów radiowych za pomocą specjalnej anteny obrotowej. W kształcie ramy, taką anteną obrotową, szeroko stosowaną w obecnych radionamiernikach, nie wymaga manewrowania okrętu przy określaniu kierunku nieprzyjacielskiej floty radiowej. W latach późniejszych Papaleksi

* A. S. Popow, Sbornik dokumntow, Leningradskie gosizdatznanije, Leningrad, 1936, s. 99.
* I. W. Brjantsew, Fizi. razwitiia radiolostaci. Stenogramma publicznoj lekci, Leningrad, 1936, s. 5.

wykonał z pomyślnym rezultatem próby radionamierów na łodziach podwodnych.

Dzięki pracom Popowa, Makarowa i Papaleksiego radionamierzenie mogło być szeroko stosowane podczas pierwszej wojny światowej dla celów wywiadowczych. Posługiwała się nim z powodzeniem flota ZSRR na Bałtyku. Na morzu tym zainstalowano całą sieć stacji radionamierowych, które umożliwiały śledzenie pracy radiostacji nieprzyjacielskich i określanie ich położenia.

Po pierwszej wojnie światowej radionamierzenie znalazło szerokie zastosowanie we flocie handlowej i lotnictwie cywilnym; stało się ono jedną z podstawowych metod określania położenia okrętów i samolotów.

Charakterystyczną cechą radionamierników, tak zresztą jak i innych urządzeń radionawigacyjnych, jest całkowita niezależność ich działania od warunków widzialności, co jest szczególnie ważne w nawigacji okrętowej. Podczas mgły, gdy posługiwanie się przyrządami optycznymi staje się całkowicie niemożliwe, nawigator okrętowy może za pomocą radionamiernika ustalić swoje położenie i prowadzić statek w żądanym kierunku.

Drugą cechą charakterystyczną radionamiernika, odróżniającą go od innych urządzeń nawigacyjnych, jest większy zasięg działania.

Zasięg działania urządzeń optycznych ogranicza się do promienia bezpośredniej widzialności.

Zasięg działania radionamiernika, przy uwzględnieniu odpowiednich poprawek, określony jest przez moc nadajnika radiostacji namierzonej oraz przez czułość odbiornika radionamiernika.

Przy prowadzeniu nawigacji w morzu, z dala od brzegowych znaków orientacyjnych, czy też przy złych warunkach widzialności, uniemożliwiających obserwacje astronomiczne, posługiwanie się radionamiernikiem umożliwia nawigatorowi utrzymanie właściwego kursu, określanie poprawek na prąd i dryf, jednym słowem — właściwe prowadzenie statku.

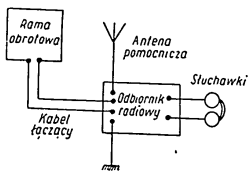
Rola radionamiernika w nawigacji okrętowej nie zmniejszyła się nawet z chwilą pojawienia się po drugiej wojnie światowej dużej liczby innych urządzeń radionawigacyjnych. Dzięki swej uniwersalności, prostej konstrukcji i stosunkowo niewielkim kosztom radionamierniki używane są na wszystkich statkach morskich na równi z nowszymi urządzeniami radionawigacyjnymi.

Radionamierniki okrętowe dzieli się na dwa podstawowe rodzaje:

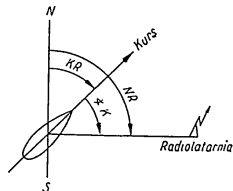
- 1) radionamierniki z nieruchomymi antenami ramowymi (goniometryczne).
- 2) radionamierniki z obrotową anteną ramową (wchodzą następujące elementy przedstawione w postaci schematu blokowego na rysunku 286: obrotowa antena ramowa (rama obrotowa), kabel łączący, radioodbiornik, antena pomocnicza i słuchawki).

Zasada działania radionamiernika z obrotową anteną ramową w ogólnych zarysach przedstawia się następująco: pole elektromagnetyczne sygnału radiowego działając na uzwojenie anteny ramowej wywołuje w niej prąd, którą doprowadza się na wejście odbiornika; otrzymaną SEM następnie wzmacnia się, poddaje się odpowiedniej przemianie, po czym działa się nią na słuchawki.

Właściwości anteny ramowej polegają na tym, że indukowana w niej siła elektromotoryczna zależy od kąta obrotu płaszczyzny, w której leżą zwoje ramy, w stosunku do kierunku na namierzaną radiostację. Ustawiając w należyty sposób ramę w stosunku do płaszczyzny symetrii statku, można według maksymalnej lub — jak się zwykle stosuje —

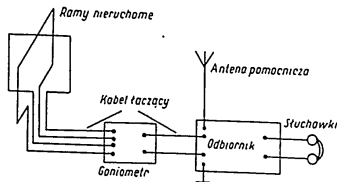


Rys. 286



Rys. 287

według minimalnej słyszalności sygnału radiostacji namierzanej określić kąt utworzony między płaszczyzną symetrii statku i kierunkiem na stację radionadawczą. Jest to tak zwany kąt kursowy (w skrócie $\angle K$). Znając w chwili odczytu kąta kursowego kurs rzeczywisty statku (w skrócie KR), jak pokazuje rysunek 287, łatwo jest znaleźć namiar rzeczywisty (w skrócie NR) na radiostację (radiolatarnię).



Rys. 288

W skład radionamiernika z nieruchomymi antenami ramowymi wchodzi następujące elementy przedstawione na schemacie blokowym na rysunku 288: dwie nieruchome, wzajemnie prostokątne, anteny ramowe, kabel łączący anteny ramowe z goniometrem, goniometr, kabel łączący goniometr z odbiornikiem, odbiornik, antena pomocnicza i słuchawki.

Przy namierzaniu zamiast anteny ramowej obraca się specjalna, ładująca się wewnątrz goniometru cewka, nazywana cewką szukającą.

Przy obracaniu tej cewki indukowana w niej SEM zmienia się według tej samej zależności, co SEM indukowana przez pole sygnału radiostacji w obrotowej antenie ramowej. Cewka ta jest połączona z odbiornikiem. Obracając cewkę można określić kąt kursowy tak samo jak przy radionamierniku z obrotową anteną ramową.

§ 2. ODBIÓR SYGNAŁÓW RADIOWYCH ZA POMOCĄ ANTENY PIONOWEJ

Oprócz specjalnej anteny ramowej do odbioru sygnałów radiowych przy radionamierzaniu używa się także pionowej anteny, tak zwanej anteny pomocniczej.

Przyjmujemy, że pionowa, uziemiona antena (rys. 289) znajduje się pod działaniem fali elektromagnetycznej, której pole elektromagnetyczne w punkcie umieszczenia anteny zmienia się według zależności:

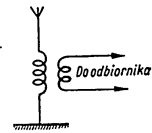
$$E = E_m \sin \omega t.$$

W takim razie chwilowa wartość SEM indukowanej w antenie będzie, jak wiadomo, równa:

$$E_A = E_m h_{yk} \sin \omega t,$$

zaś jej amplituda:

$$E_{m_A} = E_m h_{yk}.$$

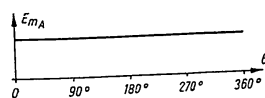


Rys. 289

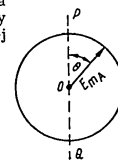
Przy obracaniu anteny wokół jej osi o kąt 360° w stosunku do uprzednio wybranego kierunku (na lądzie taki kierunek może wyznaczyć południk geograficzny, na statku — płaszczyzna symetrii) amplituda i faza SEM w antenie będą stałe.

Innymi słowami, antena pionowa nie ma własności kierunkowych i przyjmuje sygnały jednakowo ze wszystkich stron. Właściwości kierunkowe anten odbiorczych przyjęto przedstawiać w postaci tak zwanego wykresu kierunkowego lub charakterystyki kierunkowej*. Wykres taki można wykonać zarówno w układzie współrzędnych prostokątnych jak i biegunowych.

Wykonując wykres kierunkowy anteny w układzie współrzędnych prostokątnych (rys. 290) na osi odciętych odkładamy wartości kąta obrotu anteny θ , na osi rzędnych zaś E_{m_A} czyli amplitudę SEM w antenie. Linia prosta, równoległa do osi odciętych, przedstawia na wykresie stałość amplitudy SEM w antenie przy zmianach kąta obrotu, położenie zaś tej linii po jednej stronie osi określa stałość fazy.



Rys. 290



Rys. 291

Rysunek 291 przedstawia wykres kierunkowy anteny pionowej w układzie współrzędnych biegunowych. W punkcie O na wykresie jest umieszczona antena. Kątem biegunowym jest kąt obrotu anteny θ , promieniem —

* Zwanej niekiedy również charakterystyką kierunkowości (przyp. tłum.).

-wektorem — amplituda SEM E_{m_A} w antenie. Prostą przerywaną PQ oznaczono przyjęty na początku kierunek, w odniesieniu do którego odczytuje się kąt obrotu anteny. Przy zmianach kąta Θ koniec wektora E_{m_A} opisuje okrąg będący biegunowym wykresem kierunkowym anteny pionowej.

Pod wpływem indukowanej w antenie SEM pojawi się w niej prąd elektryczny. Ponieważ parametry anteny, to jest indukcyjność, pojemność oraz oporność czynna, są rozłożone wzdłuż całej długości anteny, więc natężenie prądu w różnych jej częściach będzie, jak wiadomo, niejednakowe. Jednakże w celu uproszczenia obliczeń zastępuje się zwykle antenę (rys. 289) równoważnym obwodem zamkniętym (rys. 292) o parametrach skupionych. Taka zamiana jest w praktyce całkowicie dopuszczalna, szczególnie wówczas, gdy interesuje nas natężenie prądu nie w samej antenie, lecz w obciążeniu, na które pracuje antena (w naszym przypadku w cewce L_c). Na rysunku 292 przez L_A , C_A i R_A oznaczono indukcyjność własną, pojemność własną i własną oporność czynną anteny; L_c i R_c oznaczają indukcyjność i oporność czynną przyłączonej do anteny cewki, za pomocą której podaje się napięcie na wejście odbiornika. Na końcówkach równoważnego obwodu działa SEM E_A o częstotliwości ω , indukowana w antenie przez falę elektromagnetyczną.

Natężenie prądu w takim obwodzie zgodnie z prawem Ohma wyraża się następująco:

$$I_A = \frac{E_A}{Z_A} = \frac{E_A}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

gdzie

$$R = R_A + R_c; L = L_A + L_c; C = C_A.$$

Zależnie od katowej częstotliwości własnej obwodu anteny, równiej:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

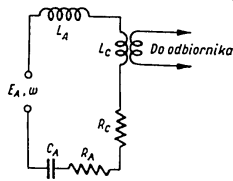
prąd i napięcie w antenie mogą być zgodne w fazie, albo też przesunięte o kąt φ .

Jeżeli obwód anteny nie jest dostrojony do rezonansu, to jest jeżeli $\omega \neq \omega_0$, wówczas przy SEM w antenie:

$$E_A = E_m \sin \omega t = E_{m_A} \sin \omega t,$$

prąd w antenie wynosi:

$$i = \frac{E_{m_A}}{Z_A} \sin(\omega t - \varphi),$$



Rys. 292

gdzie

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Przy warunku $\omega = \omega_0$, to jest gdy antena jest dostrojona do rezonansu, występuje równość:

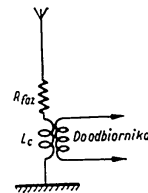
$$\omega L = \frac{1}{\omega C};$$

wówczas

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = \frac{0}{R} = 0,$$

a zatem

$$\varphi = 0$$



Rys. 293

Z powyższego wynika, że przy dostrojeniu anteny do rezonansu prąd i napięcie w antenie są zgodne w fazie, a zatem są również zgodne w fazie z polem elektromagnetycznym działającym na antenę.

W technice radionamierzenia bardzo ważny jest wypadek, przy którym znacznie maleje w antenie przesunięcie fazy między prądem, napięciem i polem elektromagnetycznym bez dostrojenia anteny do rezonansu. Można do tego doprowadzić włączając do anteny duży opór R_{faz} (rys. 293), zwany oporem fazującym.

Wielkość oporu fazującego dobiera się tak, aby oporność jego była wielokrotnie większa od oporności biernej obwodu antenowego, to jest aby był spełniony warunek:

$$R_{faz} > \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Przy zastosowaniu tego warunku do wzoru na $\operatorname{tg} \varphi$ kąt przesunięcia fazy będzie tak mały, że praktycznie można przyjąć, iż wynosi on zero.

Przykład. Długość fali nadajnika radiowego $\lambda = 600$ m; pojemność obwodu antenowego $C_A = 50$ pF; indukcyjność obwodu antenowego $L_A = 100$ μ H; opór fazujący $R_{faz} = 100\,000$ Ω . Znaleźć kąt przesunięcia fazy między prądem i napięciem w antenie.

Rozwiązanie. Określamy częstotliwość nadajnika:

$$f = \frac{3 \cdot 10^8}{600} = 500\,000 \text{ Hz.}$$

Następnie znajdujemy opór indukcyjny obwodu antenowego:

$$\omega L_A = 6,28 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 10^1 \cdot 10^{-4} = 314 \Omega$$

oraz opór pojemnościowy obwodu antenowego:

$$\frac{1}{\omega C_A} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 50} \approx 6400 \Omega.$$

Obliczamy:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{314 - 6400}{100\,000} = -0,06.$$

Rozwiązanie znajdujemy w tablicach trygonometrycznych:

$$\varphi = -3,5^\circ.$$

W obwodzie antenowym przeważa więc opór pojemnościowy, to jest prąd wyprzedza napięcie o bardzo mały kąt, wynoszący $3,5^\circ$. Praktycznie można zatem przyjąć, że nie ma przesunięcia fazy, mimo że antena jest nie nastrojona.

Na zakończenie trzeba nadmienić, że wielkość oporu fazującego dobranej do danej długości fali może się okazać niewystarczająca przy przejściu na falę inną, na przykład na dłuższą.

Przykład. Obliczyć kąt przesunięcia fazy dla poprzedniego przypadku, jeżeli długość fali nadajnika radiowego $\lambda = 1000$ m.

Rozwiązanie:

$$f = \frac{3 \cdot 10^8}{10^2} = 3 \cdot 10^6 \text{ Hz};$$

$$\omega L_A = 6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 10^2 \cdot 10^{-4} = 188 \Omega;$$

$$\frac{1}{\omega C_A} = \frac{10^{12}}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 50} = 10\,616 \Omega;$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{188 - 10\,616}{100\,000} = -0,1043;$$

$$\varphi = -6^\circ.$$

Przy przechodzeniu więc z jednej fali na drugą konieczna jest często zmiana wielkości oporu fazującego.

§ 3. ODBIÓR SYGNAŁÓW RADIOWYCH ZA POMOCĄ ANTENY RAMOWEJ

Po zaznajomieniu się z właściwościami odbiorczymi anteny pionowej rozpatrzmy obecnie odbiór sygnałów radiowych przez antenę ramową (ramę).

Przyjmijmy, że fala elektromagnetyczna działa na prostokątną, jednozwojową ramę o wysokości h i szerokości l (rys. 294). Przyjmijmy przy tym, że płaszczyzna ramy pokrywa się z płaszczyzną rozchodzenia się fali elektromagnetycznej. Oporając się na poprzednich rozważaniach stwierdzimy, że fala elektromagnetyczna będzie indukowała SEM tylko w przewodach pionowych ab i dc ramy, z tymi bowiem przewodami pokrywa się wektor natężenia pola elektrycznego E , wektor zaś natężenia pola magnetycznego H jest do nich prostopadły. Natomiast w przewodach poziomych ad i bc SEM nie powstanie, ponieważ wektor natężenia pola elektrycznego E jest do nich prostopadły, a wektor pola magnetycznego H w ogóle ich nie przecina.

W celu określenia wypadkowej SEM indukowanej w ramie przyjmijmy, że fazą początkową jest faza czoła fali, przechodzącego przez środek ramy.

Niech pole w środku ramy zmienia się zgodnie z równaniem:

$$E = E_m \sin \omega t;$$

wówczas SEM indukowana w lewym ramieniu (przewodzie) ramy będzie wynosiła:

$$e_{ab} = E_m h \sin \omega(t + \Delta t),$$

gdzie

Δt — czas potrzebny na przejście czoła fali od lewego ramienia ramy do środka, przy czym

$$\Delta t = \frac{l}{2} \cdot \frac{1}{c}.$$

Uwzględniając, że $\omega = \frac{2\pi}{T}$ możemy napisać:

$$e_{ab} = E_m h \sin \left(\omega t + \frac{\pi l}{cT} \right);$$

ponieważ $cT = \lambda$, więc ostatecznie otrzymujemy:

$$e_{ab} = E_m h \sin \left(\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} \right).$$

Odpowiednio SEM w prawym ramieniu będzie równa:

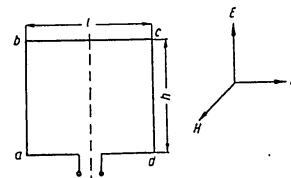
$$e_{dc} = E_m h \sin \left(\omega t - \frac{\pi l}{\lambda} \right).$$

W danym przypadku zamiast wysokości skutecznej podstawiamy do wzoru wysokość geometryczną ramy h . Takie podstawienie jest całkowicie dopuszczalne, jeżeli uwzględnimy, że w zakresie fal średnich, na których pracują radionamierniki okrętowe, długość fali jest wielokrotnie większa od wymiarów ramy.

Dlatego możemy praktycznie przyjmować, że SEM i natężenie prądu wzdłuż ramienia ramy mają rozkład równomierny.

Ponieważ SEM w lewym i SEM w prawym ramieniu są skierowane przeciwnie, wypadkowa SEM na końcach uzwojenia ramy równa się różnicy SEM w lewym i prawym ramieniu:

$$\begin{aligned} e_0 &= e_{ab} - e_{dc} = E_m h \sin \left(\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} \right) - E_m h \sin \left(\omega t - \frac{\pi l}{\lambda} \right) = \\ &= E_m 2h \cos \frac{\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} + \omega t - \frac{\pi l}{\lambda}}{2} \cdot \sin \frac{\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} - \omega t + \frac{\pi l}{\lambda}}{2}. \end{aligned}$$



Rys. 294

Jak już zaznaczono poprzednio, stosunek szerokości l do długości fali λ w zakresie fal średnich jest wielkością bardzo małą. Dlatego też nie wprowadzając istotnego błędu można w danym przypadku sinus zastąpić przez argument, to jest przyjmując, że

$$\sin \frac{\pi l}{\lambda} \approx \frac{\pi l}{\lambda};$$

wówczas wyrażenie dla wypadkowej SEM w uzwojeniu ramy przyjmie postać:

$$e_o = E_m \frac{2\pi hl}{\lambda} \cos \omega t = E_m \frac{2\pi S}{\lambda} \cos \omega t,$$

gdzie

$$S = hl - \text{powierzchnia ramy.}$$

Z ostatniego wyrażenia wynika, że SEM w uzwojeniu ramy jest przesunięta w fazie w stosunku do natężenia pola elektromagnetycznego fali o kąt 90° , pole w środku ramy zmienia się bowiem według funkcji $\sin \omega t$, a SEM w ramie — według funkcji $\cos \omega t$. Mnożnik $\frac{2\pi S}{\lambda}$ stanowi wysokość skuteczną ramy. Anteny ramowe radionamierników okrętowych mają zwykle nie jeden, lecz wiele zwojów, przy czym zwoje nawijają się szeregowo jeden w stosunku do drugiego, wskutek czego całkowita SEM indukowana w ramie jest równa sumie SEM każdego zwoju z osobna.

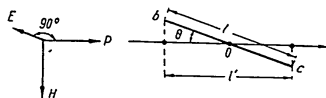
Na przykład jeżeli rama składa się z N zwojów, to SEM w takiej ramie będzie N razy większa niż SEM jednego zwoju.

Na tej podstawie wyrażenie dla SEM w ramie wielozwojowej wyrazi się wzorem:

$$e_o = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \omega t,$$

przy czym w danym przypadku wysokość skuteczną ramy wynosi $\frac{2\pi NS}{\lambda}$.

Rozpatrzony przez nas przykład odbioru sygnałów radiowych przez ramę przy zachowaniu zgodności płaszczyzny ramy z płaszczyzną rozchodzenia się fal radiowych jest przypadkiem szczególnym. Aby zaznajomić się z kierunkowymi właściwościami ramy, trzeba zapoznać się z właściwościami odbioru sygnałów przez ramę przy ustawieniu jej płaszczyzny pod dowolnym kątem do kierunku rozchodzenia się fal radiowych. W tym celu posłużymy się rysunkiem 295, na którym w odróżnieniu od rysunku 294 rama pokazana jest w rzucie, przy czym płaszczyzna jej obrońca jest o kąt Θ w stosunku do kierunku rozchodzenia się fal radiowych.



Rys. 295

zmy się rysunkiem 295, na którym w odróżnieniu od rysunku 294 rama pokazana jest w rzucie, przy czym płaszczyzna jej obrońca jest o kąt Θ w stosunku do kierunku rozchodzenia się fal radiowych.

O ile poprzednio, gdy płaszczyzna ramy pokrywała się z płaszczyzną rozchodzenia się fal radiowych, przesunięcie fazy czoła fali między punktami b i c wynosiło:

$$\varphi = \left(\omega t + \frac{\pi l}{\lambda} \right) - \left(\omega t - \frac{\pi l}{\lambda} \right) = \omega t + \frac{\pi l}{\lambda} - \omega t + \frac{\pi l}{\lambda} = 2 \frac{\pi l}{\lambda},$$

o tyle teraz, ponieważ czoło fali jest stale prostopadłe w stosunku do początkowego położenia ramy, różnica faz zmalała do wielkości:

$$\varphi = \frac{2\pi l'}{\lambda} = \frac{2\pi l}{\lambda} \cos \Theta.$$

Zmniejszenie się różnicy faz zmniejsza wypadkową SEM ramy, która teraz będzie wynosiła:

$$e_o = E_m \frac{2\pi hl}{\lambda} \cos \Theta \cos \omega t = E_m \frac{2\pi S}{\lambda} \cos \Theta \cos \omega t.$$

W przypadku ramy składającej się z N zwojów SEM będzie odpowiednio równa:

$$e_o = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \Theta \cos \omega t.$$

Z wyrażenia tego wynika, że wysokość skuteczną ramy umieszczonej pod dowolnym kątem Θ w stosunku do kierunku rozchodzenia się fal elektromagnetycznych będzie równa:

$$\frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \Theta.$$

Amplituda SEM w ramie wyrazi się wzorem:

$$E_{sr} = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \Theta.$$

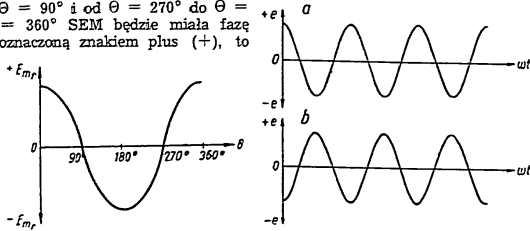
A zatem, gdy płaszczyzna ramy pokrywa się z kierunkiem rozchodzenia się fal elektromagnetycznych, to jest gdy $\Theta = 0^\circ$, a $\cos 0^\circ = 1$, wówczas amplituda SEM w ramie będzie n a j w i ę k s z a. Gdy płaszczyzna ramy będzie prostopadła do kierunku rozchodzenia się fal radiowych, to jest gdy $\Theta = 90^\circ$, a $\cos 90^\circ = 0$, amplituda SEM w ramie wyniesie 0. Przy każdym innym położeniu ramy amplituda SEM będzie proporcjonalna do cosinusa kąta obrotu Θ . Oznacza to, że rama w odróżnieniu od anteny pionowej ma własności kierunkowe.

Charakterystykę tych własności ramy podaje wykres kierunkowy. Na rysunku 296 przedstawiono wykres kierunkowy ramy wykonany w układzie współrzędnych prostokątnych.

Ponieważ amplituda SEM w ramie jest proporcjonalna do cosinusa kąta jej obrotu, więc zależność amplitudy (albo wartości skutecznej) SEM w ramie od kąta jej obrotu Θ ma postać cosinoidy (rys. 296). SEM osiąga

maksimum w punktach odpowiadających wartościom $\theta = 0^\circ$ i $\theta = 180^\circ$; równa jest zeru w punktach $\theta = 90^\circ$ i $\theta = 270^\circ$.

Przy zmianie kąta θ jednocześnie ze zmianami amplitudy zmienia się także znak (faza). Jeżeli na przykład przy obrocie ramy od $\theta = 0^\circ$ do $\theta = 90^\circ$ i od $\theta = 270^\circ$ do $\theta = 360^\circ$ SEM będzie miała fazę oznaczoną znakiem plus (+), to

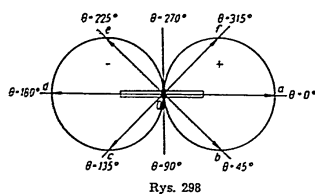


Rys. 296

Rys. 297

przy zmianie kąta od $\theta = 90^\circ$ do $\theta = 270^\circ$ znak fazy będzie minus (-). Przy przejściu od kąta θ do kąta $\theta \pm 180^\circ$, jak wynika z rysunku 296, amplituda SEM w ramie zmienia tylko fazę zachowując stałą wartość bezwzględną. Na przykład jeżeli przy $\theta = 0^\circ$ SEM w ramie będzie miała przebieg w czasie pokazany na rysunku 297a, to przy obrocie ramy o 180° przebieg SEM będzie taki jak na rysunku 297b.

Znacznie wygodniej jest przedstawić własności kierunkowe ramy za pomocą wykresu, czyli charakterystyki, wykonanego w układzie współ-



Rys. 298

rzędnych biegunowych. Przykład takiego wykresu widzimy na rysunku 298. Jest to wykres biegunowy kierunkowości ramy w płaszczyźnie poziomej. W biegunie wykresu pokazano położenie ramy w rzucie. Wykres składa się z dwóch stykających się z sobą w biegunie okręgów, przy czym jedna połowa wykresu oznaczona jest znakiem plus (+), a druga — znakiem minus (-). Znaki te analogicznie do wykresu wykonanego w układzie współrzędnych prostokątnych wskazują, że przy obrocie ramy od $\theta = 0^\circ$ do $\theta = 90^\circ$ i od $\theta = 270^\circ$ do $\theta = 360^\circ$ faza SEM w ramie będzie dodatnia, a od $\theta = 90^\circ$ do $\theta = 270^\circ$ — ujemna. Znaki te wskazują także na to, że przy przejściu od kąta θ do kąta $\theta \pm 180^\circ$ następuje odwrócenie fazy.

Zalóżymy, że kierunek rozchodzenia się sygnału radiowego pokrywa się z prostą ad (rys. 298). Wówczas, gdy rama znajduje się w położeniu

$\theta = 0^\circ$, SEM w ramie wyraża się wektorem $0a$. Przy obrocie ramy o kąt $\theta = 45^\circ$ SEM odpowiednio maleje do wielkości wyrażonej przez wektor Ob . Przy ustawieniu ramy w położeniu $\theta = 90^\circ$ SEM w niej maleje do zera. Dalszemu obrotowi ramy towarzyszy wzrost SEM, jednakże faza jej będzie już przeciwna.

Jeżeli końcówki ramy połączymy z odbiornikiem i będziemy obracać ramę wokół osi pionowej, wówczas słyszalność sygnałów będzie zmieniała się w przybliżeniu według tego samego prawa, według którego zmienia się SEM.

Nateżenie dźwięku sygnału będzie zależało tylko od bezwzględnej wartości SEM. Znak (faza) SEM nie wpływa na słyszalność, która jest określona przez składową malejącą częstotliwości drgań sygnału albo przez dudnienie.

Znak (faza) SEM ramy ma znaczenie jedynie przy rozpatrywaniu drgań wielkiej częstotliwości, to jest drgań przed detekcją w odbiorniku. Przebieg słyszalności przy obrocie ramy o kąt pełny, to jest o 360° , pokazuje wykres na rysunku 299.

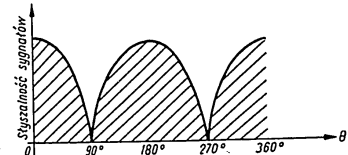
Kierunkowość ramy jest podstawową właściwością pracy radionamiernika. Jeżeli mamy do dyspozycji odbiornik i antenę ramową, możemy określić kierunek na nadajnik radiowy znajdując się w dużej odległości od niego. Kierunek na nadajnik zasadniczo można określać dwojako: albo

według maksymalnej słyszalności sygnału, albo według słyszalności zerowej, albo według dokładności określania według słyszalności maksymalnej i zerowej nie jest jednakowa. Jak widać z wykresu (rys. 300), odchylenie ramy o kąt α w jakkolwiek stronę w stosunku do położenia odpowiadającego słyszalności maksymalnej ($\theta = 0^\circ$ i $\theta = 180^\circ$) wywołuje bardzo nieznaczne zmiany nateżenia sygnału, podczas gdy odchylenie jej o ten

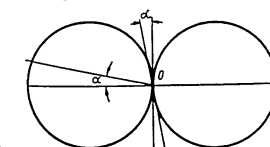
sam kąt α w stosunku do położenia odpowiadającego słyszalności zerowej ($\theta = 90^\circ$ i $\theta = 270^\circ$) zmienia słyszalność bardzo szybko.

Doświadczenie uczy, że przy normalnych warunkach odbioru radiowego obrót ramy o ułamki stopnia w stosunku do położenia zerowego wywołuje już pojawienie się istotnej słyszalności w słuchawkach, podczas gdy istotne zmiany słyszalności przy położeniu ramy odpowiadającym maksimum słyszalności zachodzą dopiero wówczas, gdy ramę obróci się o $15-20^\circ$.

Stanie się to w pełni zrozumiałe, jeżeli uwzględnimy fakt, że wielkość cosinusa kąta obrotu, proporcjonalnie do którego zmienia się SEM w ra-



Rys. 299



Rys. 300

mie, a zatem i słyszalność w słuchawkach, w pobliżu wartości $\Theta = 0^\circ$ i $\Theta = 180^\circ$ zmienia się bardzo słabo przy zmianach kąta, podczas gdy w pobliżu $\Theta = 90^\circ$ i $\Theta = 270^\circ$ wielkość cosinusa zmienia się bardzo szybko.

Na tej podstawie prawie we wszystkich radionamiernikach okrętowych określanie kierunku na nadajnik radiowy (radionamierzenie) przeprowadza się według słyszalności minimalnej (dokładniej — według zaniku słyszalności).

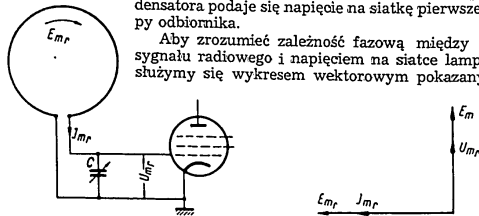
§ 4. POŁĄCZENIE RAMY Z ODBIORNIKIEM

W radionamiernikach okrętowych najszerszej stosowane są następujące układy połączenia ramy z odbiornikiem:

- 1) układ ramy strojonej ze sprzężeniem bezpośrednim;
- 2) układ ramy nie strojonej ze sprzężeniem indukcyjnym*.

Układ ramy strojonej ze sprzężeniem bezpośrednim (rys. 301) stosuje się w radionamiernikach ze zwykłą ramą obrotową. W układzie tym do zacisków ramy przyłącza się kondensator o zmiennej pojemności, za pomocą którego dostraja się ramę do rezonansu z częstotliwością namierzanego sygnału radiowego. Z zacisków tego kondensatora podaje się napięcie na siatkę pierwszej lampy odbiornika.

Aby zrozumieć zależność fazową między polem sygnału radiowego i napięciem na siatce lampy, posłużymy się wykresem wektorowym pokazanym na



Rys. 301

Rys. 302

rysunku 302. Na rysunku tym wektor E_m przedstawia amplitudę natężenia pola sygnału w środku ramy, wektor E_{m_r} — amplitudę SEM w uzwojeniu ramy, która — jak wiadomo — jest przesunięta w fazie o kąt 90° w stosunku do pola w środku ramy. Przy dostrajeniu do rezonansu prąd w uzwojeniu ramy jest zgodny w fazie z SEM. Amplituda tego prądu wynosi:

$$I_{m_r} = \frac{E_{m_r}}{R_r}$$

gdzie

R_r — wypadkowa oporność czynna ramy.

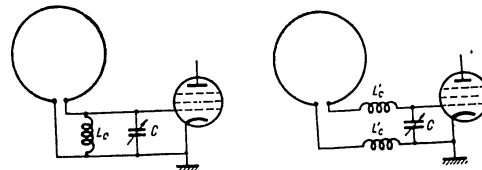
* Ten typ sprzężenia nosi nazwę sprzężenia indukcyjnego aperiodycznego (przyp. tłum.).

Zgodnie z tym wektor prądu I_{m_r} odkładamy w kierunku pokrywającym się z kierunkiem wektora E_{m_r} . Prąd przepływający przez kondensator strojenia C wytwarza na nim spadek napięcia $U_{m_r} = I_{m_r} \frac{1}{\omega C}$. Napięcie to

doprowadza się do siatki lampy. Jest ono opóźnione w fazie w stosunku do natężenia prądu o kąt 90° . A zatem wektor napięcia na kondensatorze U_{m_r} trzeba odłożyć w kierunku pokrywającym się z kierunkiem wektora pola E_m .

Z powyższych rozważań wynika, że napięcie podawane z kondensatora strojenia ramy na wejście pierwszej lampy odbiornika jest w fazie z polem sygnału. Radionamierniki okrętowe pracują w szerokim zakresie częstotliwości (fal), w przybliżeniu zawierającym się w granicach 85–850 kHz (fala 350–3500 m)*. Pokrycie takiego zakresu częstotliwości za pomocą tylko jednego kondensatora o zmiennej pojemności C jest niemożliwe. Z tego powodu szeroko stosowana jest metoda skracania i wydłużania fali ramy.

Rysunek 303 pokazuje układ skracania długości fali ramy, w którym równolegle do ramy włącza się cewkę indukcyjną L_c . Wypadkowa indukcyjność obwodu ramy przy włączeniu cewki maleje, dzięki czemu ramę można dostrajć do fal krótszych.



Rys. 303

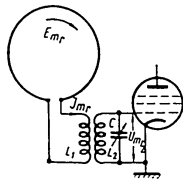
Rys. 304

Rysunek 304 przedstawia układ wydłużania fali. W tym przypadku w każde ramię ramy włącza się szeregowo indukcyjność L_c . Wypadkowa indukcyjność ramy przy tym wzrasta, tak że można ją dostrajć do fal dłuższych.

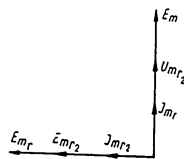
Na rysunku 305 pokazano układ ramy nie strojonej ze sprzężeniem indukcyjnym. W układzie tym, szeroko stosowanym w radionamiernikach, obwód pierwotny zawierający uzwojenie samej ramy wykonuje się tak, aby jego częstotliwość własna była większa od największej częstotliwości roboczej. Podobnie jak w układzie ze sprzężeniem bezpośrednim, i tu napięcie podawane z kondensatora strojenia obwodu wtórnego C jest w fazie z polem sygnału radiowego.

* Wymagany zakres strojenia radionamierników okrętowych wynosi 250–825 kHz i we współczesnych radionamiernikach najczęściej stosuje się sprzężenie aperiodyczne (przyp. opiniodawcy tłum.).

Słuszności tego stwierdzenia dowodzi wykres wektorowy pokazany na rysunku 306. Tak jak poprzednio, wektor E_m przedstawia tu amplitudę na-



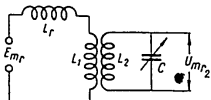
Rys. 305



Rys. 306

tężenia pola sygnału w środku ramy. Amplitudę SEM w uzwojeniu ramy, przesuniętą w fazie w stosunku do natężenia pola o kąt 90° , przedstawia wektor $E_{m,r}$.

Ze względu na znaczne rozstrojenie obwodu ramy i na bardzo małą pojemność własną jej uzwojenia układ przedstawiony na rysunku 305 można zastąpić układem równoważnym, pokazanym na rysunku 307.



Rys. 307

Z układu równoważnego wynika, że prąd w obwodzie ramy będzie opóźniony w fazie w stosunku do SEM o kąt bliski 90° . Na tej zasadzie wektor amplitudy prądu:

$$I_{m,r} = \frac{E_{m,r}}{\omega(L_r + L_1)},$$

gdzie

L_r — indukcyjność uzwojenia ramy,

odkłada się na rysunku 306 w kierunku zgodnym z kierunkiem wektora natężenia pola E_m .

Prąd $I_{m,r}$ przepływając przez cewkę L_1 indukuje w cewce L_2 SEM indukcji wzajemnej $E_{m,2} = I_{m,r} \omega M$. Jest ona przesunięta w fazie w stosunku do prądu $I_{m,r}$ o 90° . Na tej podstawie wektor $E_{m,2}$ odkłada się w kierunku zgodnym z kierunkiem wektora $E_{m,r}$. Za pomocą kondensatora C obwód wtórny ramy dostraja się do rezonansu. W związku z tym prąd w obwodzie wtórnym będzie zgodny w fazie z SEM $E_{m,2}$:

$$I_{m,2} = \frac{E_{m,2}}{R},$$

gdzie

R — oporność czynna obwodu wtórnego.

Prąd $I_{m,2}$ przepływając przez kondensator wytwarza na nim spadek napięcia o amplitudzie:

$$U_{m,2} = I_{m,2} \frac{1}{\omega C}.$$

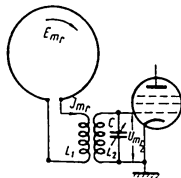
w fazie
kondensa-
wektora
ie z ra-
wadzane

ERRATA

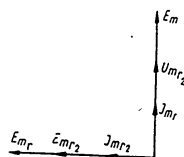
Str.	Wiersz		Jest	Powinno być
	od góry	od dołu		
39	13		$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2}$	$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2}$
47		15	stosunek SEM $E_{M,r}$	stosunek SEM $E_{M,r}$
153		13	$c = 3 \cdot 10^8$ m/sek.	$c = 3 \cdot 10^8$ m/sek.
157	10		między R_1	między R_1
163		11	nie mniej niż 100 W.	nie mniej niż 25 W.
168	21		$(L) \frac{\mu V}{m} \sqrt{L}$,	$\left(\frac{\mu V}{m}\right)$,
179		2	przepływu prąd	przepływa prąd
182			należy przestawić podpisy pod rys. 236 i rys. 237	
241		9	węgo $U_{m,2}$	węgo $U''_{m,2}$
241		9	napięcia ramy U_m	napięcia ramy $U_{m,r}$
273	17		wektor pola H_a	wektor pola H'_a
282		7	H_m — amplituda	$H_{m,2}$ — amplituda
301		3	radiodewiacji $\delta_{N'} S$	radiodewiacji $\delta_{N'} S$
340	główka tabl. 11-kol. 10		$\delta'_{N'} S$	$\delta_{N'} S$
437		14	$\frac{CU}{2} =$	$\frac{CU_0^2}{2} =$

A. M. Bajraszewski — Radiotechnika okrętowa

Słuszności tego stwierdzenia dowodzi wykres wektorowy pokazany na rysunku 306. Tak jak poprzednio, wektor E_m przedstawia tu amplitudę na-



Rys. 305

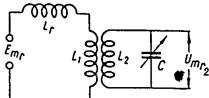


Rys. 306

tężenia pola sygnału w środku ramy. Amplitudę SEM w uzwojeniu ramy, przesuniętą w fazie w stosunku do natężenia pola o kąt 90° , przedstawia wektor E_{m2} .

Ze względu na znaczne rozstrojenie obwodu ramy i na bardzo małą pojemność własną jej uzwojenia układ przedstawiony na rysunku 305 można zastąpić układem równoważnym, pokazanym na rysunku 307.

Z układu równoważnego wynika, że prąd w obwodzie ramy będzie opóźniony w fazie w stosunku do SEM o kąt bliski 90° . Na tej zasadzie wektor amplitudy prądu:



Rys. 307

$$I_{m1} = \frac{E_{m1}}{\omega(L_r + L_1)},$$

gdzie

L_r — inducyjność uzwojenia ramy,

odkłada się na rysunku 306 w kierunku zgodnym z kierunkiem wektora natężenia pola E_m .

Prąd I_{m1} , przepływając przez cewkę L_1 indukuje w cewce L_2 SEM indukcji wzajemnej $E_{m2} = I_{m1} \omega M$. Jest ona przesunięta w fazie w stosunku do prądu I_{m1} o 90° . Na tej podstawie wektor E_{m2} odkłada się w kierunku zgodnym z kierunkiem wektora E_{m1} . Za pomocą kondensatora C obwód wtórny ramy dostraja się do rezonansu. W związku z tym prąd w obwodzie wtórnym będzie zgodny w fazie z SEM E_{m2} :

$$I_{m2} = \frac{E_{m2}}{R},$$

gdzie

R — oporność czynna obwodu wtórnego.

Prąd I_{m2} , przepływając przez kondensator wytwarza na nim spadek napięcia o amplitudzie:

$$U_{m2} = I_{m2} \frac{1}{\omega C}.$$

Napięcie to, podawane na siatkę pierwszej lampy, opóźnia się w fazie w stosunku do prądu. A zatem wektor amplitudy napięcia na kondensatorze U_{m2} trzeba odłożyć w kierunku zgodnym z kierunkiem wektora pola E_m . Potwierdza to podane wyżej stwierdzenie, że w układzie z ramą nie strojoną ze sprzężeniem indukcyjnym napięcie doprowadzane do siatki lampy jest w fazie z natężeniem pola sygnału.

ERRATA

Str.	Wiersz		Jest	Powinno być
	od góry	od dołu		
39	13		$\frac{CU_m^2}{2} \frac{LI_m^2}{2}$	$\frac{CU_m^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2}$
47		15	stosunek SEM E_M	stosunek SEM E_{M2}
153		13	$c = 3 \cdot 10^8$ m/sek.	$c = 3 \cdot 10^8$ m/sek.
157	10		między R_1	między R_2
163		11	nie mniej niż 100 W.	nie mniej niż 25 W.
168	21		$(\perp) \frac{\mu V}{m} \sqrt{I}$,	$(\frac{\mu V}{m})$,
179		2	przepływu prąd	przepływa prąd
182	należy przestawić podpisy pod rys. 236 i rys. 237			
241		9	wego U_{m2}	wego U'_{m2}
241		9	napięcia ramy U_m	napięcia ramy U'_{m1}
273	17		wektor pola H_a	wektor pola H'_a
282		7	H_{m2} — amplituda	H_{m2} — amplituda
301		3	radiodewiacji $\delta_{N'}$	radiodewiacji $\delta_{N'2}$
340	główna tabl. 11-kol. 10		$\delta_{N'2} S$	$\delta_{N'} S$
437		14	$\frac{CU}{2} =$	$\frac{CU^2}{2} =$

A. M. Bajraszewski — Radiotechnika okrętowa

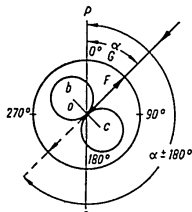
Rozdział VIII
RADIONAMIERNIK Z RAMĄ OBROTOWĄ

§ WYZNACZANIE KIERUNKU ZA POMOCĄ RAMY

Metodę wyznaczania kierunku na stację radionadawczą (radionamierzenia) za pomocą ramy pokazuje rysunek 308.

Na rysunku tym prosta PQ wyznacza płaszczyznę symetrii statku. Od prostej tej za pomocą pierścienia azymutalnego G, zorientowanego w stosunku do prostej PQ, odczytuje się kąty od 0° do 360°. W punkcie O znajduje się osłona ramy radionamiernika.

Załóżmy, że kierunek na radiostację namierzaną tworzy z kierunkiem na dziób statku kąt α . Kierunek ten przed wykonaniem namiaru jest niezany. Dlatego też kąt α jest wielkością poszukiwaną.



Rys. 308

Operator znajdujący się przy radionamierniku w punkcie O obraca ramę aż do zaniku słyszalności sygnałów radiostacji namierzanej. Znajdzie to wówczas, gdy płaszczyzna ramy, wyznaczona na rysunku 308 linią bc, zajmie położenie prostopadłe do kierunku na namierzany nadajnik radiowy lub gdy charakterystyka ramy, pokazana na rysunku w postaci dwóch styčných okręgów połączonych linią wyznaczającą płaszczyznę ramy, będzie zwrócona do nadajnika swą wartością minimalną.

Odczyt kąta α podaje wskazówka F, umocowana na trzonie ramy i obracająca się razem z ramą. Wskazówka ta pokazuje na pierścieniu azymutalnym kierunek prostopadły do płaszczyzny samej ramy. Przy takim urządzeniu operator po odczytaniu z liczby stopni podczas zaniku słyszalności sygnału namierzanego nadajnika radiowego otrzymuje liczbę stopni odpowiadającą poszukiwanemu kątowi α .

Jednakże przy posługiwaniu się radionamiernikiem operator może przypadkowo uzyskać minimum słyszalności z przeciwnej strony, gdy bok ramy b znajdzie się w miejscu c, i na odwrót. W tym wypadku operator także uzyska zanik słyszalności sygnału, ale wskazówka F poda przy tym kierunek dokładnie przeciwny do poprzedniego. Położenie wskazówki F

odpowiadające temu drugiemu minimum oznaczono na rysunku 308 strzałką przerywaną.

Kąt, jaki operator odczyta wówczas na pierścieniu azymutalnym, nie będzie równy kątowi α , odpowiadającemu rzeczywistemu kierunkowi na namierzany nadajnik radiowy, lecz będzie miał wartość $\alpha + 180^\circ$. A zatem radiooperator posługujący się zwykłą ramą obrotową może uzyskać odczyty dwuznaczne. Jest on wówczas w stanie wyznaczyć jedynie płaszczyznę, w której znajduje się namierzany nadajnik radiowy w stosunku do operatora, nie może jednak podać, z której jego strony nadajnik ten jest położony.

W celu wyeliminowania dwuznaczności odczytów (różnicy kąta α o 180°) radionamierniki okrętowe zaopatruje się w specjalne urządzenia (patrz rozdz. VIII, § 4).

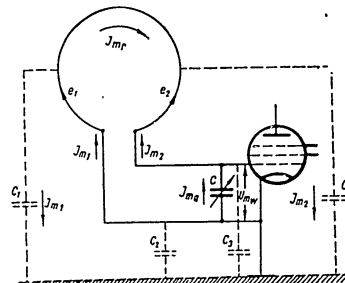
§ 2. EFEKT ANTENOWY RAMY

Przy zaznajamianiu się z zasadą posługiwania się ramą dla wyznaczania kierunku na radiostację nadawczą zakłada się, że na wejściu odbornika działa jedynie SEM, której wielkość zależy od kąta obrotu ramy.

W rzeczywistych warunkach pracy radionamiernika okrętowego szereg przyczyn powoduje zniekształcenia charakterystyki kierunkowej ramy. Utrudnia to wyznaczenie kierunku i wnosi do odczytu istotny błąd. Jednym z czynników zniekształcających charakterystykę kierunkową jest efekt antenowy ramy.

Efekt ten nazywa się zdolnością ramy do odbierania sygnałów niezależnie od kierunku na radiostację nadawczą.

Aby wyjaśnić przyczyny powodujące efekt antenowy, posłużymy się rysunkiem 309. Na rysunku tym przedstawiono rozpatrzone już przez nas najprostszyszy układ połączenia ramy z odbornikiem. Pod wpływem pola elektromagnetycznego fali w ramionach ramy powstają SEM, oznaczone przez e_1 i e_2 , powodujące przepływy prądu I_m w uzwojeniu ramy. Ponieważ uzwojenie ramy oraz przewody łączące mają pojemności rozłożone C_1, C_2, C_3 i C_4 w stosunku do kadłuba statku i do innych otaczających ramę przedmiotów przewodzących (pojemności te na rysunku oznaczono liniami przerywanymi), przez pojemności te przepływają prądy przesunię-



Rys. 309

cia I_{m1} i I_{m2} , które — mając w obwodzie ramy kierunki przeciwne — powodują przepływ przez kondensator strojenia C dodatkowego prądu

$$I_{m\alpha} = I_{m1} - I_{m2}.$$

Prąd $I_{m\alpha}$ wytwarza na kondensatorze C dodatkowy spadek napięcia o amplitudzie:

$$U_{m\alpha} = I_{m\alpha} \frac{1}{\omega C}.$$

W wyniku tego wypadkowe napięcie podawane z kondensatora strojenia ramy na siatkę lampy odbiornika składa się z napięcia wywołanego przez prąd samej ramy $I_{m\alpha}$ oraz z dodatkowego napięcia pochodzącego od prądu $I_{m\alpha}$:

$$\bar{U}_{m\alpha} = \bar{U}_{m\alpha} + \bar{U}_{m\alpha}.$$

Prąd $I_{m\alpha}$ i spowodowana przez niego składowa napięcia $U_{m\alpha}$ na kondensatorze będą podczas obracania ramy zmieniały się według znanego już prawa (proporcjonalnie do $\cos \theta$). Dodatkowy prąd $I_{m\alpha}$ i składowa napięcia $U_{m\alpha}$ na kondensatorze nie zależą od kąta obrotu ramy. Oznacza to w tym wypadku, że rama ma jednocześnie własności anteny kierunkowej i zwykłej anteny bezkierunkowej.

Prąd $I_{m\alpha}$ i napięcie $U_{m\alpha}$ nazywają się odpowiednio prądem i napięciem efektu antenowego.

Łatwo zauważyć, że przy jednakowych prądach przesunięcia, to jest gdy $I_{m1} = I_{m2}$, prąd, jak również napięcie efektu antenowego, będą równe zeru. A zatem efekt antenowy jest wywołany przez nierówność prądów przesunięcia, która jest wynikiem niesymetrycznego połączenia ramy i odbiornika.

Na rysunku 309 widać wyraźnie asymetrię układu połączeń. Przewód idący od lewej końcówki uzwojenia ramy jest na tym rysunku połączony bezpośrednio z ziemią (kadłubem statku), a przewód idący od prawej końcówki uzwojenia jest połączony z katodą przez kondensator strojenia C . Ponieważ oporności tych przewodów w stosunku do ziemi są nierówne, więc i prądy przesunięcia I_{m1} i I_{m2} spowodowane przez te same SEM nie będą równe.

Dalszą przyczyną występowania efektu antenowego jest bezpośrednie indukowanie SEM w przewodach łączących, obwodach wielkiej częstotliwości i innych elementach obwodu wejściowego, które nie mają własności kierunkowych.

W celu rozpatrzenia wpływu efektu antenowego ramy na pracę radionamiernika posłużymy się wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 310. Na wykresie tym, oprócz wektorów pola, SEM ramy, prądu w obwodzie uzwojenia ramy oraz wektora napięcia na kondensatorze, pochodzącego od prądu ramy, widzimy także wektor prądu efektu antenowego $I_{m\alpha}$, przesunięty w fazie w stosunku do wektora prądu ramy $I_{m\alpha}$ o kąt φ . Przesunięcie fazy tłumaczy się tym, że obwód, przez który przepływa prąd efektu antenowego, jest utworzony przez boczne elementy

układu, wskutek czego jest nie nastrojony, przy czym w zakresie fal stosowanych w radionamierzaniu okrętowym częstotliwość własna tego obwodu jest dużo większa od częstotliwości roboczej.

Prąd $I_{m\alpha}$ przepływając przez kondensator strojenia C wytwarza na nim spadek napięcia, równy jak wiadomo:

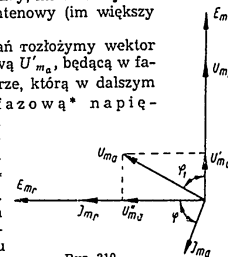
$$U_{m\alpha} = I_{m\alpha} \frac{1}{\omega C}.$$

Wektor tego napięcia jest opóźniony w fazie o 90° w stosunku do wektora prądu.

Widać stąd, że między napięciami wytworzonymi na kondensatorze przez prąd ramy $U_{m\alpha}$ i przez prąd efektu antenowego $U_{m\alpha}$ istnieje przesunięcie fazy o kąt φ_1 , który jest tym większy, im bardziej rozstrojony jest obwód powodujący efekt antenowy (im większy jest kąt φ).

Dla ułatwienia sobie dalszych rozważań rozłożymy wektor napięcia $U_{m\alpha}$ na dwie składowe: na składową $U'_{m\alpha}$, będącą w fazie z napięciem ramy $U_{m\alpha}$ na kondensatorze, którą w dalszym ciągu będziemy nazywać składową fazową* napięcia efektu antenowego, oraz na składową $U''_{m\alpha}$, przesuniętą w fazie w stosunku do napięcia $U_{m\alpha}$ o 90° , którą nazwiemy składową pozafazową** napięcia efektu antenowego.

Wpływ składowej fazowej napięcia efektu antenowego na pracę radionamiernika ilustruje rysunek 311. Na rysunku tym cienką linią ciągłą pokazano zmiany amplitudy napięcia ramy $U_{m\alpha}$ w zależności



Rys. 310

od kąta obrotu ramy θ . Linia przerywana, równoległa do osi odciętych, przedstawia amplitudę napięcia składowej fazowej napięcia efektu antenowego $U'_{m\alpha}$. Wielkość i faza tej składowej nie zmieniają się podczas obrotu ramy. Krzywa zmian amplitudy wypadkowego (sumarycznego) napięcia $U_{m\alpha}$ na kondensatorze strojenia jest pokazana dla danego przypadku linią grubą. Krzywą tę otrzymano w wyniku algebraicznego dodania amplitud napięć $U_{m\alpha}$ i $U'_{m\alpha}$.

Z wykresu wynika, że:

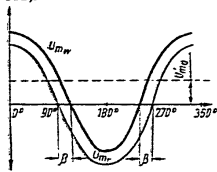
1) gdy efekt antenowy nie występuje (przebieg wypadkowego napięcia w tym wypadku pokrywa się z cienką linią ciągłą na wykresie), wypadkowe napięcie na kondensatorze $U_{m\alpha} = U_{m\alpha}$ w punktach $\theta = 90^\circ$ i $\theta = 270^\circ$ jest równe zeru, a zatem punkty, w których SEM przyjmuje

* Termin ten tłumacz przyjął za autorem. W literaturze składowe zgodne w fazie noszą niekiedy nazwę synfazowych (przyp. tłum.).
** Za autorem tłumacz wyprowadził tu termin „składowa pozafazowa”, chociaż termin ten w pełni nie wyjaśnia faktu, że chodzi tu o wektor przesunięty w fazie o 90° w stosunku do wektora podstawowego. Niekiedy spotyka się określenie „wektor prostopadły” lub „składowa kwadratury” (przyp. tłum.).

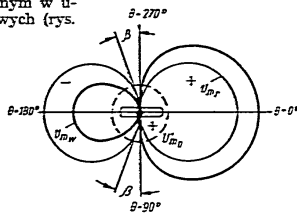
wartość zera, czyli punkty o zerowej słyszalności, są odległe od siebie o 180° ;

2) przy występowaniu składowej fazowej napięcia efektu antenowego oba punkty, w których napięcie, a więc i słyszalność, jest równa zero, przesuwają się o kąt β w kierunku punktu $\Theta = 180^\circ$.

Taki sam wynik można otrzymać posługując się wykresem wykonanym w układzie współrzędnych biegunowych (rys. 312).

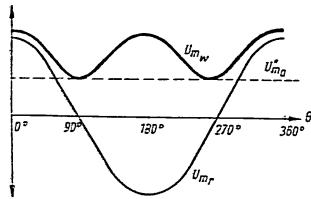


Rys. 311

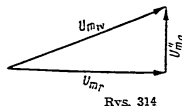


Rys. 312

Na wykresie tym dwa okręgi wykreślone liniami cienkimi przedstawiają biegunowy wykres kierunkowy ramy bez uwzględnienia efektu antenowego (wykres zmian napięcia U_m); okrąg przerywany przedstawia wykres biegunowy zmian składowej fazowej napięcia efektu antenowego U_{ma} . Krzywa wykreślona linia grubą ilustruje zmiany amplitudy napięcia wypadkowego U_{mw} . Jest ona wynikiem algebraicznego zsumowania we wszystkich kierunkach krzywych przedstawiających przebiegi zmian amplitud napięć U_m i U_{ma} . Z wykresu tego jeszcze wyraźniej niż z poprzedniego wynika, że obecność składowej fazowej napięcia efektu antenowego przesuwają podczas pracy radiomierznika punkty o zerowej słyszalności sygnałów radiostacji namierzanej w stosunku do ich położenia poprzedniego o kąt β , który nazwano kątem załamania osi minimów.



Rys. 313



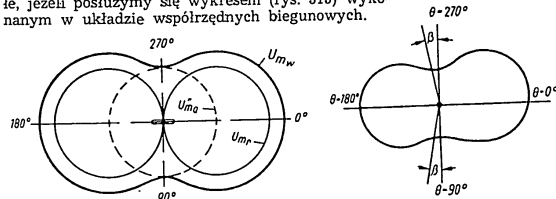
Rys. 314

widoczny jest na wykresie wektorowym wykonanym w układzie współrzędnych prostokątnych (rys. 313). Cosinusoida wykreślona cienką linia ciągłą przedstawia przebieg zmian amplitudy napięcia ramy U_m , w zale-

ności od kąta jej obrotu Θ . Linia przerywana, równoległa do osi odciętych, przedstawia amplitudę napięcia składowej pozafazowej efektu antenowego U_{ma} . Napięcie wypadkowe U_{mw} na zaciskach kondensatora strojenia będzie równe w danym wypadku nie algebraicznej, lecz geometrycznej sumie napięć U_m i U_{ma} , gdyż między tymi napięciami istnieje przesunięcie fazy wynoszące 90° .

Aby otrzymać przebieg zmian napięcia wypadkowego U_{mw} , należy zsumować geometrycznie rzędne krzywych napięć U_m i U_{ma} dla wszystkich wartości kąta Θ (rys. 314). W wyniku takiego zsumowania otrzymujemy krzywą wykreślona na rysunku 313 linia grubą. Analizując tę krzywą widzimy, że nie ma takiej wartości kąta Θ , przy której wystąpiłby odbiór zerowy. W dowolnym położeniu ramy w stosunku do kierunku na nadajnik radiowo amplituda napięcia na kondensatorze jest stosunkowo duża. Prowadzi to do tego, że przy kierunkach, na których w normalnych warunkach występował ostry zanik słyszalności sygnałów, w danym wypadku wystąpi jedynie nieznaczne jej zmniejszenie. Jakkolwiek minima te pokrywają się z kierunkami prostopadnymi do płaszczyzny ramy, to jednakże praktycznie nie można ich określić „na słuch” z powodu zbyt małych zmian słyszalności w pobliżu wartości $\Theta = 90^\circ$ i $\Theta = 270^\circ$.

Zjawisko to stanie się jeszcze bardziej zrozumiałe, jeżeli posłużymy się wykresem (rys. 315) wykonanym w układzie współrzędnych biegunowych.



Rys. 315

Rys. 316

A zatem występowanie składowej pozafazowej napięcia efektu antenowego, zamiast do zerowej słyszalności, prowadzi do „rozmazania się” minimów. Oznacza to, że rama traci własności kierunkowości. Strata kierunkowości będzie tym większa, im silniejszy będzie pozafazowy efekt antenowy. Jeżeli na przykład amplituda pozafazowego napięcia efektu antenowego U_{ma} osiągnie wartość maksymalnej amplitudy napięcia ramy U_m to zmiany słyszalności przy obrocie ramy praktycznie się nie stwierdzi, a odbiór za pomocą ramy w tym wypadku prawie nie będzie różnił się od odbioru przy zastosowaniu zwykłej anteny pionowej.

Sumując działania obu składowych napięć efektu antenowego otrzymamy charakterystykę silnie zniekształconą. Odbiór zerowy zaniknie w niej zupełnie, a minima będą bardzo „rozmażane” i kierunek ich nie będzie pokrywał się dokładnie z prostą prostopadłą do płaszczyzny ramy (rys. 316).

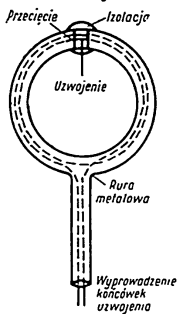
§ 3. ELIMINOWANIE EFEKTU ANTENOWEGO

Ponieważ efekt antenowy ramy jest zjawiskiem nadzwyczaj szkodliwym, przy konstruowaniu i instalowaniu radionamierników stosuje się środki zmierzające do jego eliminowania.

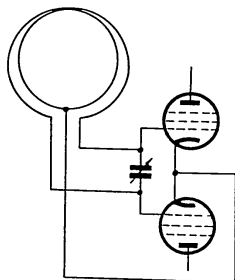
Eliminacji efektu antenowego dokonuje się kilkoma sposobami:

- przez zastosowanie środków o charakterze konstrukcyjnym, sprzyjających zmniejszeniu efektu antenowego;
- przez zastosowanie specjalnych metod kompensacji, eliminujących pozostałe napięcie efektu antenowego bezpośrednio w uzwojeniu ramy.

W celu zmniejszenia efektu antenowego starannie ekranuje się elementy odbiornika pracujące na wielkiej częstotliwości oraz przewody łączące. W ten sposób eliminuje się bezpośrednie działanie fal elektromagnetycznych na te elementy.



Rys. 317



Rys. 318

Drugim środkiem zmniejszającym efekt antenowy jest ekranowanie uzwojenia samej ramy. W tym celu uzwojenie ramy umieszcza się w rurze metalowej (rys. 317), wykonanej z materiału o dobrej przewodności (zwykle z miedzi lub duraluminium). Rura powinna być konieczne przecięta pośrodku, w przeciwnym bowiem przypadku z powodu całkowitego ekranowania uzwojenia odbiór sygnałów przez ramę byłby niemożliwy.

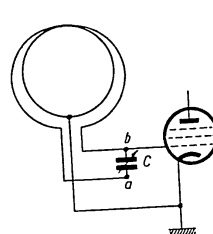
Ekranując uzwojenie ramy przed otaczającymi ją uziemionymi przedmiotami, rura metalowa zmniejsza prąd efektu antenowego oraz powoduje, że rama jest sztywniejsza i mniej wrażliwa na wilgoć.

Trzecim środkiem zmniejszającym efekt antenowy jest zastosowanie takich układów połączenia ramy z odbiornikiem, które zapewniają dużą symetrię. W tym celu na wejściu odbiornika stosuje się układ przeciwny (rys. 318) lub, częściej, uziemia się środek uzwojenia ramy. Ry-

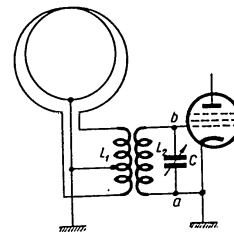
sunek 319 przedstawia układ uziemienia środka ramy strojonej ze sprzężeniem pojemnościowym, a rysunek 320 — układ z uziemionym środkiem ramy nie strojonej ze sprzężeniem indukcyjnym.

W układach tych na wejście odbiornika podaje się napięcie tylko z polowy uzwojenia ramy. Dlatego jeden jej koniec łączy się z siatką lampy, a drugi — tylko z kondensatorem strojenia C lub w układach z ramą nie strojoną — z cewką sprzężenia L_1 .

Takie połączenie prowadzi do nieznacznej tylko różnicy w pojemności końcówek uzwojenia a i b w stosunku do ziemi. Różnicą tą jest jedynie pojemność wejściowa lampy. Dzięki temu prądy przesunięcia w gałęziach ramy są prawie równe i różnica tych prądów, będąca prądem efektu antenowego, jest bliska zera. W układzie przedstawionym na rysunku 320, między cewkami L_1 i L_2 może istnieć tylko sprzężenie pojemnościowe, sprzyjające pojawieniu się prądu przesunięcia. Jeżeli cewka L_2 nie jest włączona w obwód całkowicie symetrycznie, to rozkład tego prądu będzie nierównomierny. Na przykład przy końcówce a cewki prąd przesunięcia będzie większy niż przy końcówce b , końcówka a ma bowiem mniejszą oporność w stosunku do ziemi niż końcówka b .



Rys. 319



Rys. 320

Wady tej można się pozbyć umieszczając między cewkami uziemiony ekran elektrostatyczny. Ekran taki wykonuje się z siatki metalowej lub z oddzielnych przewodów.

Jednocześnie ze środkami zmniejszającymi efekt antenowy we wszystkich bez wyjątku radionamiernikach okrętowych stosuje się układy eliminujące lub kompensujące napięcie efektu antenowego.

Kompensacja efektu antenowego jest konieczna dlatego, że niezależnie od zastosowanych środków zapobiegawczych może on, chociaż w słabym stopniu, występować nawet przy bardzo udoskonalonej konstrukcji radionamiernika. Ponadto w warunkach, w jakich pracuje radionamiernik okrętowy, w obwodzie ramy istnieją zawsze dodatkowe dość duże napięcia pozafazowe, wywierające taki sam wpływ na pracę radionamiernika jak składowa pozafazowa efektu antenowego.

Zasada kompensacji efektu antenowego polega na tym, że do obwodu

ramy wprowadza się sztucznie dodatkowe napięcie, równe co do amplitudy i przeciwne co do fazy (znaku) napięciu efektu antenowego. Źródłem takiego dodatkowego napięcia jest antena pomocnicza.

Przed rozpatrzeniem zasady działania układów kompensujących wyjaśnimy, którą składową efektu antenowego należy skompensować. Obwody, w których płyną prądy przesunięcia powodujące efekt antenowy, są w znacznej mierze rozstrójone. Z tego powodu pozafazowe napięcie efektu antenowego będzie zawsze znacznie większe od napięcia fazowego.

Ponadto, jak już zaznaczono wcześniej, oprócz pozafazowego napięcia efektu antenowego, w uzwojeniu ramy radionamiernika okrętowego działają jeszcze dodatkowo pozafazowe SEM, wywołane przez szereg przyczyn fizycznych.

Bardzo ważną okolicznością jest także to, że w procesie kompensacji, którą przeprowadza się w czasie namierzania, za kryterium prawidłowego doboru napięcia kompensującego może służyć ostre, bardzo wyraźne zanikanie dźwięku przy położeniu ramy na minimum. Zgodnie więc z podanymi wskazaniem, kompensacji poddaje się pozafazową składową efektu antenowego. Kompensacji składowej fazowej efektu antenowego nie przeprowadza się, ponieważ w tym wypadku nie ma dogodnego kryterium kompensacji. Już wcześniej wyjaśniono, że składowa fazowa napięcia efektu antenowego nie wpływa na charakter minimum, lecz powoduje jedynie jego przesunięcie, które na ogół uwzględnia się podczas kalibracji radionamiernika po zainstalowaniu go na statku.

Na zakończenie trzeba nadmienić, że urządzenie kompensujące powinno być koniecznie regulowane. Warunek ten jest podcykowany faktem, że wielkość napięcia efektu antenowego, a szczególnie dodatkowych napięć pozafazowych, powodujących „rozmażywanie się” minimum, zależy od długości fali namierzanego sygnału, kierunku, pory dnia i nocy, wilgotności itp.

Na rysunku 321 pokazano jeden z najbardziej rozpowszechnionych układów kompensacji efektu antenowego, stosowany w radionamiernikach okrętowych. W układzie tym za pomocą cewek L_1 , L_2 i L_4 sprzężona jest z obwodem ramy antena pomocnicza, będąca źródłem dodatkowego napięcia. W celu zachowania symetrii cewka wchodząca do obwodu ramy jest podzielona na dwie części — L_1 i L_2 . Indukcyjność włączoną do obwodu anteny cewki L_4 wybiera się tak, aby częstotliwość własna obwodu anteny różniła się znacznie od częstotliwości sygnału. Jest to konieczne dla uzyskania w antenie przesunięcia fazy między prądem i napięciem o kąt bliski 90° .

Zasadę działania układu rozpatrzmy posługując się wykresem wektorowym, przedstawionym na rysunku 322.

Na wykresie tym, jak zwykle, przez wektor E_m oznaczono amplitudę natężenia pola fali. Wektor U_{m_r} przedstawia amplitudę napięcia na kondensatorze strojenia C, pochodząca od prądu ramy. Napięcie efektu antenowego, którego amplitudę przedstawia wektor U_{m_a} , jest przesunięte w fazie w stosunku do napięcia ramy U_{m_r} o kąt φ . Jeżeli rozłożymy wektor napięcia U_{m_a} na składowe, otrzymamy napięcie o amplitudzie U'_{m_r} , zgodne w fazie z napięciem ramy U_{m_r} , oraz składową pozafazową napięcia efektu antenowego U''_{m_r} , którą należy skompensować (wylimitować).

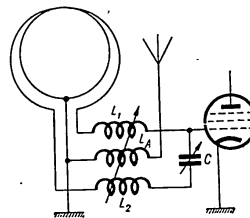
Pole elektromagnetyczne fali jednocześnie indukuje w antenie pomocniczej SEM, będącą z nim w fazie (wektor E_{m_a}).

Indukowana SEM wytwarza w cewce anteny prąd o amplitudzie:

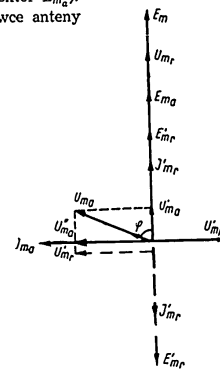
$$I_{m_a} = \frac{E_{m_a}}{Z_A},$$

gdzie

Z_A — opór pozorny obwodu anteny.



Rys. 321



Rys. 322

Z powodu silnego rozstrojenia anteny prąd I_{m_a} jest przesunięty w fazie w stosunku do SEM o 90° .

Prąd ten przepływając przez cewkę L_4 indukuje w cewce L_1 L_2 SEM indukcji wzajemnej:

$$E'_{m_r} = I_{m_a} \omega M.$$

Pod działaniem SEM E'_{m_r} w obwodzie ramy pojawia się dodatkowy prąd, który z powodu dostrojenia ramy do rezonansu jest zgodny w fazie z SEM. Amplituda jego wynosi:

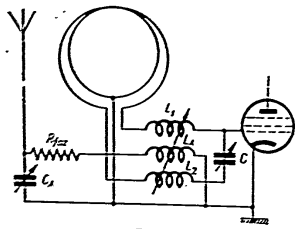
$$I'_{m_r} = \frac{E'_{m_r}}{R}.$$

W zależności od wybrania znaku indukcji wzajemnej SEM E'_{m_r} i prąd I'_{m_r} będą opóźniać się względem prądu I_{m_a} lub wyprzedzać go o 90° . Pierwszemu przypadkowi odpowiadają wektory E'_{m_r} i I'_{m_r} wykreślone liniami ciągłymi, drugiemu — liniami przerywanymi. Prąd I'_{m_r} przepływając przez kondensator strojenia C wytwarza na nim napięcie o amplitudzie:

$$U'_{m_r} = I'_{m_r} \frac{1}{\omega C}.$$

Przy określaniu swego położenia według dwóch lub trzech namiarów również nie ma konieczności wyznaczania strony sygnału, gdyż naniżone na mapie namiary przeczną się w jednym punkcie wyznaczając w ten sposób jednoznacznie położenie statku. Jednakże niezależnie od tego mogą wystąpić przypadki, gdy wyeliminowanie tej dwuznaczności odczytu radionamiernika jest rzeczą konieczną.

Na przykład jeżeli statek mający na pokładzie radionamiernik ma iść ku drugiemu statkowi lub ku nadającej sygnały pływającej radiolatarni, której położenie może być nieznanne, wówczas dwuznaczność odczytu może spowodować, że statek wzięwszy kurs według radionamiernika nie będzie się zbliżał, lecz przeciwnie — będzie się oddalał od celu. Takich przykładów potwierdzających konieczność ustalenia, z której strony znajduje się namierzana radiostacja, można w praktyce morskiej przytoczyć wiele. Z tego powodu wszystkie radionamierniki okrętowe wykonuje się tak, aby można było określać nie tylko płaszczyznę, w której leży radiostacja nadawcza, ale także ustalać stronę, w której ona się znajduje. W tym celu stosuje się metodę odbioru jednokierunkowego, polegającego na jednoczesnym odbiorze sygnałów radiowych za pomocą ramy i anteny otwartej.



Rys. 326

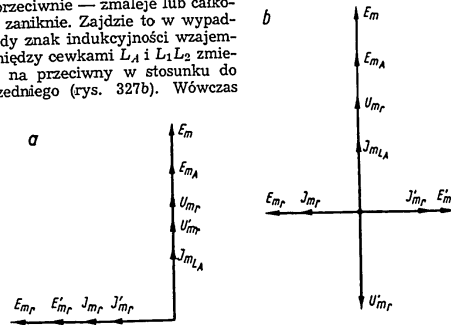
Rysunek 326 pokazuje zasadniczy układ obwodu wejściowego radionamiernika, umożliwiającego taki jednokierunkowy odbiór sygnałów radiowych. W układzie tym z obwodem ramy sprzężona jest antena, dostrajana za pomocą kondensatora C_A do rezonansu z częstotliwością namierzanego sygnału.

Wynik jednoczesnego odbioru sygnałów za pomocą ramy i anteny otwartej rozpatrzmy najpierw korzystając z wykresów wektorowych przedstawionych na rysunku 327. Na rysunku tym wektor E_m oznacza, jak zwykle, amplitudę natężenia pola sygnału, wektor E_{m_A} — amplitudę SEM w antenie otwartej, wektor U_{m_r} — amplitudę napięcia na kondensatorze strojenia ramy, pochodzącego od prądu samej ramy.

SEM w antenie otwartej E_{m_A} powoduje przepływ prądu I_{m_LA} przez cewkę anteny L_A . Prąd ten, wskutek istnienia szeregowo połączonej z cewką dużej oporności czynnej R_{m_A} , można uważać za zgodny w fazie z SEM E_{m_A} . Przepływając przez cewkę anteny wytwarza on w obwodzie ramy SEM indukcji wzajemnej E'_{m_r} , która z kolei wywołuje w uzwojeniu ramy przepływ prądu I'_{m_r} , zgodny w fazie z SEM E'_{m_r} (rys. 327a). Prąd I'_{m_r} przepływając przez kondensator strojenia ramy C wytwarza na nim spadek napięcia U'_{m_r} , zgodny w fazie z napięciem U_{m_r} pochodzącym od prądu ramy. W wyniku tego na wejściu odbiornika zostanie podane wypadkowe napięcie $U_{m_w} = U_{m_r} + U'_{m_r}$, które jest większe od

napięcia U_{m_r} . W związku z tym słyszalność wzrośnie w porównaniu z odbiorem tylko za pomocą samej ramy.

W układzie z odbiorem złożonym (rys. 326) może wystąpić również zjawisko przeciwne, a mianowicie słyszalność sygnałów przy jednoczesnym odbiorze za pomocą ramy i anteny otwartej nie tylko nie wzrośnie, lecz przeciwnie — zmaleje lub całkowicie zaniknie. Zjawisko to w wypadku, gdy znak indukcyjności wzajemnej między cewkami L_A i L_1L_2 zmieni się na przeciwny w stosunku do poprzedniego (rys. 327b). Wówczas



Rys. 327

wektor napięcia U'_{m_r} będzie w przeciwfazie z wektorem napięcia U_{m_r} . W wyniku tego napięcie U_{m_w} na wejściu odbiornika zmniejszy się i słyszalność sygnału zmaleje.

Zmianę znaku indukcji wzajemnej w układzie przedstawionym na rysunku 326 przeprowadza się tak samo jak przy kompensacji efektu antenowego (przez obrót cewki ruchomej L_1L_2).

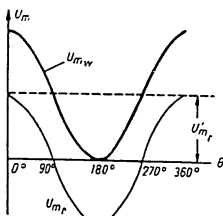
Jaśniejszy pogląd na zagadnienie odbioru złożonego sygnałów za pomocą ramy i anteny otwartej dają wykresy kierunkowe przedstawione w układzie współrzędnych prostokątnych i biegunowych.

Rysunek 328 przedstawia wykres w układzie współrzędnych prostokątnych. Wykres wykonany jest dla warunków, jakie powinny być spełnione podczas takiego złożonego odbioru sygnałów, stosowanego dla wyznaczenia strony przy radionamierzeniu.

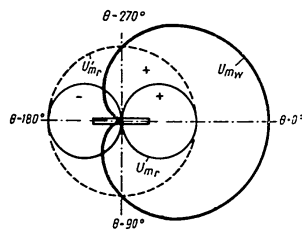
Warunki te są następujące:

- 1) parametry anteny pomocniczej i sprzężenie między anteną otwartą i ramą powinny być tak dobrane, żeby amplituda napięcia wprowadzonego do obwodu ramy z anteny otwartej równała się amplitudzie napięcia pochodzącego z samej ramy w położeniu jej na maksimum słyszalności ($\Theta = 0^\circ$ lub $\Theta = 180^\circ$);
- 2) napięcie na kondensatorze strojenia U'_{m_r} pochodzące od prądu anteny I'_{m_r} powinno być zgodne w fazie z napięciem na kondensatorze U_{m_r} , wytworzonym przez prąd ramy I_{m_r} .

Na wykresie (rys. 328) cienką krzywą wykreślono przebieg amplitudy napięcia U_{m_r} na końcówkach kondensatora strojenia, pochodzącego od prądu ramy I_{m_r} , w zależności od kąta obrotu θ . Prostą przerywaną, równoległą do osi odciętych, przedstawiono przebieg amplitudy napięcia na kondensatorze strojenia, pochodzącego od prądu I_{m_r} anteny pomocniczej. Napięcie to, jak wiadomo, podczas obrotu ramy nie zmienia ani swej amplitudy, ani fazy. Linia grubą przedstawiono przebieg amplitudy wypadkowego napięcia na wejściu odbiornika U_{m_w} w zależności od kąta obrotu ramy. Krzywą tę otrzymano w wyniku algebraicznego zsumowania rzędnych dwóch poprzednich krzywych.



Rys. 328



Rys. 329

Wykres odbioru złożonego w układzie współrzędnych biegunowych ma postać przedstawioną na rysunku 329. Na wykresie tym okrąg o promieniu U_{m_r} wykreślony linią przerywaną przedstawia przebieg amplitudy napięcia na kondensatorze strojenia ramy, wytwarzanego przez prąd I_{m_r} , pochodzący od anteny pomocniczej. Dwa styczne okręgi wykreślone cienką linią ciągłą pokazują przebieg amplitudy napięcia U_{m_r} na kondensatorze strojenia ramy, pochodzącego od prądu I_{m_r} samej ramy. Znakami plus (+) i minus (-) oznaczono odwrócenie fazy napięcia podczas obrotu ramy. W wyniku algebraicznego zsumowania napięć U_{m_r} i U_{m_r} dla wszystkich kierunków otrzymujemy charakterystykę zmian napięcia wypadkowego U_{m_w} na wejściu odbiornika przy obrocie ramy wokół jej osi o kąt 360° . Kształtem swym charakterystyka przypomina serce i dlatego nosi nazwę kardioidy*.

Z rysunków 328 i 329 łatwo można wywnioskować, że radionamiernik o takiej charakterystyce kierunkowej będzie dawał wskazania jednoznaczne, ponieważ przy obrocie ramy o 360° napięcie na wejściu odbiornika, a więc i słyszalność sygnałów zanikają tylko przy $\theta = 180^\circ$.

Na pierwszy rzut oka może się wydawać, że charakterystyką taką

* Z greckiego „kardiā” — serce.

można by się posługiwać bezpośrednio przy radionamierzeniu. Jednakże bardziej szczegółowe rozpatrzenie kardioidy wskazuje, że nie nadaje się ona do radionamierzenia, ponieważ otrzymuje się w tym wypadku bardzo płytkie minimum słyszalności. Mówiąc ściślej, taka charakterystyka ma bardzo duży kąt zaniku w porównaniu z charakterystyką samej ramy (która ma postać dwóch stychnych okręgów lub ósemki).

Z tego powodu namierzenie sygnałów radiowych przeprowadza się za pomocą samej ramy. Antenę pomocniczą wykorzystuje się wówczas jedynie w celu kompensacji pozafazowego napięcia efektu antenowego. Kompensacja ta jest, jak wiadomo, konieczna dla wyostrzenia minimum słyszalności.

Odbiór jednokierunkowy stosuje się jedynie w celu wyznaczenia strony (usunięcia rozbieżności odczytu o 180°). Wyznaczenie strony poprzedza namierzenie lub następuje bezpośrednio po nim.

Pokazany na rysunku 326 układ przeznaczony do odbioru złożonego jest niewygodny w eksploatacji, ponieważ konieczne jest dostrajanie anteny pomocniczej podczas wyznaczania strony. Strojenie anteny wymaga zbędnej manipulacji i jest szczególnie uciążliwe, gdyż brak jest przy nim możliwości prostego określenia momentu rezonansu.

Z tego powodu w praktyce szeroko stosowane są układy odbioru złożonego z anteną nie strojoną. Rysunek 330 przedstawia przykładowo układ anteny nie strojonej, sprzężonej indukcyjnie z ramą. W układzie tym szeregowo z anteną włączona jest oporność czynna R_{faz} o dużej wielkości, zwana jak wiadomo — oporem fazującym. Dobiera się ją tak, aby była spełniona nierówność:

$$R_{faz} > X_A,$$

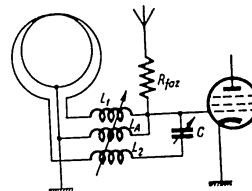
gdzie

X_A — oporność bierna anteny, wynosząca:

$$X_A = \omega L_A - \frac{1}{\omega C_A}.$$

Przy tym warunku kąt przesunięcia fazy między prądem i napięciem w obwodzie anteny jest tak nieznaczny, że praktycznie można go uważać za równy zeru. Na tej samej zasadzie będzie spełniony warunek zgodności fazowej napięć U_{m_r} i U_{m_r} na kondensatorze strojenia.

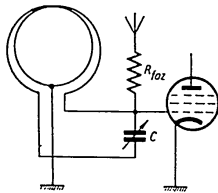
Obok układu z indukcyjnym sprzężeniem anteny i ramy szerokie zastosowanie w praktyce znajdują układy z anteną nie strojoną o sprzężeniu bezpośrednim. Przykład takiego układu pokazano na rysunku 331. Antena pomocnicza jest w tym wypadku poprzez opór fazujący włączona bezpośrednio na wejście odbiornika.



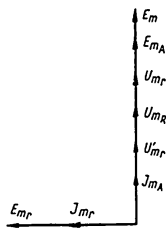
Rys. 330

Działanie układu ilustruje wykres przedstawiony na rysunku 332. Położenie wektorów E_m , E_{m_A} , I_{m_r} i U_{m_r} na tym wykresie jest już znane i nie wymaga wyjaśnień.

Wektor amplitudy prądu anteny pomocniczej I_{m_A} przy istnieniu oporu R_{faz} , można uważać za zgodny w fazie z wektorem amplitudy SEM E_{m_A} anteny.



Rys. 331



Rys. 332

Prąd anteny wytwarza na oporze fazującym spadek napięcia:

$$U_{m_r} = I_{m_A} R_{faz}$$

Na wejście odbiornika podaje się napięcie wynoszące:

$$U'_{m_r} = E_{m_A} - U_{m_r}$$

Jak przy tym wynika z wykresu wektorowego, napięcie U'_{m_r} jest w fazie z napięciem U_{m_r} .

A zatem drugi warunek odbioru złożonego jest spełniony. Jeżeli jeszcze amplitudę napięcia U'_{m_r} dobierzemy równą U_{m_r} , wówczas obracając ramę wokół jej osi o 360° otrzymamy charakterystykę kardiodoidealną.

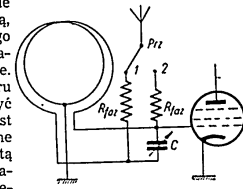
Przy wyznaczaniu strony zachodzi konieczność przzerwycenia kardiodo o 180° .

W danym układzie, w odróżnieniu od poprzednich, nie odwraca się fazy napięcia anteny pomocniczej. Dlatego przzerwycenie kardiodo do położenia przeciwnego wykonuje się przez odwrócenie fazy napięcia ramy. Odwrócenie fazy uzyskuje się przez obrót ramy o 180° w stosunku do położenia jej na maksimum (obróć ramy do położenia na drugie maksimum).

Jeżeli z jakiejś przyczyny niewygodne jest przzerwycenie kardiodo za pomocą obracania ramy, wówczas stosuje się układ przedstawiony na rysunku 333. W układzie tym przełącznik Prz służy do łączenia anteny z jednym lub drugim ramieniem ramy. Jeżeli na przykład w położeniu 1 przełącznika antena faza napięcia U'_{m_r} była ujemna (-), to w położeniu 2 odwróci się ona o 180° i będzie dodatnia (+).

W ten sposób przzerwycając przełącznik z jednego położenia w drugie możemy odwracać fazę napięcia anteny na wejściu odbiornika, a zatem

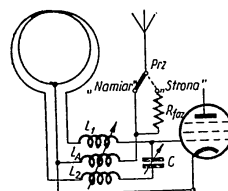
zmieniać położenie kardiodo o 180° nie obracając ramy. Jest rzeczą oczywistą, że w danym układzie odbioru złożonego opory fazujące włączane do każdego ramienia ramy powinny być jednakowe. Zastosowanie jednego, wspólnego oporu fazującego, który można by włączyć między antenę i przełącznik Prz jest niepożądane, powoduje bowiem znane niedogodności przy posługiwaniu się tą samą anteną pomocniczą do kompensacji składowej pozafazowej efektu antenowego i do wyznaczania strony.



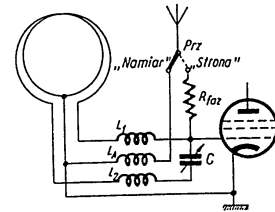
Rys. 333

§ 5. OBWODY WEJŚCIOWE RADIONAMIERNIKA Z RAMĄ OBROTOWĄ

Jak wspomniano poprzednio, do kompensacji składowej pozafazowej efektu antenowego i do wyznaczania strony w radionamiernikach służy jedna i ta sama antena pomocnicza. W związku z tym w obwodzie wejściowym radionamiernika powinna być przewidziana możliwość przełączania anteny z jednego rodzaju pracy na drugi. Na rysunku 334 przedstawiono układ obwodu wejściowego radionamiernika, w którym zastosowano indukcyjne sprzężenie anteny z obwodem ramy zarówno przy radionamierzeniu, jak i przy wyznaczaniu strony.



Rys. 334



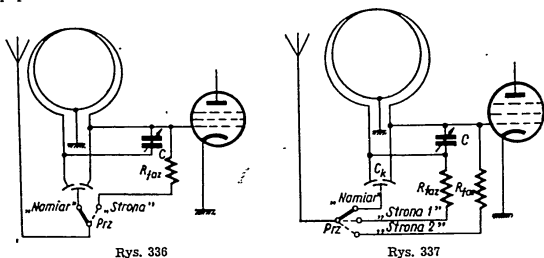
Rys. 335

Gdy przełącznik Prz znajduje się w pozycji „Namiar”, antena służy do kompensacji efektu antenowego, koniecznej przy namierzeniu w celu wyostrenia minimum (zera) słyszalności. W tym przypadku, jak łatwo zauważyć na schemacie, antena jest nie nastrojona, to jest prąd i napięcie w obwodzie anteny są przesunięte w fazie o kąt bliski 90° .

Gdy przełącznik Prz znajduje się w pozycji „Strona”, wówczas szeregowo do obwodu anteny włącza się opór fazujący R_{faz} , konieczny dla zmniejszenia przesunięcia fazowego między prądem i napięciem w obwodzie anteny do wielkości bliskiej zera.

W celu uniknięcia możliwych pomyłek, spowodowanych przez nieuwagę operatora, przełącznik anteny konstruuje się tak, że jest on ustawiony na stałe w pozycji „Namiar”. Jedynie przy wyznaczaniu strony urządzenia unieruchamiające zwalnia się. Dzięki temu bezpośrednio po wyznaczeniu strony przełącznik przestawia antenę automatycznie na pozycję „Namiar”, a zatem nie ma możliwości omyłkowego wykonywania namiaru przy włączonym oporze fazującym.

Przy bezpośrednim sprzężeniu anteny pomocniczej z wejściem odbiornika stosuje się układ pokazany na rysunku 335. Zasada działania tego układu jest oczywista i nie wymaga dodatkowych wyjaśnień. Przełącznik w tym układzie jest skonstruowany tak samo, jak w układzie poprzednim.



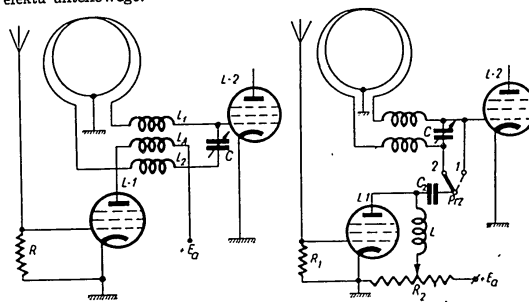
Rysunki 336 i 337 pokazują obwody wejściowe stosowane przy kompensacji efektu antenowego, przeprowadzanej za pomocą pojemnościowego sprzężenia anteny z obwodem ramy. W układach tych, gdy przełącznik antenowy znajduje się w pozycji „Namiar”, nie nastrojona antena kompensuje składową pozafazową efektu antenowego.

Gdy przełącznik znajduje się w pozycji „Strona”, antena jest włączona na wejście odbiornika przez opór fazujący R_{faz} .

Niekiedy w wypadku niewystarczającej wielkości SEM dawanej przez antenę pomocniczą stosuje się wzmocnienie tej SEM przed doprowadzeniem jej na wejście odbiornika. W tym celu wykorzystuje się jedno-stopniowe wzmacniacze aperiodyczne. Na rysunkach 338 i 339 podano przykłady obwodów wejściowych radionamiernika ze wstępnym wzmocnieniem SEM anteny; rysunek 338 przedstawia układ obwodu wejściowego przy namierzaniu sygnałów (antena pomocnicza służy do kompensacji efektu antenowego), a rysunek 339 — układ obwodu przy wyznaczaniu strony.

Działanie układu kompensacji efektu antenowego ilustruje wykres wektorowy (rys. 340a). Dzięki podłączeniu do anteny dużej oporności czynnej R , napięcie U_m , podawane na siatkę lampy wzmacniającej jest w fazie z SEM E_m anteny. Prąd w obwodzie anodowym (składowa zmiana I_m) wskutek indukcyjnego charakteru obciążenia obwodu anodowego

(cewka L_A) będzie przesunięty w fazie w stosunku do napięcia na siatce, a zatem i w stosunku do SEM anteny, o kąt bliski 90° . W ten sposób będzie spełniony znany już warunek kompensacji składowej pozafazowej efektu antenowego.



Rys. 338

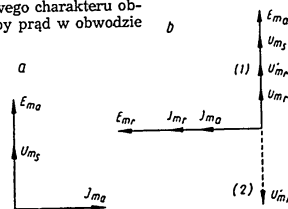
Rys. 339

Przy wyznaczaniu strony (patrz układ na rysunku 339) anodę lampy wzmacniającej łączy się za pomocą końcem uzwojenia C_2 i przełącznika Prz z jednym lub drugim końcem wielkiej częstotliwości. Na wykresie wektorowym, wyjaśniającym działanie układu (rys. 340b) widzimy, że z powodu pojemnościowego charakteru obciążenia obwodu anodowego lampy prąd w obwodzie anodowym będzie wyprzedzał napięcie na siatce o kąt bliski 90° . A zatem napięcie na kondensatorze strojenia ramy pochodzące od prądu anodowego

$$U'_m = I_m \frac{1}{\omega C}$$

będzie w fazie lub w przeciwfazie (zależnie od położenia przełącznika Prz) z napięciem ramy U_m . Jest to oznaczone na wykresie cyframi (1) i (2). Pożądaną wielkość amplitudy napięcia U'_m w układzie ustala się za pomocą potencjometru R_2 , zmieniającego napięcie na anodzie lampy, a więc i wzmocnienie stopnia.

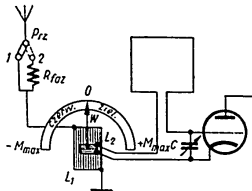
W ten sposób układ pokazany na rysunku 339 może spełniać zarówno pierwszy, jak i drugi warunek odbioru złożonego.



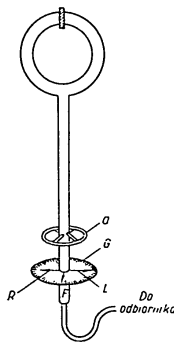
Rys. 340

§ 6. PRAKTYCZNE METODY
WYZNACZANIA STRONY W RADIONAMIERNIKACH Z RAMĄ OBROTOWĄ

Praktyczne metody wyznaczania strony zależą od układu i konstrukcji urządzenia antenowego radionamiernika. Przykładowo rozpatrzmy urządzenie z indukcyjnym sprzężeniem anteny z ramą (rys. 341). W danym przypadku podczas namierzania sygnałów radiowych przełącznik anteny *Prz* ustawia się w pozycji 1. Wówczas antena pomocnicza, jako nie strojona, służy do kompensacji w celu wyostrenia minimum (zera) słyszalności namierzanego sygnału radiowego. Przy wyznaczaniu strony przełącznik ustawia się w pozycji 2. W tym przypadku szeregowo włącza się do anteny opór fazujący R_{faz} . Wielkość sprzężenia i znak indukcyjności wzajemnej w obu przypadkach reguluje się przez obrót cewki ruchomej (rotora) L_2 w lewo lub prawo w stosunku do położenia neutralnego, czyli zerowego.



Rys. 341



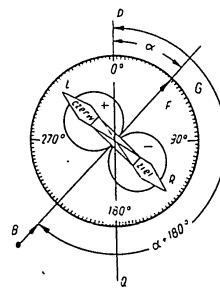
Rys. 342

Urządzenie służące do odczytu radiowego przy namierzaniu i wyznaczaniu strony pokazano na rysunku 342. Po nieruchomym pierścieniu azymutalnym *G* radionamiernika, zorientowanym według prostej wyznaczającej płaszczyznę symetrii statku, przesuwają się trzy wskazówki — *F*, *R* i *L*, osadzone sztywno na trzonie ramy. Wskazówka *F* jest wskazówką główną i jest ustawiona pod kątem 90° do płaszczyzny ramy. Wskazówki *R* — zielona i *L* — czerwona są wskazówkami pomocniczymi i są umieszczone w płaszczyźnie ramy.

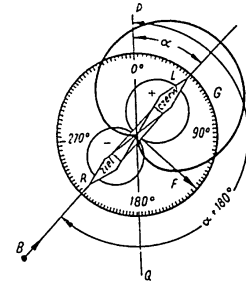
Technikę radionamierzania i wyznaczania strony przy zastosowaniu układu i konstrukcji obwodu wejściowego, pokazanych na rysunkach 341 i 342, rozpatrzmy na przykładzie praktycznym. Przypuśćmy, że trzeba wykonać jednoznaczny namiar nadajnika radiowego położonego w punkcie *B* (rys. 343a), zakładając, że operacją pierwszą jest namierzanie. W tym celu należy wykonać następujące czynności: przełącznik *Prz* (rys. 341) ustawić w pozycji 1; za pomocą kondensatora *C* nastroić ramę do rezonansu z częstotliwością namierzanego sygnału i obracając ramę znaleźć

położenie odpowiadające minimum słyszalności; następnie wyostrić odbiór dobierając odpowiednie sprzężenie ramy z anteną pomocniczą przez przesuwanie wskazówki *W* (rys. 341) w lewo lub prawo w stosunku do pozycji zerowej.

Przypuśćmy, że w wyniku wykonanych manipulacji wskazówka ramy *F* zajęła na rysunku 343a położenie odpowiadające kątom α w stosunku do prostej *PQ*, leżącej w płaszczyźnie symetrii okrętu. Na rysunku pokazano położenie charakterystyki kierunkowej ramy dla tego przypadku, przy czym tak jak poprzednio przesunięcie fazy między obiema półkami wykresu oznaczono na charakterystyce znakami: plus (+) dla półki wykresu związanej ze wskazówką *L* i minus (–) dla półki wykresu związanej ze wskazówką *R*.



Rys. 343a



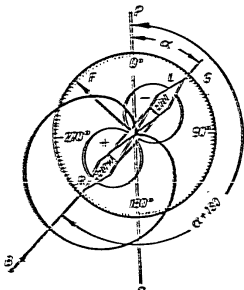
Rys. 343b

Następnie trzeba określić, czy kierunek na radiostację namierzana równa się kątom α , czy kątom $\alpha + 180^\circ$, to jest trzeba sprawdzić stronę. W tym celu należy obrócić ramę o 90° w stosunku do położenia jej na minimum słyszalności w dowolną stronę, tak aby jedna ze wskazówek — *R* albo *L* — wskazywała kąt α . Przypuśćmy, że ramę obrócimy w kierunku zgodnym z ruchem wskazówek zegara; wówczas położenie ramy i zespołu wskazówek będzie takie, jak pokazuje rysunek 343b. Następnie i zespołu wskazówek będzie takie, jak pokazano na rysunku 341) trzeba ustawić w dowolnym skrajnym położeniu i przełącznik anteny ustawić w pozycji 2. Przypuśćmy, że faza napięcia podawanego z anteny do ramy, zgodnie z oznaczeniem przyjętym dla obwodu ramy, będzie przy tym miała znak plus (+). Wówczas przy równości napięcia antenowego U'_m i napięcia ramowego U_m , charakterystyka kierunkowa radionamiernika przyjmie postać kardioidy, która — jak widać z rysunku 343b — będzie obrócona swym minimum w stronę rzeczywistego położenia nadajnika radiowego. A zatem przy ustawieniu pokrętki wskazówki *W* w położeniu $+M_{max}$ słyszalność będzie minimalna, a przy idealnym kształcie kardioidy wystąpi całkowity zanik słyszalności sygnałów namierzanej radiostacji.

Jeżeli pokręciło wskazówki W ustawimy w pozycji $-M_{max}$, wówczas zgodnie z rysunkiem 341 otrzymamy ujemną indukcyjność wzajemną (przeciwna faza SEM indukowanej przez antenę). Wskutek tego znak na charakterystyce odbioru anteny ulegnie zmianie i kardioda będzie obrócona swoim maksimum w kierunku radiostacji. Słyszalność sygnałów w słuchawkach radionamiernika wzrośnie przy tym gwałtownie.

Z powyższych rozważań wynika, że przesuwanie pokręta wskazówki W w położenia skrajne prowadzi do zmian słyszalności, przebiegających przy idealnym kształcie kardiody od zera do maksimum.

W praktyce radionamierzenia najczęściej przyjmuje się, że kolor części skali wskazówki W (patrz rys. 341), na którym otrzymuje się minimum słyszalności, wskazuje na kolor pomocniczej wskazówki, według której należy odczytywać kąt rzeczywistego kierunku na namierzany nadajnik radiowy. Reguła ta jest słuszna i w naszym wypadku.



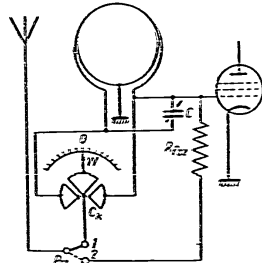
Rys. 343

Ustaliliśmy już poprzednio, że słyszalność jest minimalna, gdy wskazówka W leży na zielonym polu skali. A zatem rzeczywisty kierunek na radiostację należy odczytywać według zielonej wskazówki. Stwierdzimy, że kierunek ten jest w naszym wypadku równy $\alpha + 180^\circ$.

Gdyby kierunek na radiostację był równy kątowi α , wówczas kardioda przy wskazówce W w położeniu $+M_{max}$ byłaby obrócona do nadajnika swoim maksimum. Przechodząc do położenia $-M_{max}$ otrzymalibyśmy położenie kardiody diametralnie przeciwne w stosunku do poprzedniego. A zatem wystąpiłoby nie maksimum, lecz minimum słyszalności.

W tym wypadku minimum słyszalności odpowiadałoby pozycji wskazówki W na polu czerwonym. Odczytawszy zgodnie z naszą umową rzeczywisty kierunek na radiostację według strzałki czerwonej stwierdzilibyśmy, że kierunek ten jest wyznaczony przez kąt α .

Jeżeli podczas wyznaczania strony obrócimy ramę o 90° nie zgodnie, lecz przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara, wówczas położenie wskazówek będzie odpowiadało rysunkowi 343c.



Rys. 344

W tym wypadku przy przesunięciu wskazówki W na zielone pole skali kardioda będzie obrócona swoim maksimum w stronę radiostacji namierzonej. Natomiast gdy wskazówka W znajdzie się w polu czerwonym, kardioda będzie obrócona swoim minimum w kierunku radiostacji namierzonej i słyszalność w słuchawkach radionamiernika będzie minimalna.

Omówiliśmy się, że kolor tej części skali, na której otrzymuje się minimum słyszalności, wskazuje na kolor wskazówki, według której należy wykonywać odczyt. Dlatego w rozpatrywanym przykładzie należy rzeczywisty kierunek na radiostację namierzaną odczytać według czerwonej wskazówki pomocniczej. Otrzymuje się przy tym, jak wynika z rysunku 343c, odczyt równy $\alpha + 180^\circ$.

Z przytoczonego przykładu wyraźnie wynika, że omówiony układ pozwala na wykonywanie jednoznacznego namiaru niezależnie od kierunku obrotu ramy przy wyznaczaniu strony.

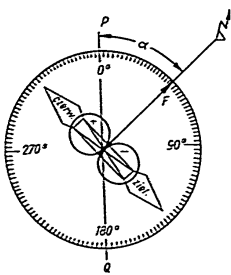
Innym przykładem praktycznego wyznaczania strony jest szeroko obecnie stosowany układ pokazany na rysunku 344. Zasadę działania tego układu rozpatrzyliśmy w § 4 niniejszego rozdziału.

W układzie tym, w odróżnieniu od układu przedstawionego na rysunku 341, faza napięcia anteny pomocniczej nie zmienia się. Dlatego kardiodoidę przesuwa się z jednego położenia w drugie za pomocą obracania ramy.

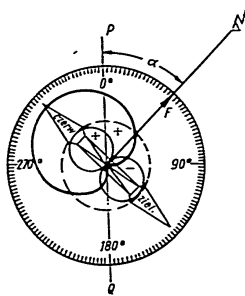
Do kompensacji efektu antenowego służy kondensator kompensacyjny C_k . Okładzina ruchoma (rotor) tego kondensatora sprzężona jest ze wskazówką W, która porusza się po skali z zerem pośrodku. W neutralnym (zerowym) położeniu rotora SEM w ramie, pochodząca z anteny, równa się zeru. Przy obrocie rotora w lewo lub w prawo następuje odwrócenie fazy i zwiększa się SEM pochodząca z anteny w uzwojeniu ramy.

Załóżmy, że posługując się układem przedstawionym na rysunku 344 mamy wykonać namiar i wyznaczyć stronę nadajnika radiowego (rys. 345a). W tym wypadku przełącznik antenowy Prz (rys. 344) ustawiamy w pozycji 1 („Namiar”) i obracając ramę aż do uzyskania ostrego minimum (zera) słyszalności za pomocą głównej wskazówki F odczytujemy kąt α (rys. 345a). Następnie przechodzimy do wyznaczenia strony. W tym celu przełącznik antenowy Prz ustawiamy w pozycji 2 („Strona”) i obracamy ramę tak, aby główna strzałka wskazująca przesuwająca się po pierścieniu azymutalnym G, w kierunku mniejszych wartości liczbowych pierścienia, zaczęła namierzanego zaczyna przy tym maleć. Jeżeli słyszalność sygnału namierzanego zaczyna przy tym maleć, wskazuje to na prawidłowość wyznaczenia strony. Jeżeli natomiast słyszalność sygnału wzrośnie, będzie to dowodem, że strona jest wyznaczona nieprawidłowo. W tym wypadku trzeba obrócić ramę o 180° i znowu odczytać radiowy kąt kursowy, a także jeszcze raz sprawdzić stronę.

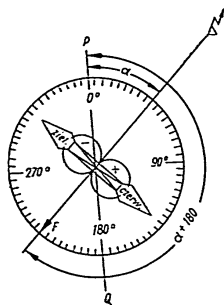
W naszym wypadku, jak widać z rysunku 345b, przy obracaniu ramy przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara słyszalność będzie malała, co będzie wskazywało na prawidłowość strony odczytanego radiowego kąta kursowego. Gdyby podczas namierzenia nadajnika radiowego główna wskazówka ramy F wskazywała nie kąt α , lecz kąt $\alpha + 180^\circ$ (rys. 346a), wówczas przy przejściu na sprawdzenie strony (rys. 346b)



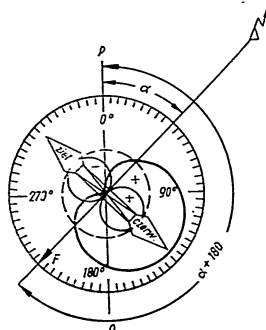
Rys. 345a



Rys. 345b



Rys. 346a



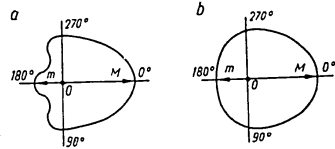
Rys. 346b

bląd ten od razu wyszedłby na jaw. Istotnie, obracając ramę w kierunku mniejszych liczbowo wskazań wskazówki F (przeciwnie do kierunku ruchu wskazówek zegara) przekonaliśmy się, że słyszalność namierzanego sygnału będzie wzrastać. A zatem będzie to wskazywało na to, że odczytany na rysunku 346a kąt kursowy $\alpha + 180^\circ$ jest nieprawidłowy.

§ 7. NIEPRAWIDŁOŚCI PRZY WYZNACZANIU STRONY

Niekiedy przy wyznaczaniu strony, w czasie przerzucania kardioidy z jednego położenia w drugie, słyszalność sygnałów nie zmienia się albo też zmienia się tak nieznacznie, że bardzo trudno jest wyznaczyć stronę. Zjawisko to jest wywołane naruszeniem warunków odbioru złożonego, a mianowicie bardzo dużym przesunięciem fazowym między prądem i napięciem w obwodzie anteny pomocniczej (małą wielkością oporu fazyjącego R_{faz}) lub znaczną różnicą napięć podawanych na wejście odbiornika z anteny i ramy.

Naruszenie tych warunków zniekształca charakterystykę kierunkową i utrudnia wyznaczenie strony. Przykładowo na rysunku 347 przedstawiono otrzymane charakterystyki kierunkowe w wypadku, gdy nie wypełniony jest warunek równości napięć anteny i ramy, przy czym rysunek 347a odpowiada wypadkowi, gdy napięcie podawane na wejście odbiornika z końcówek ramy jest większe od napięcia pochodzącego z anteny, to jest gdy $U_m > U'_m$, a rysunek 347b — wypadkowi, gdy $U_m < U'_m$.



Rys. 347

Oznaczmy na tych charakterystykach wektorem OM napięcie, czyli słyszalność sygnału w maksymalnym położeniu charakterystyki, oraz wektorem Om — napięcie, czyli słyszalność w położeniu minimalnym.

Rozpatrując otrzymane wykresy widzimy, że w danym wypadku przy wyznaczaniu strony według minimum kardioidy porównuje się ze sobą nie maksymalną i zerową słyszalność, jak to miało miejsce przy idealnym kształcie charakterystyki odbioru złożonego, lecz słyszalności proporcjonalnie do wektorów OM i Om . W praktyce radionamierzenia trafiają się przypadki, gdy bez względu na różnicę napięć odpowiadających przeciwnym kierunkom charakterystyki wyznaczenie strony „na słuch” jest niewykonalne. Przyczyną tego są warunki pracy odbiornika radionamiernika.

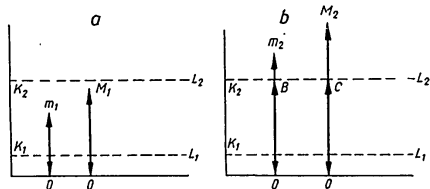
Przypuśćmy, że charakterystyka kierunkowa radionamiernika przy wyznaczaniu strony ma kształt odpowiadający jednej z dwóch charakterystyk przedstawionych na rysunku 347. A zatem w tym przypadku wyznaczenie strony sprowadzi się do porównania słyszalności proporcjonalnej do wektora OM ze słyszalnością proporcjonalną do wektora Om . Te dwa proporcjonalne napięcia są doprowadzone na wejście odbiornika, który powinien je wzmocnić kilkadziesiąt lub kilkaset tysięcy razy, przy czym wzmocnienie powinno być takie, aby stosunek tych dwóch napięć pozostał nie zmieniony.

Jednakże trzeba uwzględnić fakt, że każdy odbiornik ma określoną próg czułości i określoną granicę wzmocnienia.

Czułość zależy od ilości stopni, jakości lampy, od poziomu szumów własnych odbiornika itp.

Odbiornik wzmacnia tylko do pewnej granicy, dlatego że prąd anodowy w lampach elektronowych, przy wzroście napięcia zmiennego na siatce lampy, może wzrastać tylko do pewnej wartości, określonej przez prąd nasycenia lampy.

Niech na rysunku 348 linia przerywana K_1L_1 przedstawia próg czułości, a linia przerywana K_2L_2 — granicę wzmożenia odbiornika. Jeżeli amplitudy napięcia sygnałów Om i OM doprowadzonych do wejścia od-



Rys. 348

biornika będą wzmożone do wielkości Om_1 i OM_1 , leżących poniżej granicy wzmożenia (rys. 348a), wówczas napięcie minimalne i napięcie maksymalne, odpowiadające minimum i maksimum charakterystyki kierunkowej, będą wobec siebie proporcjonalne i stronę będzie można wyznaczyć. Jeżeli jednak wzmożone sygnały Om_2 i OM_2 będą leżały ponad granicą wzmożenia odbiornika (rys. 348b), zostaną one obcięte i faktycznie, zamiast słyszalności proporcjonalnych do odcinków Om_2 i OM_2 , otrzymamy słyszalności proporcjonalne odpowiednio do odcinków OB i OC , które — jak widzimy na rysunku — są jednakowe. Wyznaczenie strony namierzanej radiostacji jest wówczas niemożliwe.

W celu uniknięcia wspomnianej wady odbiorniki radionamierników mają specjalne ręczne regulatory wzmożenia (regulatory natężenia dźwięku). Dokonywana za pomocą tych urządzeń zmiana wzmożenia pozwala regulować amplitudę sygnału na siatce lampy stopnia wejściowego odbiornika. Przy wyznaczaniu strony radiostacji namierzanej, która daje duże natężenie pola, wytwarzające na wejściu odbiornika dużą amplitudę napięcia, zastosowanie regulatora pozwala wzmożyć sygnał w mniejszym stopniu. Dzięki temu napięcie podane na siatkę lampy stopnia wyjściowego leży poniżej granicy, przy której natężenie sygnału na wejściu odbiornika przestaje zależeć od wielkości napięcia wejściowego.

§ 8. RADIONAMIERNIK O DZIAŁANIU JEDNOKIERUNKOWYM

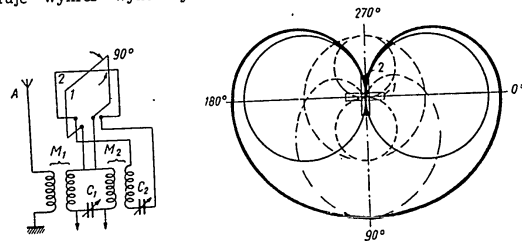
Niedogodności związane z koniecznością wyznaczania strony w radionamiernikach ze zwykłą ramą obrotową stały się bodźcem do zbudowania radionamiernika, który daje charakterystykę kierunkową o jednym ostrym minimum. Wykonywanie manipulacji związanych z wyznaczaniem strony jest w tym wypadku niepotrzebne, odczyt przy radionamierzaniu jest bowiem jednoznaczny.

Zasadniczy układ obwodu wejściowego takiego radionamiernika pokazuje rysunek 349. Cechą szczególną tego radionamiernika jest wyposażenie go nie w jedną, lecz w dwie ramy obrotowe, wzajemnie do siebie prostopadłe.

Odbiór przeprowadza się jednocześnie za pomocą pomocniczej anteny otwartej A , ramy zasadniczej 1 i ramy dodatkowej 2. Antena i rama dodatkowa są sprzężone z ramą zasadniczą; sprzężenie uzyskuje się dzięki indukcyjnościom wzajemnym M_1 i M_2 .

Aby spełnione były konieczne warunki fazowe między napięciami, antenę wykonuje się jako nie strojoną, zaś ramy powinny być dostrójone do rezonansu z częstotliwością namierzanego sygnału.

Zasadę pracy radionamiernika o działaniu jednokierunkowym ilustruje wykres wykonany w układzie współrzędnych biegunowych



Rys. 349

Rys. 350

(rys. 350). Na wykresie tym cyframi 1 i 2 oznaczono w rzucie położenie ramy zasadniczej i ramy dodatkowej. Cienką linią przedstawiono charakterystykę kierunkową ramy zasadniczej. Linią przerywaną przedstawiono taką samą charakterystykę ramy dodatkowej. Okrąg wykonany linią przerywaną jest charakterystyką kierunkową anteny.

Dodając SEM ramy dodatkowej i anteny otrzymamy charakterystykę kardioidalną, wykreśloną na rysunku 350 linią złożoną z kresek i kropek. Sumując SEM ramy zasadniczej z wypadkową SEM ramy dodatkowej i anteny otrzymujemy wypadkową charakterystykę kierunkową całego urządzenia, wykreśloną na rysunku 350 grubą linią ciągłą. Charakterystyka ta ma tylko jedno minimum (odbior zerowy), którego ostrość jest równa ostrości charakterystyki zwykłej ramy obrotowej. A zatem w urządzeniu tym zasadniczo nie ma konieczności wyznaczania strony, gdyż otrzymany odczyt będzie zawsze jednoznaczny.

Na zakończenie trzeba nadmienić, że posługiwanie się tym układem możliwe jest tylko wtedy, gdy nie występuje efekt antenowy, gdy spełnione są dokładnie warunki fazowe, jak również gdy amplitudy napięć anteny i ramy są równe.

W przeciwnym wypadku wypadkowa charakterystyka kierunkowa jest zniekształcona i uzyskanie namiarów jest niemożliwe.

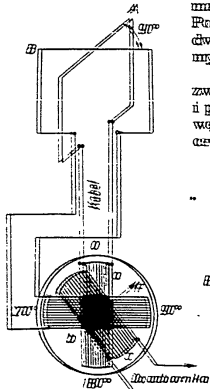
Rozdział IX
RADIONAMIERNIK Z RAMAMI NIERUCHOMYMI

§ 1. ZASADA DZIAŁANIA

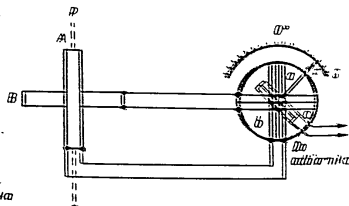
Radionamierniki z ramami nieruchomymi, zastosowane w technice radiolokacyjnej, w przeciwieństwie do radionamierników z ramami obrotowymi, są paszeczki obrotowe dość szeroko rozpowszechnione na statkach morskich.

Schemat urządzenia radionamiernika z ramami nieruchomymi pokazano na rysunku 351. Podstawowymi elementami tego urządzenia są dwie nieruchome, sztywno połączone ze sobą ramy A i B, goniometr i odbiornik.

Goniometr składa się z trzech cewek wielozwojowych: a, b i c. Cewki a i b, nieruchome i połączone ze sobą pod kątem 90°, mogą być cewkami statorowymi lub polowymi cewki c, poruszając się swobodnie wokół swej



Rys. 351



Rys. 352

osi wewnątrz cewek polowych, między się cewką szukającą lub kierunku — szukaczem.

Jak widać z rysunku 351, każda cewka polowa jest połączona z jedną ramą nieruchomą. Końcówki cewki a na przykład łączą się z końcówkami

kami uzwojenia ramy A; końcówki cewki b — z końcówkami uzwojenia ramy B. Cewka szukająca natomiast łączy się z wejściem odbiornika radionamiernika.

Zasadę działania układu rozpatrzmy posługując się rysunkiem 352.

Na rysunku tym pokazano w rzucie dwie nieruchome ramy A i B, zorientowane w stosunku do linii PQ wyznaczającej płaszczyznę symetrii statku. Rama A, ustawiona wzdłuż linii symetrii, jest ramą wzdłużną, a rama B, znajdująca się w położeniu poprzecznym — ramą poprzeczną.

Po prawej stronie rysunku pokazany jest (także w rzucie) goniometr z cewkami polowymi a i b oraz cewką szukającą c. Do cewki szukającej, prostopadle do jej płaszczyzny, przymocowana jest wskazówka F, poruszająca się po pierścieniu azymutalnym G zorientowanym w stosunku do cewek polowych tak, jak pokazuje rysunek 352.

Pole elektromagnetyczne namierzanego radionadajnika działające na ramy wytwarza w nich SEM, która powoduje powstawanie prądu w obwodzie składającym się z uzwojeń samej ramy i połączonej z nią szeregowo cewki polowej.

Wielkość SEM w uzwojeniu każdej z rozpatrywanych ram, a zatem i natężenie prądu w obwodzie, zależą od natężenia pola namierzanej radiostacji, od kąta utworzonego między kierunkiem na radiostację a płaszczyzną ramy, a także od wysokości skutecznej ramy.

Jeżeli kierunek na nadajnik radiowy jest zgodny z płaszczyzną ramy A, wówczas w ramie tej indukuje się SEM, której wartość skuteczna, przy warunku, że $\Theta = 0^\circ$, jest maksymalna i wynosi:

$$E_A = Eh_{stA} \cos \Theta = E_{Amax},$$

gdzie

- h_{stA} — skuteczna wysokość ramy A;
- E — natężenie pola;
- E_{Amax} — wartość skuteczna SEM w ramie A przy pokrywaniu się płaszczyzny ramy z kierunkiem na nadajnik radiowy.

SEM indukowana przy tym warunku w ramie B, której płaszczyzna jest prostopadła do kierunku na nadajnik radiowy ($\Theta = 90^\circ$), jest równa zero, gdyż:

$$E_B = Eh_{stB} \cos \Theta = 0.$$

Pod wpływem SEM E_{Amax} przez ramę A i włączoną do niej cewkę polową a popłynie prąd, którego wielkość, zgodnie z prawem Ohma, wynosi:

$$I_A = \frac{E_A}{Z_A} = \frac{E_{Amax}}{Z_A} = I_{Amax},$$

gdzie

- Z_A — oporność całkowita obwodu ramy A, przy zgodności płaszczyzny ramy z kierunkiem na nadajnik radiowy.

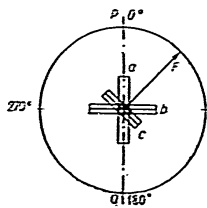
Prąd ramy A, przepływając przez cewkę polową a, wytwarza wokół

niej pole magnetyczne, którego kierunek jest prostopadły do płaszczyzny cewki, a wielkość — proporcjonalna do natężenia prądu:

$$H_c = K_c I_{a_{max}} = H_{c_{max}}$$

gdzie K_c — współczynnik proporcjonalności między prądem i polem magnetycznym cewki a.

Dalsze rozważania przeprowadzimy posługując się rysunkiem 353, przedstawiającym raz jeszcze rzut goniometru z cewkami zorientowanymi w stosunku do pierścienia azymutalnego. W danym wypadku wektor pola magnetycznego cewki a oznaczony przez $H_{c_{max}}$ trzeba odłożyć na tym rysunku prostopadle do płaszczyzny cewki połowej a. Obracając cewkę szukającą goniometru c wokół jego osi o 360° otrzymamy w odbiorniku dwa minima i dwa maksima słyszalności namierzonej radiostacji. Maksimum słyszalności będzie odpowiadało położeniu płaszczyzny cewki szukającej c w kierunkach 0° i 180° , a minimum — w kierunkach 90° i 270° . Thu-maczy się to tym, że w kierunkach 0° i 180° zwoje cewki szukającej będą przecinane przez największą ilość linii sił pola magnetycznego i SEM indukowana w cewce szukającej będzie maksymalna. W kierunkach 90° i 270° , jeśli płaszczyzna zwojów



Rys. 353

cewki szukającej pokrywa się z wektorem pola magnetycznego $H_{c_{max}}$. Linie sił pola magnetycznego nie przecinają płaszczyzny cewki szukającej, lecz ślizgają się wzdłuż niej nie indukując SEM w cewce. Jak łatwo przy tym zauważyć, w momencie gdy płaszczyzna cewki szukającej znajduje się w kierunkach 0° i 180° , obrót cewki o 180° powoduje zmianę znaku (odwrócenie fazy) indukowanej w niej SEM.

Kierunek na namierzaną radiostację podaje wskazówka F, umocowana prostopadle do płaszczyzny cewki szukającej. Kierunek ten, podobnie jak w wypadku zwykłej ramy obrotowej, znajduje się według ostrego zaniku słyszalności w słuchawkach odbiornika. Jak wynika z rysunku 353, wskazówka F w tym wypadku powinna dać odczyt na pierścieniu azymutalnym goniometru równy 0° lub 180° .

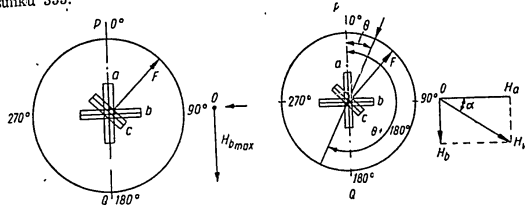
W analogiczny sposób można wykazać, że w wypadku gdy kierunek na namierzaną radiostację tworzy kąt 90° z płaszczyzną ramy A, to jest pokrywa się z płaszczyzną ramy B (rys. 354), wówczas w położeniu wskazówki cewki szukającej F na pierścieniu azymutalnym w kierunkach 90° lub 270° słyszalność w słuchawkach zaniknie.

Jeżeli namierzana radiostacja leży w kierunku tworzącym z płaszczyzną ramy A kąt θ (rys. 355), natężenia pól magnetycznych cewek a i b będą odpowiednio równe:

$$H_a = K_a I_{a_{max}} \cos \theta = H_{c_{max}} \cos \theta;$$

$$H_b = K_b I_{b_{max}} \sin \theta = H_{c_{max}} \sin \theta.$$

Wypadkowe natężenie pola wewnątrz goniometru równa się sumie geometrycznej natężeń pól H_a i H_b , które w wypadku zupełnej identyczności układu można sumować graficznie, tak jak to przedstawiono na rysunku 355.



Rys. 354

Rys. 355

Wektor wypadkowego natężenia pola H_w tworzy kąt α z płaszczyzną cewki połowej b. Z rysunku 355 wynika przy tym, że:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{H_b}{H_a} = \frac{H_{c_{max}} \sin \theta}{H_{c_{max}} \cos \theta} = \operatorname{tg} \theta.$$

Oznacza to, że w warunkach identyczności układu, gdy natężenia pól $H_{a_{max}} = H_{b_{max}}$, kąt $\alpha = \theta$, to jest wektor wypadkowego natężenia pola magnetycznego H_w w goniometrze tworzy z cewkami a i b taki sam kąt, jaki tworzy namierzany nadajnik radiowy z ramami A i B. Zanik słyszalności w odbiorniku otrzymamy wtedy, gdy płaszczyzna cewki szukającej pokryje się z płaszczyzną wektora H_w , a wskazówka F znajmie kąt α na pierścieniu azymutalnym położenie zgodne z kierunkiem na namierzaną radiostację, to jest wskaże na pierścieniu azymutalnym kąt θ lub $\theta + 180^\circ$.

Wartość bezwzględna wypadkowego natężenia pola magnetycznego goniometru H_w przy założeniu, że $H_{a_{max}} = H_{b_{max}} = H_{c_{max}}$ można określić z wzoru:

$$H_w = \sqrt{H_a^2 + H_b^2} = \sqrt{H_{c_{max}}^2 \cos^2 \theta + H_{c_{max}}^2 \sin^2 \theta} = \sqrt{H_{c_{max}}^2 (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta)} = \sqrt{H_{c_{max}}^2} = H_{c_{max}}.$$

Wielkość ta, jak widać, nie zależy od kierunku na namierzaną radiostację, to jest nie zależy od kąta θ .

SEM indukowana w cewce szukającej podczas obracania jej w polu magnetycznym goniometru zmienia się zgodnie z funkcją sinususa kąta zawartego między płaszczyzną cewki szukającej a wektorem wypadkowego natężenia pola goniometru H_w , albo według cosinusa kąta θ utworzonego przez płaszczyznę cewki szukającej z kierunkiem na namierzaną radiostację, czyli:

$$E_{sz} = E_{c_{max}} \cos \theta,$$

gdzie

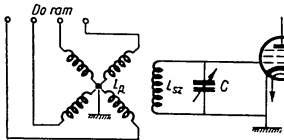
$E_{sz,max}$ — wartość maksymalna SEM w cewce szukającej przy pokryciu się jej płaszczyzny z kierunkiem na namierzaną radiostację.

Z równania tego wynika, że wykres kierunkowy radionamiernika z ramami nieruchomymi w układzie współrzędnych biegunowych ma tak samo postać dwóch stycznych okręgów (ósemki) jak charakterystyka kierunkowa radionamiernika z ramą obrotową. Pozwala to na sformułowanie wniosku, że cewka szukająca, obracająca się w polu magnetycznym wytworzonym przez goniometr, odpowiada swoim działaniem ramie obrotowej, obracającej się w polu elektromagnetycznym wytworzonym przez namierzany nadajnik radiowy.

§ 2. POŁĄCZENIE CEWKI SZUKAJĄCEJ Z ODBIORNIKIEM

Jak już wspominaliśmy wcześniej, końcówki cewki szukającej goniometru łączy się z odbiornikiem radionamiernika.

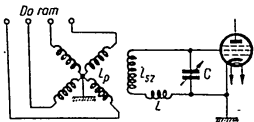
Rysunek 356 przedstawia schemat połączeń cewki szukającej z odbiornikiem. Po lewej stronie schematu widzimy dwie cewki połowe goniometru, oznaczone przez L_D . Dla zmniejszenia efektu antenowego punkty



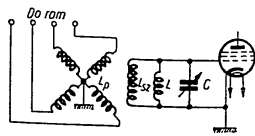
Rys. 356

środkowe uzwojeń cewek połowych zwykle uziemia się. Po prawej stronie znajduje się cewka szukająca L_{sz} , połączona z wejściem odbiornika. Aby możliwe było wprowadzenie sygnału radiostacji namierzonej i zwiększenie natężenia dźwięku, obwód cewki szukającej dostraja się do rezonansu za pomocą znajdującego się w odbiorniku kondensatora C.

Radionamierniki okrętowe pracują, jak wiemy, w pewnym określonym zakresie częstotliwości (długości fal). Ponieważ pokrycie tego zakresu roboczego jedynie drogą zmian pojemności kondensatora strojenia C jest



Rys. 357



Rys. 358

niemożliwe, do obwodu cewki szukającej włącza się indukcyjność wydłużająca lub skracająca. Na rysunku 357 pokazano układ wydłużenia fali obwodu cewki szukającej. W układzie tym szeregowo z cewką szukającą L_{sz} włączono dodatkową indukcyjność L, zwiększającą wypadkową indukcyjność, a więc i długość fal obwodu wejściowego. Rysunek 358

przedstawia układ skracania długości fali. W tym wypadku dodatkowa indukcyjność L jest włączona równoległe do cewki szukającej L_{sz} , co, jak wiadomo, zmniejsza wypadkową indukcyjność, a więc i długość fali obwodu wejściowego.

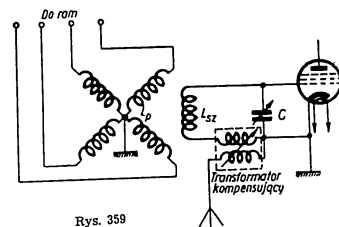
§ 3. KOMPENSACJA EFEKTU ANTENOWEGO

Efekt antenowy, opisany bliżej w rozdziale o radionamiernikach z ramami obrotowymi, narusza również normalne działanie radionamierników z ramami nieruchomymi.

W związku z tym w obu wypadkach stosuje się jednakowe metody walki z tym szkodliwym zjawiskiem. Takimi metodami, jak wiadomo, są: stosowanie symetrycznych układów połączeń (np. uziemienie środków uzwojeń cewek połowych), staranne ekranowanie ram, przewodów łączących goniometru i odbiornika oraz kompensacja efektu antenowego.

W odróżnieniu od radionamierników z ramami obrotowymi, przy ramach nieruchomych występowanie efektu antenowego zależy od kierunku na radiostację namierzaną.

Przy kątach $\theta = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ i 270° , to jest przy kierunkach pokrywających się z płaszczyzną jednej z ram, przesunięcie minimum wskutek działania składowej fazy efektu antenowego równa się zero. Natomiast „rozmazanie” minimum wskutek działania



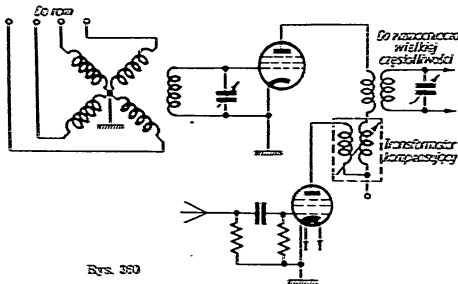
Rys. 359

niefazowej składowej efektu antenowego jest największe. Przy kierunkach $\theta = 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ i 315° , przeciwnie, przesunięcie minimum jest największe, natomiast „rozmazanie” minimum nie występuje.

Metody i układy kompensacji efektu antenowego w radionamiernikach z ramami nieruchomymi są takie same, jak w radionamiernikach z ramami obrotowymi. Najczęściej stosuje się układ z indukcyjnym sprzężeniem anteny pomocniczej z obwodem cewki szukającej (rys. 359), która, jak wiadomo, spełnia tu rolę ramy obrotowej.

Niekiedy w układach z ramami nieruchomymi dodatkowe napięcie kompensujące doprowadza się nie na wejście odbiornika, lecz na jeden z następujących jego stopni. Przykładem takiego rozwiązania może być układ przedstawiony na rysunku 360, w którym napięcie kompensujące z anteny pomocniczej podaje się na wejście drugiego stopnia wzmacnienia wielkiej częstotliwości odbiornika. Konieczną amplitudę napięcia kompensującego otrzymuje się dzięki wzmocnieniu napięcia anteny przed podaniem go na wejście drugiego stopnia; w tym celu do obwodu włączona jest specjalna lampa.

Omawiany układ ma tę wyższość nad poprzednim i innymi do jego podobnymi, że w tym wypadku kompensacji podlega składowa pozazłazowa SEM efektu antenowego, powstająca nie tylko w obwodzie wejściowym, lecz także w pierwszym stopniu odbiornika.

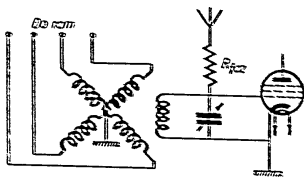


Rys. 360

Wadą układu jest konieczność uzyskania dużych amplitud napięcia kompensującego, co wymaga stosowania anteny pomocniczej o dużej wysokości skutecznej lub specjalnego wzmacniacza, jak to widzimy na rysunku 360.

§ 4. WYZNACZANIE STRONY W RADIONAMIERNIKACH Z RAMAMI NIERUCHOMYMI

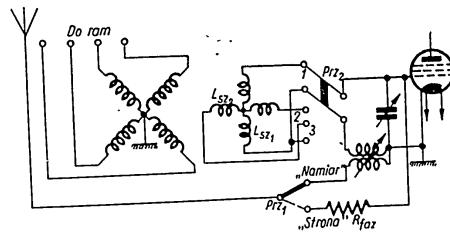
Wyznaczanie strony w radionamiernikach z ramami nieruchomymi przeprowadza się tak samo jak w radionamiernikach z ramą obrotową, mianowicie stosuje się odbiór złożony sygnału za pomocą ramy i anteny otwartej. Najbardziej rozpowszechniony jest układ z nie strojoną anteną pomocniczą, którą przez opór fazujący przyłącza się bezpośrednio do zacisków wejściowych odbiornika (rys. 361).



Rys. 361

Wadą tego układu, podobnie zresztą jak układu z ramą obrotową, jest konieczność dwukrotnego obracania cewki szukającej w celu wyznaczenia strony; a mianowicie najpierw o 90° w stosunku do odczytu otrzymanego według minimalnej słyszalności, a następnie o 180°, żeby znaleźć maksimum i minimum kardioidy. Abyby wyeliminować tę wadę, stosuje się obecnie gonimetry z dwiema cewkami szukającymi, nawiniętymi na wspólnym rdzeniu pod ką-

tem 90°. Jedna z tych cewek służy tylko do znajdowania radiowego kąta kursowego (pracuje w położeniu „Namiar”), a druga do wyznaczenia strony.



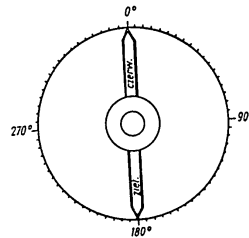
Rys. 362

Przykładem takiego układu jest pokazany na rysunku 362 obwód wejściowy radionamiernika z ramami nieruchomymi.

Podczas namierzania obydwie przełączniki — Prz1 i Prz2 — ustawia się w położeniu „Namiar”. Napięcie na wejście odbiornika podaje się wówczas z cewki szukającej Lsz1 (przełącznik Prz2 ustawiony w pozycji 1), a antena pomocnicza służy do kompensacji efektu antenowego.

Przy przejściu do wyznaczenia strony obydwie przełączniki ustawia się w położeniu „Strona”. W tym wypadku napięcie na wejście odbiornika będzie podawane z cewki szukającej Lsz2 (przełącznik Prz2 w pozycji 2). Jest to równoznaczne z obrotem cewki szukającej Lsz1 o 90°.

Charakterystykę kardioidy przesuwa się o 180° przez zamianę końcówek cewki Lsz2. W tym celu przełącznik Prz2 ustawia się w pozycji 3. Pokrętko obracające cewki wskazówką pomalowaną dwoma różnymi kolorami, na przykład czerwonym i zielonym (rys. 363). Takimi samymi kolorami, na przykład czerwonym i zielonym (rys. 363) 2 i 3 przełącznikami oznaczone są miejsca wskazówki, którego kolor odpowiada kolorowi położenia przełącznika Prz2 przy minimalnej słyszalności sygnałów, wskazuje prawidłowy odczyt.



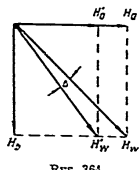
Rys. 363

§ 5. CHARAKTERYSTYCZNE BŁĘDY PRZY POSŁUGIWANIU SIĘ RADIONAMIERNIKAMI Z RAMAMI NIERUCHOMYMI

Poza zniekształceniami wywołanymi efektem antenowym, w radionamiernikach z ramami nieruchomymi mogą powstawać błędy odczytu spowodowane przez goniometr. Są one wynikiem nierówności pól magnetycznych cewek połowych goniometru i nierówności pól magnetycznych cewek połowych goniometru i nierówności pól magnetycznych cewek połowych goniometru jest jednako- kowa, to jest $H_{a,max} = H_{b,max}$. Warunek ten będzie spełniony jedynie wtedy, gdy wysokości skuteczne ram, oporności biernie i oporności czynne ram i cewek połowych będą jednakowe.

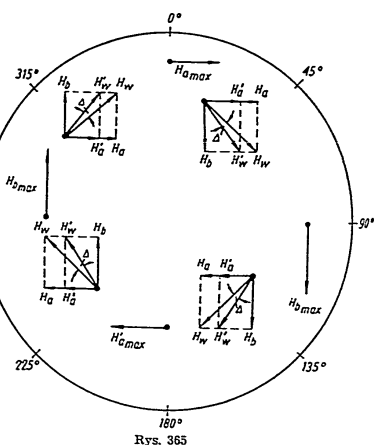
Jeżeli na przykład oporność obwodu ramy A z jakiegoś powodu będzie większa od oporności obwodu ramy B, wówczas przy pozostałych warunkach jednakowych prąd w obwodzie ramy A będzie mniejszy. Zmniejszenie natężenia prądu w obwodzie ramy A wywoła odpowiednie zmniejszenie natężenia pola wytwarzanego przez cewkę połową a; natężenie pola zamiast H_a będzie wynosiło H'_a , przy czym $H'_a < H_a$.

Jak widać z rysunku 364, wektor wypadkowy pola magnetycznego w go-



Rys. 364

niometrze, zamiast wielkości H_w , osiągniętej w tym wypadku przy namierzaniu tylko wartość $H'_w < H_w$; ponadto ulegnie on skróceniu w stosunku do swego rzeczywistego kierunku o kąt Δ . A zatem o ten sam kąt Δ będzie się różnił odczyt na skali goniometru. Z rysunku 365 widzimy, że kąt błędu Δ zmienia się ze zmianą kąta kursowego wskutek nierówności



Rys. 365

pól cewek goniometru. Gdy namierzany nadajnik radiowy znajduje się pod kątem kursowym równym 0° , wektor $H_{a,max}$ jest jednocześnie wektorem wypadkowym H_w natężenia pola goniometru. W tym wypadku więc kąt błędu $\Delta = 0$.

Przy kącie kursowym 45° kąt Δ określa, o ile wskazania na skali goniometru są większe od wartości rzeczywistych. Znak tego błędu określa reguła „od odczytu nieprawidłowego do prawidłowego”. W naszym wypadku przy namierzaniu nadajnika radiowego znajdującego się pod kątem kursowym 45° otrzymamy na pierścieniu azymutalnym goniometru błędny odczyt równy $45^\circ + \Delta$. W celu sprawdzenia otrzymanego odczytu do wartości rzeczywistej trzeba od otrzymanego odczytu odjąć kąt Δ . A zatem w tym wypadku kąt błędu ma znak minus.

Przy kącie kursowym na nadajnik radiowy równym 90° wektor $H_{b,max}$ jest jednocześnie wektorem wypadkowym pola goniometru, wskutek czego kąt błędu Δ będzie równy zero.

Przy kącie kursowym 135° faza SEM w ramie A zmieni się o 180° , w związku z czym kierunek wektora pola H, będzie przeciwny. Jak wynika z rysunku 365, kąt błędu Δ trzeba zaopatrzyć w znak plus.

Przy kącie kursowym 180° zgodnie z podanymi wyżej uwagami kąt $\Delta = 0$.

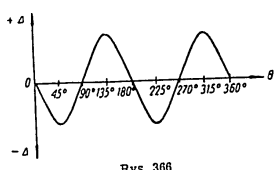
Przy kącie kursowym 225° zmieni się faza SEM w ramie B, w związku z czym wektor pola H_b zmieni kierunek na przeciwny i kąt Δ w tym wypadku będzie miał znak minus.

Przy kącie kursowym 270° kąt błędu będzie znowu równy zero.

Przy kącie kursowym 315° błąd Δ będzie miał znak plus itd. Przebieg zmian kąta Δ w zależności od zmian kierunku na namierzany nadajnik radiowy, to jest od zmian kąta kursowego na namierzany nadajnik radiowy, przedstawia graficznie rysunek 366. Z rysunku tego widzimy, że stacją, przedstawia graficznie rysunek 366. Z rysunku tego widzimy, że podczas pełnego obrotu cewki szukającej goniometru o kąt 360° błąd Δ zmienia swój znak i jest maksymalny przy $\Theta = 45^\circ; 135^\circ; 225^\circ; 315^\circ$, zaś równa się zero przy $\Theta = 0^\circ; 90^\circ; 180^\circ; 270^\circ$.

Taki charakter zmian kąta błędu nosi nazwę *czwórkowego*. Na zakończenie trzeba nadmienić, że nierówność pól magnetycznych cewek połowych goniometru powoduje jednocześnie „rozmażenie” miniatury, jeżeli bowiem obwody ram i cewek połowych nie są identyczne, między prądami w obwodach ram A i B powstaną przesunięcia fazy; wynikiem tego jest pojawienie się w cewce szukającej pozafazowej składowej SEM.

Nierównomierność pola magnetycznego wewnątrz goniometru także zniekształca wyniki radionamierzenia. Poprzednio, przy rozpatrywaniu zasady działania goniometru, przyjęliśmy, że pole magnetyczne otaczające cewkę szukającą jest jednorodne, to jest że linie sił pola magnetycznego wewnątrz goniometru są równoległe, a natężenie pola we wszystkich punktach jest takie samo. W rzeczywistości pole wewnątrz goniometru

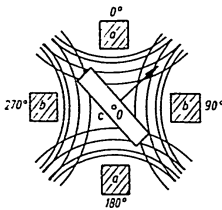


Rys. 366

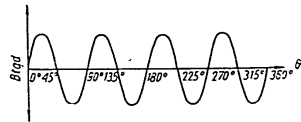
jest niejednorodne, a natężenie pola pochodzące od każdego z uzwojeń wzrasta w miarę zbliżania się od osi cewki szukającej do cewki polowej.

Rysunek 367 pokazuje w przekroju cewki polowe *a* i *b* goniometru. Na rysunku tym w rzucie pokazano cewkę szukającą *c*, której oś umieszczona jest w punkcie *O*. Linie zagęszczające się w miarę zbliżania się do uzwojeń cewek polowych przedstawiają pole magnetyczne.

Gdy płaszczyzna cewki szukającej *c* pokrywa się z płaszczyzną cewek polowych *a* i *b*, to jest gdy $\Theta = 0^\circ; 90^\circ; 180^\circ$ i 270° , nierównomierność pola nie wywiera wpływu na SEM cewki szukającej, w tym bowiem wypadku kierunek na radiostację namierzaną pokrywa się z jedną z ram i SEM w cewce szukającej równa się zero tylko wtedy, gdy płaszczyzna tej cewki jest prostopadła do płaszczyzny cewki polowej połączonej z daną ramą.



Rys. 367



Rys. 368

Przy kątach $\Theta = 45^\circ; 135^\circ; 225^\circ$ i 315° działanie obu cewek polowych na cewkę szukającą jest jednakowe, niezależnie od tego, czy pole jest jednorodne czy nie.

Gdy kąt $\Theta < 45^\circ$, działanie pola cewki *b* na cewkę szukającą jest silniejsze, cewki *a* zaś słabsze niż przy polu jednorodnym. A zatem przy wykonywaniu namiaru według minimum (zera) słyszalności wskazówka cewki szukającej wychyli się w kierunku zgodnym z kierunkiem ruchu wskazówek zegara o kąt mniejszy od kąta rzeczywistego.

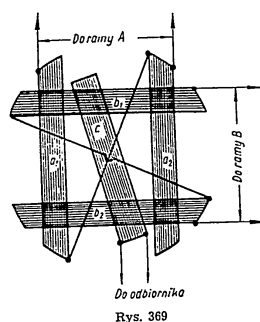
Przy $\Theta > 45^\circ$ kąt wychYLENIA wskazówek cewki szukającej będzie większy od kąta rzeczywistego.

Rozpatrując przebieg błędów spowodowanego przez nierównomierność (niejednorodność) pola goniometru w ciągu pełnego obrotu cewki szukającej stwierdzamy, że przy przechodzeniu cewki szukającej przez wyżej wymienione położenia błąd zmienia swój znak osiem razy. Dlatego błąd ten nosi nazwę **oktawowego** lub **ósemkowego**.

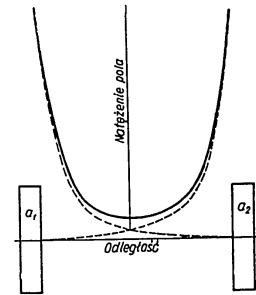
Przebieg zmian błędów ósemkowego dla rozpatrzonego przez nas przypadku ilustruje krzywa pokazana na rysunku 368. Błąd ten nie zależy od długości fali i może być uwzględniony przy zastosowaniu specjalnej kalibracji radionamiernika.

W celu uzyskania dużej równomierności (jednorodności) pola każda z cewek polowych goniometru praktycznie składa się z dwóch osobnych cewek, połączonych z sobą szeregowo; wewnątrz układu tych cewek obraca się cewka szukająca (rys. 369). Pomimo że w tym wypadku pole każdej polowej cewki maleje w miarę oddalania się od niej, pole wypadkowe

w pewnym obszarze będzie prawie jednorodne. Można to łatwo wytłumaczyć na wykresie (rys. 370). Linie przerywane przedstawiają na nim natężenie pola pochodzące od obu połówek uzwojenia cewki polowej. Linia



Rys. 369



Rys. 370

grubą wykreślono pole wypadkowe, będące sumą pól obu połówek jednej cewki polowej goniometru. Ponieważ pole to ma charakter jednorodny, przy obracaniu cewki szukającej w środkowej części goniometru namierzanie będzie bezbłędne.

Jeżeli natomiast uzwojenie cewki szukającej przesunie się poza granice obszaru pola jednorodnego, wówczas w goniometrze powstaną błędy o charakterze ósemkowym.

Rozdział X
RADIONAMIERNIK Z ODCZYTEM OPTYCZNYM

W niektórych typach radionamierników metodę odczytu „na słuch” zastępuje się odczytem optycznym. Posługiwanie się takim radionamiernikiem jest uproszczone, gdyż odczytu dokonuje się za pomocą elektrycznego przyrządu wskazówkowego.

Radionamierniki z optycznym odczytem namiaru mogą być dwóch typów:

a) radionamierniki półautomatyczne, w których po dostrojeniu odbiornika do radiostacji trzeba obracać ramę lub cewkę szukającą goniometru w celu otrzymania odczytu radiowego według przyrządu; noszą one nazwę radiopółkompasów;

b) radionamierniki automatyczne, dające namiar bezpośrednio po nastrojeniu odbiornika na częstotliwość sygnału namierzanego; w tym typie radionamierników, noszących nazwę radiokompasów, nie ma konieczności obracania ramy lub cewki szukającej po nastrojeniu odbiornika.

Radionamierniki półautomatyczne (radiopółkompasy). Prawie wszystkie radionamierniki półautomatyczne z optycznym odczytem namiaru pracują na zasadzie namierzania metodą porównania. Istotą tej metody polega na tym, że na wejście odbiornika radionamiernika podaje się dwie SEM. Jedną z nich pochodzi z końcówek uzwojenia ramy lub cewki szukającej, a druga — z anteny pomocniczej. Jeżeli amplitudę SEM anteny dobierze się równą amplitudzie SEM ramy lub cewki szukającej w jej położeniu na maksimum i jednocześnie spełni się warunek zgodności faz tych SEM, wówczas, jak wiadomo, charakterystyka kierunkowa takiego układu będzie miała postać kardioidy (rys. 371).

Przy odwróceniu fazy SEM ramy lub anteny pomocniczej kardioida zajmie położenie skrajnie przeciwne do poprzedniego, to jest obróci się o 180° i znajdzie się w położeniu pokazanym na rysunku 371 linią przerywaną.

Wskutek tego, obracając ramę lub cewkę szukającą i jednocześnie periodycznie odwracając fazę SEM pochodzącą z ramy lub anteny, można wykonać namiar radiostacji według przyrządu. Rysunek 372 pokazuje przykład zasadniczego układu radionamiernika półautomatycznego, pracującego według omówionej metody porównywania.

W układzie tym z obwodem cewki szukającej sprzężona jest indukcyjnie antena pomocnicza. Aby faza SEM cewki szukającej była zgodna

z fazą SEM anteny pomocniczej, do obwodu anteny włączony jest opór fazujący R_{faz} .

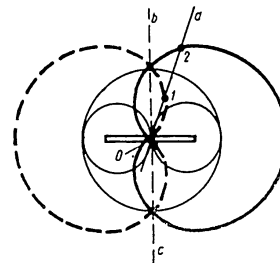
Na wyjściu odbiornika za urządzeniem prostowniczym B włączony jest przyrząd wskazówkowy P, służący do pomiaru natężenia prądu stałego, z zerem pośrodku. Za pomocą przełącznika Prz zmienia się z częstotliwością rzędu 1000 Hz fazę SEM podawanej z anteny na wejście odbiornika i jednocześnie zmienia się kierunek prądu płynącego przez przyrząd mierzący średnią wartość prądu.

Jeżeli namierzana radiostacja będzie znajdowała się na kierunku Od (rys. 371), to w chwili gdy przełącznik Prz będzie w położeniu 1, amplituda wypadkowej SEM na wejściu odbiornika będzie równa się odcinkowi O1; w następnej chwili, gdy przełącznik Prz znajdzie się w położeniu 2, amplituda wypadkowej SEM na wejściu odbiornika będzie równa odcinkowi O2.

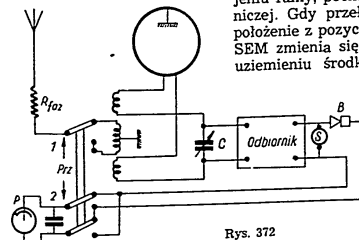
Ponieważ odcinki O1 i O2 nie są sobie równe, przyrząd P wychyli się proporcjonalnie do ich różnicy. Bliżej objaśnią to wykresy pokazane na rysunku 373.

Wykres 1 przedstawia SEM indukowaną przez pole sygnału w uzwojeniu ramy (lub cewki szukającej). Wykres 2 przedstawia SEM w uzwojeniu ramy, pochodzącą od anteny pomocniczej. Gdy przełącznik Prz zmienia swe położenie z pozycji 1 do pozycji 2, faza tej SEM zmienia się o kąt 180°, gdyż dzięki uzwojeniu zmienia się kierunek prądu płynącego przez cewkę antenową.

Na wykresie 3 pokazane jest wypadkowe napięcie na wejściu odbiornika w obu położeniach przełącznika Prz. W położeniu 1 SEM cewki szukającej i anteny dodają się, w położeniu 2 — odejmują. Dzięki temu po detekcji, wzmocnieniu i przejściu przez urządzenie prostownicze B namierzany sygnał będzie miał postać prądu stałego o różnych wartościach natężenia (wykres 4). Ponieważ jednocześnie ze zmianami fazy napięcia anteny



Rys. 371



Rys. 372

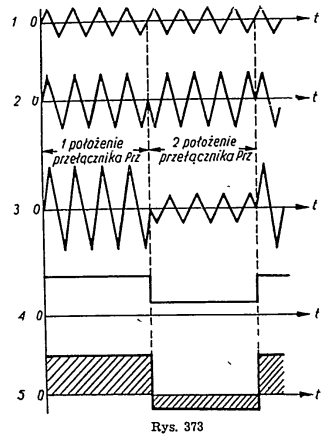
pomocniczej przełącznik *Prz* zmienia kierunek prądu płynącego przez przyrząd, dodatnie i ujemne impulsy prądu będą niejednakowe (wykres 5) i spowodują wychylenie strzałki przyrządu w kierunku odpowiadającym większym wartościom natężenia prądu. Wielkość kąta wychylenia strzałki przyrządu będzie proporcjonalna do różnicy natężeń prądów płynących w obu kierunkach.

Gdy namierzana radiostacja znajduje się w płaszczyźnie *bc* (rys. 371), prostopadłej do płaszczyzny ramy, SEM w uzwojeniu ramy (cewki szukającej) jest równa zero. Na wejście odbiornika zostanie podana jedynie SEM anteny pomocniczej. W tym wypadku bezwzględna wartość amplitudy SEM na wejściu odbiornika przy przerzucaniu kardiody jest stała i wskazówka przyrządu nie będzie się wychylać. Działanie radionamiernika w danym położeniu ramy (cewki szukającej) ilustrują wykresy na rysunku 374.

Na wykresie 1 pokazano przebieg zmian SEM na wejściu odbiornika. Przerzucenie przełącznika *Prz* z położenia 1 do położenia 2 zmienia tylko fazę SEM nie zmieniając wartości bezwzględnej amplitudy. Na wykresie 2 pokazano prąd na wyjściu odbiornika; prąd ten po wyprostowaniu jest prądem stałym. Wykres 3 pokazuje prąd płynący przez przyrząd. Przy przerzucaniu przełącznika *Prz* z jednego położenia do drugiego zmienia się tylko kierunek prądu płynącego przez przyrząd, wartość bezwzględna natężenia prądu nie zmienia się. Z tego powodu wskazówka przyrządu będzie znajdowała się w położeniu zero, różnica bowiem natężeń prądów płynących przez przyrząd równa się zero.

Radionamiernik półautomatyczny z optycznym odczytem według elektrycznego przyrządu wskazówkowego można stosować nie tylko do radionamierzenia, ale także jako wskaźnik kursu podczas kierowania statku na latarnię wyposażoną w radiostację nadawczą itp. W tym celu wskazówkę cewki szukającej goniometru lub ramy obrotowej ustawia się w położeniu 0° na pierścieniu azimuthalnym radionamiernika (płaszczyzna cewki szukającej lub ramy obrotowej będzie w tym wypadku prostopadła do płaszczyzny symetrii statku).

Przy kursie na pracującą radiolaternię lub inną radiostację nadawczą, jeżeli statek idzie dokładnie według kursu, strzałka wskaźnika kursu bę-



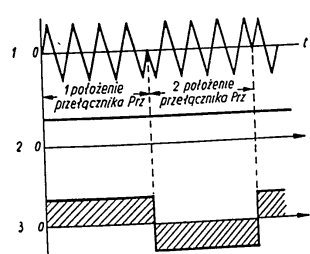
Rys. 373

dzie wskazywać zero. Przy zboczeniu statku z kursu w prawo strzałka przyrządu wychyli się w prawo; przy zboczeniu z kursu w lewo strzałka wychyli się w lewo. Kąt wychylenia strzałki przyrządu będzie proporcjonalny do stopnia zboczenia statku z danego kursu.

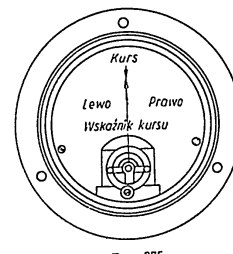
Gdy statek idzie w przeciwną stronę, to jest nie przybliży się, lecz oddala od radiolaterni, wskazania wskaźnika kursu zmieniają się na przeciwnie: zboczenie statku z kursu w prawo powoduje wychylenie strzałki w lewo, i odwrotnie.

Widok zewnętrzny wskaźnika kursu stosowanego w tego typu radionamiernikach pokazuje rysunek 375.

Oprócz rozpatrzonego przez nas układu, w którym przełączanie fazy SEM anteny pomocniczej i zmianę kierunku prądu płynącego przez przyrząd wykonuje się mechanicznie, często stosuje się układy radionamierników z odczytem optycznym, wyposażone w przełączniki elektryczne.



Rys. 374



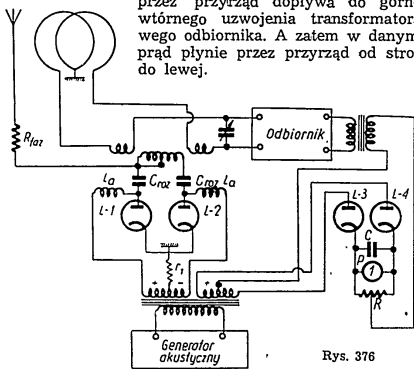
Rys. 375

Przykładowo na rysunku 376 pokazany jest układ z elektrycznym przełączaniem fazy SEM anteny i kierunku prądu płynącego przez przyrząd. Układ ten zamiast przełącznika *Prz* ma cztery lampy dwuelektrodowe oraz generator częstotliwości akustycznej.

Anody lamp *L-1* i *L-2* łączy się z końcówkami cewki sprzężenia anteny. Samą antenę doprowadza się do środka uzwojenia tej cewki przez opór fazujący R_{faz} . Katody obu lamp łączy się z kadiubem statku. Anody lamp *L-1* i *L-2* są zasilane z generatora częstotliwości akustycznej przez specjalny transformator podwyższający. Aby zapobiec zwieraniu się prądu cjalny transformator podwyższający. Aby zapobiec zwieraniu się prądu cjalny transformator podwyższający. Aby zapobiec zwieraniu się prądu cjalny transformator podwyższający.

Opornik r_1 włączony między środkowym punktem wtórnego, podwyższającego uzwojenia transformatora i katodami lamp ma na celu wyrównywanie prądu w gałęziach przy niejednakowych opornościach lamp. Drugie dwie lampy, *L-3* i *L-4*, są włączone na wyjściu odbiornika. Anody ich zasilają z drugiego podwyższającego uzwojenia transformatora.

tora częstotliwości akustycznej, nawiniętego w tym samym kierunku co uzwojenie zasilające anody lamp L-1 i L-2. Między katodami lamp L-3 i L-4 a wyjściowym transformatorem odbiornika włączony jest przyrząd prądu stałego P, zbocznikowany pojemnością C i opornikiem R. Gdy na lewym końcu pierwszego i drugiego uzwojenia wtórnego transformatora zasilającego jest plus, wówczas pracują lampy L-1 i L-4; lampy L-2 i L-3 nie pracują, gdyż na anodach tych lamp jest napięcie ujemne. Prąd w obwodzie anteny pomocniczej zamyka się przez lewą połówkę cewki sprzężenia i lampę L-1 do ziemi. Prąd odbiornika płynie od dolnego końca uzwojenia wtórnego transformatora wyjściowego przez środek drugiego uzwojenia transformatora zasilającego i lampę L-4 oraz dalej, przez przyrząd dopływa do górnego końca wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego odbiornika. A zatem w danym wypadku prąd płynie przez przyrząd od strony prawej do lewej.



Rys. 376

W następnej chwili, gdy biegunowość napięć obu uzwojeń wtórnych transformatora zasilającego zmieni się, będą pracowały lampy L-2 i L-3. Prąd w obwodzie anteny płynie w tym wypadku przez prawą połówkę cewki sprzężenia, lampę L-2 i dalej do ziemi. Prąd wyjściowy odbiornika od dolnego końca uzwojenia wtórnego transformatora wyjściowego przez prawą połówkę podwyższającego uzwojenia transformatora zasilającego, lampę L-3 i dalej przez przyrząd P dopływa do górnego końca wtórnego uzwojenia transformatora wyjściowego odbiornika. A zatem w danym wypadku prąd płynie przez przyrząd od strony lewej do prawej.

Z powyższych rozważań wynika, że w układzie z przełącznikiem elektrycznym faza napięcia antenowego na wejściu odbiornika i kierunek prądu płynącego przez wskaźnik kursu zmienia się w takt ze zmianami fazy napięcia generatora akustycznego.

W praktyce stosuje się także drugi wariant układu z przełącznikiem elektrycznym; w tym wypadku zmienia się fazę napięcia ramy na wejściu odbiornika, a faza napięcia anteny jest stała.

Rozdział XI RADIODEWIACJA

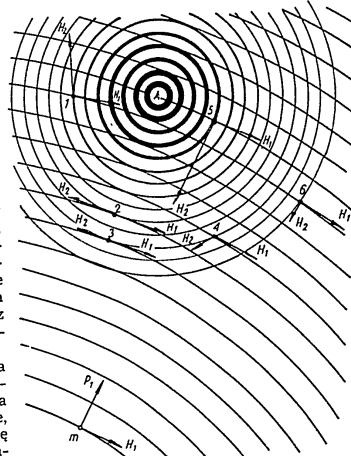
Nazwą radiodewiacji określa się błędy radionamiaru spowodowane przez przedmioty metalowe znajdujące się w pobliżu radionamiernika.

§ 1. ŹRÓDŁA PROMIENIOWANIA WTRÓNEGO

Pole elektromagnetyczne stacji radionadawczej, działając na antenę ramową, powoduje jednocześnie powstawanie SEM wielkiej częstotliwości w masach metalu (kadłub okrętu, nadbudówki, maszty, rury, anteny okrętowe, osprzęt metalowy itp.) znajdujących się w pobliżu radionamiernika.

W wyniku tego prądu wielkiej częstotliwości powstające w masach metalu upodabniają je do anten nadawczych. A zatem każdy przedmiot metalowy, wystawiony na działanie pola elektromagnetycznego, promieniuje w otaczającą przestrzeń część pochłoniętej przez siebie energii elektromagnetycznej.

Zjawisko to nazywa się promieniowaniem wtórnym, a przedmioty metalowe, promieniujące energię elektromagnetyczną, nazywają się źródłami promieniowania wtórnego.



Rys. 377

Antena ramowa radionamiernika, umieszczona na statku w pobliżu jakiegokolwiek źródła promieniowania wtórnego, znajduje się więc pod wpływem nie tylko podstawowego pola radiostacji nadawczej (pola pierwotnego), ale także pod wpływem pola źródła promieniowania wtórnego (pola wtórnego), które może różnić się od pola pierwotnego zarówno pod względem wielkości i kierunku jak też fazy.

Rysunek 377 pokazuje współdziałanie pola pierwotnego i pola wtórnego. Łuki o dużym promieniu przedstawiają na rysunku linie sił pola magnetycznego, pochodzące od oddalonego nadajnika radiowego. Zwrot i kierunek rozchodzenia się tych linii przedstawiają wektory H_1 i P_1 w punkcie m . Jak widać z rysunku, pole pierwotne oddalonego nadajnika radiowego jest polem jednostajnym.

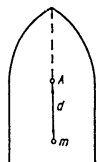
W punkcie A znajduje się źródło promieniowania wtórnego, którego pole przedstawiają współśrodkowe koła o zmniejszającej się grubości linii. Natężenie pola wtórnego jest największe tuż przy samym źródle promieniowania wtórnego, natomiast wraz z oddalaniem się od niego szybko maleje i na pewnej odległości praktycznie zanika. Na rysunku uwidoczniło w sześciu różnych punktach przestrzeni współdziałanie pola pierwotnego (wektor H_1) i wtórnego (wektor H_2).

Z rysunku 377 wynika więc wyraźnie, że w każdym punkcie w pobliżu źródła promieniowania wtórnego występują dwa pola, różniące się między sobą zarówno co do wielkości jak i co do kierunku.

§ 2. FAZOWE (CZASOWE) I PRZESTRZENNE PRZESUNIĘCIE POLA WtóRNego

Załóżmy, że na statku w punkcie m (rys. 378) znajduje się rama radionamiernika, w punkcie A zaś — źródło promieniowania wtórnego o takich parametrach elektrycznych, że jego częstotliwość własna nie jest równa częstotliwości radiostacji nadawczej.

Jeżeli więc pole pierwotne w punktach m i A zmienia się w czasie według zależności:



Rys. 378

$$H_1 = H_{m_1} \sin \omega t,$$

gdzie H_1 — chwilowa wartość natężenia pola pierwotnego,
 H_{m_1} — amplituda natężenia pola pierwotnego,
 to natężenie pola wtórnego bezpośrednio przy źródle promieniowania wtórnego równa się:

$$H_2 = H_{m_2} \sin (\omega t - \varphi_1),$$

gdzie H_2 — chwilowa wartość natężenia pola wtórnego;
 H_{m_2} — amplituda natężenia pola wtórnego;
 φ_1 — kąt przesunięcia fazy między prądem i napięciem w źródle promieniowania wtórnego.

Wielkość kąta φ_1 zależy od parametrów źródła, to jest od częstotliwości własnej źródła promieniowania wtórnego. Jeżeli na przykład częstotliwość własna źródła promieniowania wtórnego równa się częstotliwości zmian pola podstawowego (pierwotnego), to źródło promieniowania wtór-

nego jest nastrojone do rezonansu. W tym wypadku nie ma przesunięcia fazy między prądem a napięciem i kąt $\varphi_1 = 0$.

Jeżeli jednak parametry źródła promieniowania wtórnego są takie, że jego częstotliwość własna różni się od częstotliwości pola podstawowego, to źródło promieniowania wtórnego jest rozstrojone i kąt φ_1 ma określoną wartość różną od zera. Wielkość kąta φ_1 można łatwo obliczyć korzystając ze znanego z elektrotechniki wyrażenia:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R},$$

gdzie

- L — indukcyjność źródła promieniowania wtórnego;
- C — pojemność źródła promieniowania wtórnego;
- ω — częstotliwość kątowna natężenia pola sygnału;
- R — oporność czynna źródła promieniowania wtórnego.

Pole H_2 dochodzi do ramy po pewnym czasie, koniecznym do przebycia odcinka d (rys. 378), łączącego ramę ze źródłem promieniowania wtórnego. A zatem w czasie przemieszczania się pola wtórnego od punktu A do punktu m jego faza w stosunku do fazy pola pierwotnego przy antenie ramowej przesunie się o dodatkowy kąt:

$$\varphi_2 = \frac{2\pi d}{\lambda},$$

gdzie

λ — długość fali radiostacji namierzonej.

W związku z tym pole wtórne przy antenie ramowej radionamiernika będzie zmieniać się w czasie według zależności:

$$H_2 = H_{m_2} \sin (\omega t - \varphi_0),$$

gdzie

$$\varphi_0 = \varphi_1 + \varphi_2.$$

Przesunięcie fazowe (czasowe) między polem pierwotnym radiostacji namierzonej a polem wtórnym przy ramie radionamiernika równa się zatem kątowi φ_0 , który zależy od parametrów źródła promieniowania wtórnego, od jego odległości od ramy oraz od długości fali (częstotliwości) radiostacji namierzonej.

Przy współdziałaniu pola pierwotnego z polem wtórnym jednocześnie z przesunięciem fazowym (czasowym), jak to wykazano poprzednio, powstaje także przesunięcie przestrzenne; zachodzi ono wtedy, gdy źródło promieniowania wtórnego i radiostacja namierzana nie leżą w jednej płaszczyźnie. Dla zilustrowania tego zjawiska na rysunku 379 pokazano dwa wypadki — zgodności oraz przesunięcia przestrzennego pola pierwotnego i pola wtórnego.

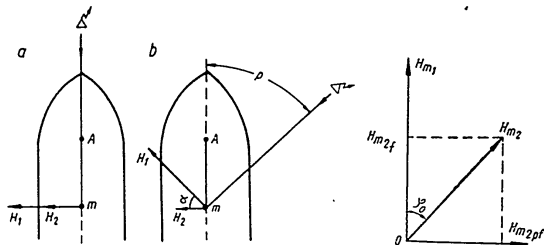
Na rysunku 379a radiostacja namierzana i źródło promieniowania wtórnego znajdują się pod kątem kursowym równym 0° . Jak wiadomo, kierunku linii sił pola magnetycznego jest prostopadły do kierunku rozchodzenia się fal radiowych. Jeżeli zatem wektory pola pierwotnego H_1 i pola

wtórnego H_2 odłożymy prostopadłe względem kierunku na stację namierzaną i na źródła promieniowania wtórnego (kierunek wektorów natężeń pól przyjmujemy umownie od strony prawej do lewej względem kierunku na źródło promieniowania fal radiowych), to wektory te pokryją się w przestrzeni.

Inny wynik otrzymamy, jeżeli stacja namierzana i źródło promieniowania wtórnego nie leżą w jednej płaszczyźnie. Na rysunku 379b radiostacja namierzana znajduje się pod kątem kursowym p , zaś źródło promieniowania wtórnego A leży w płaszczyźnie symetrii okrętu. Odkładając, jak poprzednio, wektory H_1 i H_2 prostopadłe do kierunku rozchodzenia się fal radiowych, stwierdzimy, że wektory te będą wzajemnie przesunięte w przestrzeni o kąt $\alpha = p$.

Na zakończenie trzeba podkreślić, że przesunięcie fazowe i przesunięcie przestrzenne między polem pierwotnym i wtórnym nie są od siebie zależne.

Jak już wspomniano poprzednio, przesunięcie fazowe jest określone przez parametry źródła promieniowania wtórnego oraz przez jego odle-



Rys. 379

Rys. 380

głość od ramy. Kąt przestrzenny natomiast zależy jedynie od wzajemnego położenia radiostacji namierzanej i źródła promieniowania wtórnego w stosunku do ramy radionamiernika. Dlatego też przesunięcie fazowe nie wyklucza zgodności przestrzennej pól, i odwrotnie.

Praktycznie w zakresie fal średnich, czyli w zakresie używanym przy radionamierzaniu, źródła promieniowania wtórnego są odstrojone od rezonansu, to jest prawie zawsze istnieje przesunięcie fazowe (czasowe) między polem pierwotnym i wtórnym. Aby rozpatrzenie zagadnienia wpływu pola wtórnego na radionamiernik było łatwiejsze, musimy wektor natężenia pola wtórnego o amplitudzie H_{m2} , przesunąć w fazie o kąt ϕ_0 w stosunku do wektora natężenia pola pierwotnego H_{m1} , przedstawić w postaci sumy dwóch periodycznych, zmiennych w czasie wektorów (rys. 380). Jeden z tych wektorów o amplitudzie H_{m2} jest w fazie z wektorem natężenia pola pierwotnego H_{m1} , drugi zaś — o amplitudzie H_{m2pf} jest przesunięty w fazie w stosunku do wektora natężenia pola pierwotnego o kąt 90° .

Pierwsza składowa wektora natężenia pola wtórnego, wyrażona równaniem $H_1 = H_{m2} \sin \omega t$, nazywa się składową fazową natężenia pola promieniowania wtórnego. Druga składowa, o wartości chwilowej $H_{of} = H_{m2} \cos \omega t$, nazywa się składową pozafazową natężenia pola promieniowania wtórnego*.

Podział pola wtórnego na dwie składowe — fazową i pozafazową — jest konieczny z tego względu, że każda z tych składowych w inny sposób wpływa na działanie radionamiernika.

Oprócz parametrów źródła promieniowania wtórnego i odległości, w jakiej znajduje się ono od ramy radionamiernika istotny wpływ na działanie radionamiernika ma ukształtowanie źródeł promieniowania wtórnego.

Ze względu na charakter tego oddziaływania wszystkie źródła promieniowania wtórnego można podzielić na następujące trzy rodzaje:

- 1) źródła typu anteny otwartej;
- 2) źródła typu anteny ramowej (pętli);
- 3) kadłub statku.

Wpływ każdego z tych źródeł na działanie radionamiernika rozpatrzymy oddzielnie.

§ 3. WPŁYW ŹRÓDEŁ PROMIENIOWANIA WtóRNego TYPU ANTENY OTWARTEJ

Do źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej należą wszystkie pionowe lub pochyle przedmioty metalowe na statku, nie stykające się wcale z kadłubem lub też stykające się z nim tylko w swych dolnych częściach, a więc takie jak: anteny okrętowe, maszty, kominy, wanty, sztagi, wsporniki, stojaki itp.

Niektóre z tych źródeł promieniowania mogą mieć częstotliwość bliską lub równą częstotliwości namierzanego sygnału, to jest mogą być nastrojone lub tylko nieznacznie rozstrojone. Na przykład do tego typu źródeł należą uzziemione przez aparaturę lub bezpośrednio okrętowe anteny średniofalowe. Większość jednak źródeł promieniowania wtórnego (osprzęt, wsporniki, stojaki, kominy itp.) ma częstotliwość własną różniącą się znacznie (wyższą) od częstotliwości namierzanych radiostacji, czyli jest znacznie rozstrojona.

Na zakończenie trzeba nadmienić, że częstotliwość własna źródła promieniowania wtórnego wpływa nie tylko na przesunięcie fazy pola wtórnego, ale także i na natężenie promieniowania wtórnego. Jeżeli źródło promieniowania wtórnego jest silnie rozstrojone, wówczas natężenie prądu wytwarzanego w nim przez pole pierwotne (podstawowe) radiostacji namierzanej jest nieznaczne, a więc nieznaczne jest także pole wtórne.

Gdy częstotliwość własna źródła promieniowania wtórnego jest bliska lub równa częstotliwości sygnału, przy takim samym natężeniu pola pierwotnego natężenie prądu w źródle promieniowania wtórnego wskutek własności rezonansu gwałtownie wzrasta, co silnie zwiększa natężenie promieniowania wtórnego.

* Por. uwaga na s. 239. (przyp. tłum.).

Wpływ składowej fazowej promieniowania wtórnego. Działanie składowej fazowej pola źródła promieniowania wtórnego typu anteny otwartej pokazano na rysunku 381. Na rysunku tym w płaszczyźnie symetrii statku w punkcie m jest umieszczona rama radionamiernika, a w punkcie A — źródło typu anteny otwartej. Przy braniu namiaru na radiostację położoną pod kątem kursowym p rama znajdzie się pod działaniem pola sygnału, którego wektor H_{m1} jest, jak wiadomo, prostopadły do kierunku dochodzących fal radiowych. Gdyby w punkcie m istniało tylko pole podstawowe (pierwotne) H_{m1} , wówczas kierunek na radiostację byłby wyznaczony prawidłowo, gdyż SEM w ramie byłaby równa zeru wtedy, gdy płaszczyzna ramy pokryłaby się z wektorem pola H_{m1} .

Jednakże źródło promieniowania wtórnego typu anteny otwartej, znajdujące się w punkcie A , wytwarza w ramie namiernika pole wtórne; wektor natężenia tego pola H_{m2} (w danym wypadku interesuje nas składowa fazowa pola wtórnego) będzie również prostopadły do kierunku na źródło promieniowania wtórnego. Istnienie dwóch wektorów natężenia pola H_{m1} i H_{m2} , których przebiegi są zgodne w fazie, lecz które są przesunięte w przestrzeni, pozwala na geometryczne ich zsumowanie i znalezienie wektora natężenia pola wypadkowego H_{m0} działającego na ramę radionamiernika.

W takim wypadku przy namierzaniu według minimum (zera) słyszalności SEM w uzwojeniu ramy będzie równa zeru jedynie wówczas, gdy płaszczyzna ramy pokryje się z kierunkiem wypadkowego wektora natężenia pola magnetycznego H_{m0} . Jest oczywiste, że kierunek na radiostację namierzaną podany przez wskazówkę radionamiernika będzie nie rzeczywisty, lecz błędny, różniący się od kierunku rzeczywistego o kąt δN_1 .

Kąt δN_1 stanowiący błąd wskazania radionamiernika, na który poza polem podstawowym oddziałuje jeszcze pole wtórne, nosi nazwę kąta radiodewiacji.

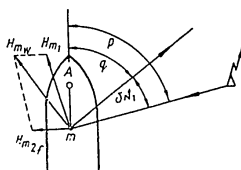
Znak radiodewiacji δN_1 określa się według reguły „od wartości nieprawidłowej do prawidłowej”. W naszym przykładzie przy namierzaniu radiostacji, na którą kierunek rzeczywisty równy jest kątowi p , otrzymujemy na pierścieniu azymutalnym radionamiernika odczyt równy kątowi q ; kierunek na radiostację określony kątem q jest błędny.

Aby błędny odczyt q sprowadzić do wartości rzeczywistej p , trzeba do niego dodać radiodewiację δN_1 :

$$p = q + \delta N_1.$$

Zatem w rozpatrzonym przez nas przykładzie radiodewiacja δN_1 będzie mieć wartość dodatnią, gdyż

$$\delta N_1 = p - q.$$

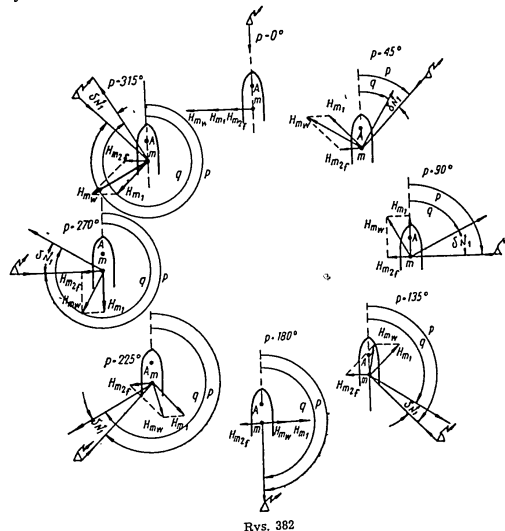


Rys. 381

Z równania tego można łatwo wywnioskować, że przy warunku $p < 90^\circ$ radiodewiacja ma wartość ujemną.

Wielkość i znak radiodewiacji δN_1 nie są stałe, lecz zmieniają się ze zmianą kąta kursowego p na namierzaną radiostację.

Zjawisko to objaśnia bliżej rysunek 382. Pokazano na nim zmiany wielkości i znaku radiodewiacji δN_1 spowodowanej przez fazową składową pola wtórnego pochodzącego od źródła A typu anteny otwartej, które znajduje się w płaszczyźnie symetrii statku od strony dziobu w stosunku do ramy radionamiernika.



Rys. 382

Przy kącie kursowym $p = 0^\circ$ wektor pola pierwotnego H_{m1} pokrywa się w przestrzeni z wektorem pola wtórnego H_{m2} .

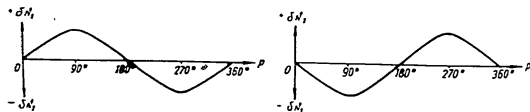
Wypadkowy wektor natężenia pola magnetycznego H_{m0} będący wynikiem algebraicznego zsumowania dwóch poprzednich wektorów, ma kierunek zgodny z kierunkiem pola podstawowego, w związku z czym wskazówka radionamiernika wskaże rzeczywisty kierunek na radiostację namierzaną, to jest przy $p = 0^\circ$ radiodewiacja δN_1 będzie równa zeru.

Przy kącie kursowym $p = 45^\circ$ wskazanie radionamiernika (odczyt radiowy) q jest mniejsze od kierunku rzeczywistego ($q < p$). Zatem w danym wypadku radiodewiacja δN_1 będzie dodatnia. Przy kącie kursowym $p = 90^\circ$ kąt radiodewiacji δN_1 jest maksymalny i ma znak dodatni. Przy kącie kursowym $p = 135^\circ$ radiodewiacja także będzie dodatnia, a co do wielkości równa radiodewiacji przy $p = 45^\circ$.

W momencie gdy kąt kursowy na namierzaną radiostację dojdzie do $p = 180^\circ$, kierunek wektorów natężenia pola magnetycznego będzie skrajnie przeciwny. Wektor wypadkowego pola H_{mW} , jako zgodny co do kierunku z wektorem pola podstawowego H_{m1} , da na pierścieniu azymutalnym radionamiernika odczyt bezbłędny. A zatem przy $p = 180^\circ$ radiodewiacja będzie znowu równa zeru. Dalej radiodewiacja δN_1 znowu wzrasta zmieniając znak na ujemny ($q > p$) i osiąga przy $p = 270^\circ$ wartość największą.

W miarę dalszego wzrostu p radiodewiacja δN_1 znowu maleje i przy $p = 315^\circ$ równa jest zarówno co do wielkości, jak i co do znaku radiodewiacji przy $p = 225^\circ$.

A zatem radiodewiacja δN_1 , spowodowana przez źródło typu anteny otwartej, dwukrotnie zmienia znak przy zmianie kąta kursowego p na radiostację namierzaną od 0 do 360° .



Rys. 383

Rys. 384

Analogicznie do dewiacji kompasu magnetycznego radiodewiacja taka nosi nazwę radiodewiacji półokrężnej. Gdy źródło promieniowania znajduje się w płaszczyźnie symetrii statku od strony dziobu w stosunku do ramy, radiodewiacja wyraża się wzorem:

$$\delta N_1 = \frac{H_{m2f}}{H_{m1}} \sin p = B \sin p,$$

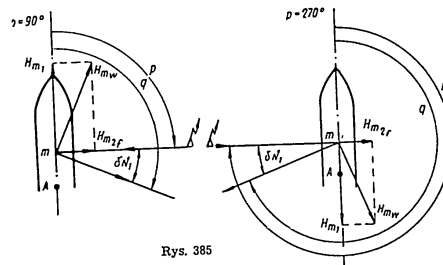
gdzie

$$B = \frac{H_{m2f}}{H_{m1}} \text{ — współczynnik radiodewiacji półokrężnej dla źródeł promieniowania znajdujących się w płaszczyźnie symetrii statku.}$$

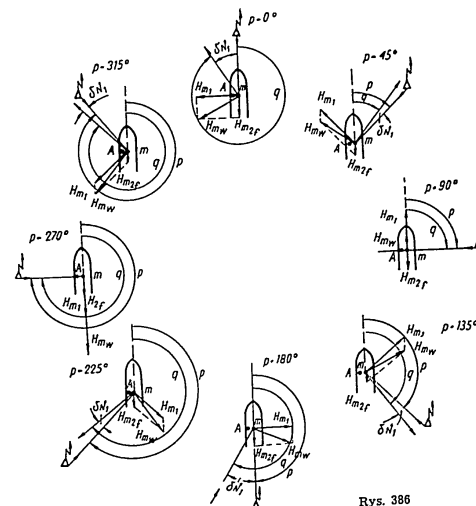
Graficznie zależność tę wyraża się sinusoidą (rys. 383).

Gdy źródło promieniowania znajduje się w płaszczyźnie symetrii od strony rufy, współczynnik B ma znak minus; w tym wypadku wzór ma postać:

$$\delta N_1 = -B \sin p.$$



Rys. 385



Rys. 386

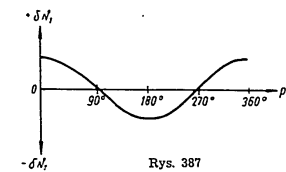
Graficznie zależność tę pokazuje rysunek 384. Potwierdzenie słuszności tego wykresu uzyskalibyśmy, gdybyśmy prześledzili przebieg radiodewiacji dla tego wypadku przy kątach kursowych zmieniających się od 0° do 360°. Na rysunku 385 dla uproszczenia pokazano tylko namierzenie przy dwóch kątach kursowych, a mianowicie przy $p = 90^\circ$ i $p = 270^\circ$, gdyż przy tej samej wielkości współczynnika B wartość bezwzględna radiodewiacji jest ta sama, a zmienia się jedynie znak radiodewiacji. Jak wynika z rysunku 385, przy $p = 90^\circ$ odczyt na pierścieniu azymutalnym radionamiernika (odczyt radiowy) q będzie większy od wielkości rzeczywistej p o kąt δN_1 . Zatem radiodewiacja, przeciwnie niż w wypadku poprzednim, będzie miała znak minus, a nie plus. Przy $p = 270^\circ$ radiodewiacja δN_1 ma w tym wypadku znak plus.

Przy rozpatrywaniu rysunku 385 trzeba, jak poprzednio, pamiętać, że wektory natężenia pola magnetycznego H_{m1} i H_{m2} należy odkładać od strony prawej do lewej w kierunku prostopadłym do źródła promieniowania (namierzonej radiostacji i źródła promieniowania wtórnego).

Rozpatrzmy teraz, jak zmienia się radiodewiacja, jeżeli źródło promieniowania wtórnego typu anteny otwartej leży z lewej lub prawej burty w płaszczyźnie przechodzącej przez oś ramy i prostopadłej do płaszczyzny symetrii statku.

Rysunek 386 pokazuje przebieg zmian radiodewiacji δN_1 dla kątów kursowych od 0 do 360°, gdy źródło promieniowania wtórnego znajduje się z lewej burty.

W danym wypadku, przy $p = 0^\circ$ radiodewiacja δN_1 , zamiast wartości zero, ma maksymalną wartość bezwzględną i jest dodatnia. Przy $p = 45^\circ$ radiodewiacja δN_1 maleje i dla $p = 90^\circ$ jest równa zero. Dalej radiodewiacja znowu rośnie zmieniając swój znak z dodatniego na ujemny. Przy $p = 180^\circ$ radiodewiacja δN_1 jest równa co do wartości bezwzględnej radiodewiacji przy $p = 0^\circ$, lecz ma znak przeciwny. Dalej znowu maleje osiągając wartość zera przy $p = 270^\circ$, po czym znowu wzrasta i z ujemnej staje się dodatnia. A zatem w danym wypadku przebieg zmian radiodewiacji δN_1 ma również charakter półokreśny z największymi wartościami przy $p = 0^\circ$ i $p = 180^\circ$. W porównaniu z położeniem źródła promieniowania wtórnego w płaszczyźnie symetrii krzywa zmian radiodewiacji δN_1 w danym wypadku jest przesunięta o 90° (rys. 387). Krzywa ta jest cosinusoidą, dlatego też przebieg zmian radiodewiacji δN_1 , gdy



Rys. 387

źródło promieniowania wtórnego znajduje się z lewej burty, można wyrazić za pomocą następującej zależności:

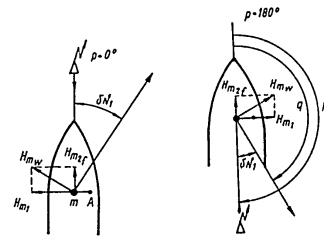
$$\delta N_1 = \frac{H_{m21}}{H_{m1}} \cos p = C \cos p,$$

gdzie

$$C = \frac{H_{m21}}{H_{m1}} - \text{współczynnik radiodewiacji półokreśnej dla źródła promieniowania wtórnego znajdującego się w kierunku poprzecznym.}$$

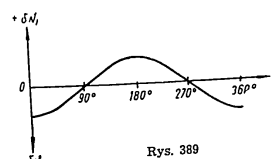
Gdy źródło promieniowania wtórnego znajduje się z prawej burty, radiodewiacja przybiera znak przeciwny. Obrazuje to rysunek 388. Ponieważ przy $p = 90^\circ$ i $p = 270^\circ$ radiodewiacja δN_1 , tak samo jak w wypadku, gdy źródło promieniowania wtórnego znajduje się z lewej burty, równa się zero, na rysunku tym rozpatrzono jedynie przypadki namierzenia przy $p = 0^\circ$ i $p = 180^\circ$.

Jak wynika z rysunku 388, przy $p = 0^\circ$ radiodewiacja, mając maksymalną wartość bezwzględną, zamiast plusa ma w tym wypadku znak minus. Z kolei przy $p = 180^\circ$ znak radiodewiacji jest przy maksymalnej wartości bezwzględnej — dodatni. A zatem krzywa zmian radiodewiacji jest także cosinusoidą



Rys. 388

A zatem krzywa zmian radiodewiacji jest także cosinusoidą dodatni. A zatem krzywa zmian radiodewiacji w stosunku do cosinusoidy pokazanej na (rys. 389), przesunięta o 180° w stosunku do cosinusoidy pokazanej na rysunku 387 dla wypadku, gdy źródło promieniowania wtórnego znajduje się z lewej burty.



Rys. 389

Taki charakter zmian radiodewiacji δN_1 powoduje, że znak przy współczynniku C jest ujemny. A więc wyrażenie dla radiodewiacji δN_1 w wypadku, gdy źródło promieniowania wtórnego typu anteny otwartej znajduje się z prawej burty przyjmuje postać:

$$\delta N_1 = -C \cos p.$$

Jeżeli źródło promieniowania wtórnego typu anteny otwartej nie znajduje się ani w płaszczyźnie symetrii statku, ani w kierunku poprzecznym, lecz jest położone w jakimś innym dowolnym kierunku, wówczas radiodewiacja δN_1 wyraża się równaniem:

$$\delta N_1 = B \sin p + C \cos p.$$

We wszystkich takich wypadkach położenia źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej obydwa współczynniki radiodewiacji B i C nie będą równe zero. Znaki przy współczynnikach określa ćwiartka, w której znajduje się źródło promieniowania wtórnego.

Tablica 5 podaje znaki przy współczynnikach radiodewiacji półokrężnej B i C dla różnych położań źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej na statku.

Tablica 5

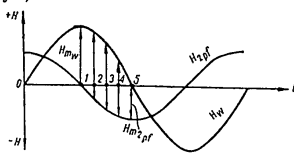
Kąt kursowy na źródło promieniowania wtórnego	Współczynnik dewiacji półokrężnej
0°	+ B
90°	- C
180°	- B
270°	+ C

Wpływ składowej pozafazowej źródła promieniowania wtórnego. Oprócz składowej fazowej, powodującej radiodewiację o charakterze półokrężnym, na ramę radionamiernika działa równocześnie składowa pozafazowa pola wtórnego. Dlatego ażeby ocenić ostateczny wynik wpływu źródła promieniowania typu anteny otwartej na pracę radionamiernika, trzeba do otrzymanego pola wypadkowego H_w dodać składową pozafazową pola wtórnego H_{2pf} .

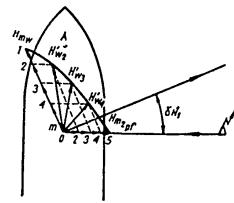
Rysunek 390 ilustruje przebiegi w czasie pól H_{2pf} i H_w w wypadku, gdy nie uwzględniono przesunięcia przestrzennego między tymi polami; przebiegi te oznaczono na rysunku dwiema różnymi krzywymi.

Jak widać z obu krzywych, pola H_{2pf} i H_w osiągają swe wartości maksymalne i zerowe w różnych momentach czasu. Na przykład jeżeli w chwili oznaczonej na rysunku 390 cyfrą 1 pole H_w osiąga swą wartość maksymalną H_{mw} , to pole H_{2pf} ma w tym momencie wartość zera.

W chwili 2 pole H_w maleje zachowując kierunek dodatni, a pole H_{2pf} rośnie w kierunku przeciwnym (ujemnym) itd.



Rys. 390



Rys. 391

Fakt ten nie pozwala na dodanie wektorów obu tych pól w przestrzeni zwykłą metodą geometryczną. Wypadkowy wektor w tym wypadku nie będzie znajdował się na jednej linii, lecz razem ze zmianami wielkości będzie zmieniał swój kierunek z częstotliwością namierzanych sygnałów, opisując swoim końcem elipsę, pokazaną na rysunku 391.

Na rysunku tym rama i źródło promieniowania typu anteny otwartej są położone w płaszczyźnie symetrii, przy czym źródło promieniowania znajduje się od strony dziobu. Kąt kursowy na namierzaną radiostację $p = 90^\circ$.

W chwili początkowej, oznaczonej na rysunku 390 cyfrą 1, wektor pola wypadkowego H_{mw} będzie maksymalny i wskutek działania składowej

fazowej pola wtórnego odchyli się od prostopadłej w kierunku na namierzaną radiostację o kąt radiodewiacji δN_1 .

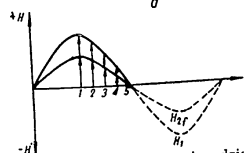
Pole wtórne H_{2pf} w tym wypadku równa się zero, a zatem w danym momencie ogólne pole wypadkowe (przez które rozumie się wypadkowe pole z uwzględnieniem składowej fazowej i pozafazowej) będzie równe wektorowi natężenia pola magnetycznego H_{mw} (rys. 391).

W następnej chwili, oznaczonej na rysunku 390 cyfrą 2, pole wypadkowe H_w będzie mało zachowując kierunek dodatni, natomiast pole wtórne H_{2pf} zacznie wzrastać w kierunku ujemnym. Z tego powodu wektor pola wtórnego H_{2pf} trzeba odkładać już nie od strony prawej do lewej, lecz od lewej do prawej, prostopadle do kierunku na źródło promieniowania. (Wektor natężenia wtórnego pola magnetycznego można odkładać od strony prawej do lewej tylko wtedy, gdy jest on zgodny w fazie z wektorem pola podstawowego).

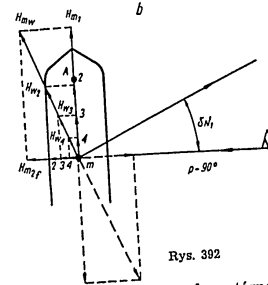
W celu otrzymania ogólnego pola wypadkowego, odpowiadającego danej chwili, trzeba dodać geometrycznie wektory pola wypadkowego i pola pozafazowego. W rezultacie otrzymamy wektor pola magnetycznego H_{mw} (rys. 391).

W chwilach 3 i 4 (rys. 390) wypadkowe pole H_w maleje, pole pozafazowe rośnie. Ogólne pole wypadkowe dla tych momentów określają odpowiednio wektory pola magnetycznego H'_{mw} i H''_{mw} (rys. 391).

W końcu, w chwili oznaczonej na rysunku 390 cyfrą 5, pole pozafazowe osiąga maksimum (wektor H_{m2pf}), a pole H_w równa się zero. A zatem w tym wypadkowym ogólnym wektorem pole magnetyczne będzie wektor pola magnetycznego H_{m2pf} .



Rys. 392



Poprzednio, rozpatrując działanie składowej fazowej pola wtórnego stwierdziliśmy, że pole wypadkowe, będące sumą pola pierwotnego i pola wtórnego, jest polem pulsującym, przy czym wektor pola magnetycznego w kierunku na radiostację namierzaną znajduje się zawsze w jednej płaszczyźnie. Bliżej objaśnia to rysunek 392, na którym pokazano przebieg zmian pola pierwotnego i pola wtórnego w czasie (rys. 392a) i w przestrzeni (rys. 392b).

Jak już wiadomo z poprzednich rozdziałów, w celu otrzymania zerowej SEM w uzwojeniu ramy (w cewce szukającej) lub zerowej słyszalności namierzanych sygnałów konieczne jest, aby płaszczyzna ramy (cewki szu-

kającej) pokrywała się z wypadkowym wektorem pola magnetycznego. Przy dodaniu w przestrzeni pól* zgodnych w fazie (w czasie) wartość zerowa SEM w uzwojeniu ramy (lub w cewce szukającej) wystąpi wówczas, gdy płaszczyzna jej pokryje się z wektorem H_w . Ponieważ wektor ten pulsuje w jednej płaszczyźnie, na wyjściu odbiornika SEM będzie równa zeru, to jest słyszalność sygnałów zaniknie.

Inaczej rzecz wygląda na rysunku 391. Tu wektory ogólnego pola wypadkowego H_{m_w} , H_{v_2} , H_{v_3} itd., odpowiadające poszczególnym momentom czasu, są skierowane w różne strony. Jeżeli prześledzimy zmiany wektora tego pola w całym okresie, to stwierdzimy, że nie będzie on leżał w jednej linii, lecz wraz ze zmianami wielkości będzie zmieniał także swój kierunek z częstotliwością odbieranych drgań, opisując swym końcem elipsę (rys. 393). Takie pole nazywa się polem wirowym.

Istnienie pola wirowego utrudnia namierzanie. Przy obracaniu ramy (lub cewki szukającej) słyszalność sygnałów całkowicie nie zanika, jedynie występuje pewne jej zmniejszenie w chwilach, gdy płaszczyzna ramy staje się prostopadła do kierunku na radiostację namierzaną (z uwzględnieniem radiodewiacji δN_1). Im mniejsza jest przy tym różnica między dużą i małą osią elipsy, tym mniej ostro będzie zmieniała się słyszalność.



Rys. 393

Z rysunku 393 wyraźnie wynika, że w momentach gdy płaszczyzna ramy pokrywa się z kierunkiem na radiostację namierzaną, wektor pola magnetycznego działającego na uzwojenie ramy jest wyznaczony przez dużą oś elipsy.

Gdy płaszczyzna ramy jest prostopadła do kierunku na namierzaną radiostację, wówczas wektor pola magnetycznego działającego na uzwojenie ramy równy jest małej osi elipsy. Zewnętrznie zjawisko to jest podobne do zjawiska występującego przy działaniu składowej pozafazowej efektu antenowego. Dlatego niekiedy nosi ono nazwę pozornego efektu antenowego.

Powodowane przez pole wirujące zjawisko „rozmazania” minimum (pozorny efekt antenowy) nie występuje przy kątach kursowych $p = 0^\circ$ i $p = 180^\circ$, gdyż w tym wypadku wektory pola pierwotnego i pola wtórnego leżą w jednej płaszczyźnie.

A zatem wynikiem działania pola wtórnego źródeł promieniowania typu anteny otwartej jest powstanie radiodewiacji δN_1 i „rozmazanie” minimum.

Walkę ze stopniem minimum, spowodowanym przez pozafazową składową pola wtórnego, prowadzi się tak samo, jak przy kompensacji pozafazowego efektu antenowego, to jest do uzwojenia ramy wprowadza się dodatkową SEM, przesuniętą w fazie o 90° w stosunku do podstawowego napięcia sygnału. Jeżeli radionamiernik ma wystarczającą zdolność kompensującą (dostatecznie wysoką antenę pomocniczą i konieczną wielkość sprzężenia obwodu anteny z obwodem ramy), minimum można wystrzyć nawet przy dużych natężeniach wtórnego pola pozafazowego.

* Za autorem tłumaczeń użył się dla wygody wyrażenia „natężenie pola” i „pole”. Stąd zwroty: „dodawanie pól”, „wektor pola” itp. (przyp. tłum.).

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że wielkość sumarycznej radiodewiacji półokrężnej δN_1 , spowodowanej przez źródła promieniowania typu anteny otwartej, praktycznie bywa niewielka. Wynika to stąd, że częstotliwość własna (długość fali) parametrów źródeł promieniowania wtórnego (pojemności i indukcyjności) różni się bardzo od częstotliwości (długości fali) roboczych, na których pracują radionamierniki okrętowe.

Jednakże jeżeli którakolwiek z anten okrętowych (zwykle antena średniofalowa) okaże się nastrojona na częstotliwość zbliżoną do częstotliwości namierzanych sygnałów radiowych, wówczas radiodewiacja półokrężna może mieć dużą wartość.

Dlatego przy radionamierzaniu trzeba pilnie zważać na to, aby wszystkie anteny okrętowe były dobrze izolowane, to znaczy odłączone od ziemi i od aparatury. Izolowanie anteny pozwala ponadto wyeliminować możliwość pojawienia się zmiennych wartości radiodewiacji, zależnych od przypadkowego nastrojenia anten okrętowych.

Niezależnie od wpływu anten okrętowych, na zmiany radiodewiacji może wpływać także niestalość kontaktów osprzętu z kadłubem statku. Jeżeli jakikolwiek, podobny do anteny, nie nastrojony przedmiot (np. wanta, sztag itp.) jest połączony z pokładem i odizolowany od niego elektrycznie konopnym opłotem chomątka, to praktycznie taki przedmiot prawie nie będzie powodował powstawania radiodewiacji. Jednakże w warunkach nawigacji morskiej, pod wpływem słonej wody konopie tracą swoje własności izolujące i mają określoną przewodność. Powoduje to wzrost długości fali własnej źródła promieniowania wtórnego i zwiększenie radiodewiacji.

Zmiany przewodności źródła promieniowania wtórnego powodują ponadto niestalość pola wtórnego i, co najważniejsze, zmieniają jego fazę. Na przykład pogorszenie kontaktu źródła promieniowania z kadłubem zwiększa składową czynną oporności źródła promieniowania i zbliża fazę pola wtórnego do fazy pola podstawowego. Składowa fazowa promieniowania wtórnego przy tym wzrasta, co prowadzi do wzrostu radiodewiacji.

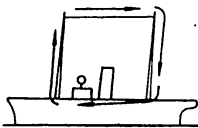
Natomiast w niektórych wypadkach, przy bardzo dużej oporności źródła promieniowania, prąd jest tak mały, że nawet przy sprzyjających stosunkach fazowych nie jest w stanie spowodować dużej radiodewiacji. Fakt ten może prowadzić do powstania radiodewiacji zmiennej, która powoduje duże błędy przy radionamierzaniu. Błędy te są tym większe, im bliżej ramy radionamiernika znajduje się dany osprzęt. Jeżeli brak możliwości instalowania ramy trzeba uwzględnić bliskość osprzętu. Jeżeli brak możliwości nie pozwala umieścić ramy z dala od osprzętu, konieczne jest wówczas niezawodne odizolowanie osprzętu od kadłuba, przecięcie go izolatorami lub też bardzo dokładne połączenie go z kadłubem statku.

§ 4. WPŁYW ŹRÓDEŁ PROMIENIOWANIA WTRÓNEGO TYPU ANTENY RAMOWEJ (PĘTLI)

Obok źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej występują na statkach źródła typu anteny ramowej, zwane pętlami. Charakterystycznym przykładem takiego źródła są dwa maszty, połączone u góry sztagiem, a u dołu łączące się z kadłubem statku (rys. 394).

Źródłami promieniowania wtórnego typu anteny ramowej mogą być również połączenia want i masztów, rur i kadłuba statku, relingi, poręcze itp.

Pod wpływem pola radiostacji namierzonej w źródłach tych powstanie prąd wielkiej częstotliwości, powodujący promieniowanie wtórne. Jak pokazujemy dalej, wpływ pola wtórnego źródeł typu anteny ramowej różni się od wpływu pola wtórnego rozprzeczonych już źródeł promieniowania typu anteny otwartej. Zależnie od znaku wytwarzanej radiodewiacji źródła typu anteny ramowej dzieli się na zamknięte (indukcyjne) i otwarte (pojemnościowe).



Rys. 394

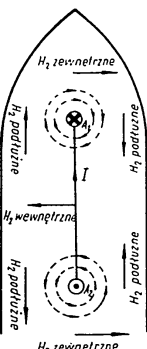
Przez zamknięte lub indukcyjne rozumie się także źródła promieniowania typu anteny ramowej, które na całej swej długości mają kontakt elektryczny. Przykład źródła tego rodzaju pokazuje rysunek 394

przy zachowaniu warunku, że sztag jest elektrycznie połączony z obydwu masztami. Również wanty, mające elektryczny kontakt z masztem i pokładem, mogą tworzyć indukcyjne źródło typu anteny ramowej.

Źródła otwarte albo pojemnościowe są to źródła promieniowania typu anteny ramowej mające przerwę w jednym lub więcej punktach. Przerwa ma charakter pojemności połączonej szeregowo z indukcyjnością (wraz z jej opornością czynną). Na przykład źródło typu anteny ramowej pokazane na rysunku 394 może być źródłem pojemnościowym pod warunkiem, że w sztag łączący oba maszty są wmontowane izolatory.

Takie samo źródło może tworzyć uziemiona antena, której górny koniec jest odizolowany od metalowego masztu.

Rysunek 395 ilustruje układ linii sił magnetycznego pola wtórnego źródła typu anteny ramowej. Źródło pokazane jest na rysunku w rzucie. Pionowe przewody A_1 i A_2 są na dole połączone ze sobą poprzez metalowy kadłub statku, na górze zaś łączy je poziomo naciągnięty przewód. Działanie pola magnetycznego na źródło promieniowania wywołuje w nim prąd wielkiej częstotliwości I , wytwarzający pole wtórne. W ciągu pierwszego półokresu, gdy na przykład prąd w przewodzie poziomym płynie od rufy do dziobu, linie sił pola magnetycznego są skierowane tak jak na rysunku 395. W ciągu drugiego półokresu, gdy prąd płynie od dziobu do rufy, kierunek linii sił pola magnetycznego jest przeciwny.



Rys. 395

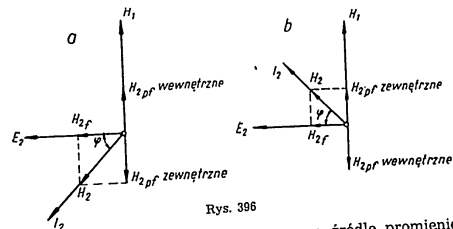
Abymy rozpatrzyć wpływ źródła typu anteny ramowej na pracę radionamiernika, pole wtórne wytwarzane przez źródło trzeba podzielić na pole wewnętrzne i zewnętrzne.

Z rysunku 395 wynika, że oba pola magnetyczne — wewnętrzne i zewnętrzne — w punktach leżących w płaszczyźnie źródła typu anteny ramowej są polami poprzecznymi i mają w stosunku do siebie kierunki przeciwne.

Ponadto w niektórych punktach leżących poza płaszczyzną źródła typu anteny ramowej występują podłużne składowe pola magnetyczne (patrz rys. 395), skierowane wzdłuż płaszczyzny symetrii statku.

Żeby rozpatrzyć wpływ pola wtórnego na pracę radionamiernika, trzeba ustalić wzajemne położenie wektorów pola pierwotnego i pola wtórnego dla źródeł typu pojemnościowego i indukcyjnego. W tym celu posłużymy się wykresami wektorowymi przedstawionymi na rysunku 396.

Wykres na rysunku 396a podaje wzajemne położenie pól dla źródła typu anteny ramowej o charakterze pojemnościowym, a wykres na rysunku 396b — dla źródła o charakterze indukcyjnym.



Rys. 396

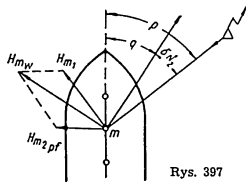
W obu wypadkach SEM E_2 indukowana w źródle promieniowania wtórnego jest przesunięta w stosunku do pola podstawowego H_1 o kąt 90° . Prąd I_2 wzbudzany w źródle pojemnościowym wyprzedza SEM o kąt φ , natomiast w źródle indukcyjnym jest o ten sam kąt φ opóźniony w stosunku do SEM. Składowa fazowa H_{2f} pola wtórnego H_2 źródła typu anteny ramowej, będącego w fazie z prądem I_2 , jest przesunięta o kąt 90° w stosunku do pola podstawowego H_1 , a składowa pozafazowa H_{2pr} jest zgodna z polem H_1 lub przesunięta w stosunku do niego o kąt 180° .

Z omawianych wykresów wynika dalej, że w źródle pojemnościowym (rys. 396a) wektor natężenia zewnętrznego pola magnetycznego H_{2pr} i wektor pola podstawowego H_1 są skierowane w przeciwne strony, a wektor natężenia wewnętrznego pola magnetycznego H_{2pr} pokrywa się z wektorem H_1 . W źródle indukcyjnym (rys. 396b), przeciwnie, wektor H_{2pr} pola zewnętrznego pokrywa się z wektorem H_1 , a wektor H_{2pr} pola wewnętrznego jest skierowany przeciwnie do wektora H_1 .

Ustaliwszy wzajemne położenie wektorów wtórnego i podstawowego (pierwotnego) pola magnetycznego przechodzimy obecnie do rozpatrzenia zagadnienia wpływu źródeł typu anteny ramowej na pracę radionamiernika.

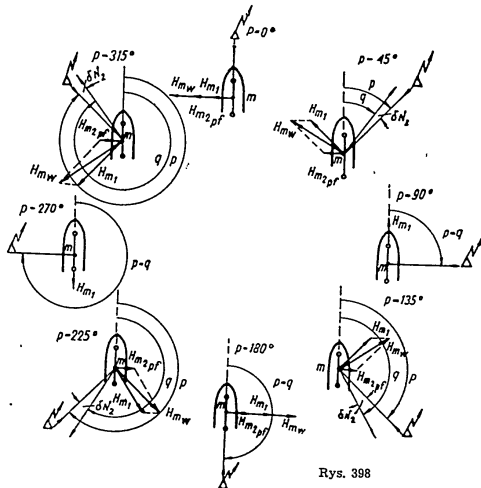
Na rysunku 397 pokazano w rzucie podłużne źródło typu anteny ramowej o charakterze pojemnościowym; wewnątrz źródła, w punkcie m, znaj-

duje się rama radionamiernika. Kąt kursowy na radiolatarnię namierzaną oznaczono literą p . Wektor podstawowego pola magnetycznego H_{m1} jest prostopadły do kierunku na radiolatarnię i skierowany jest na lewą burłę. Wektor pola wtórnego H_{m2pf} jest prostopadły do płaszczyzny źródła promieniowania wtórnego i zgodnie z wykresem przedstawionym na rysunku 396a jest także skierowany na lewą burłę. Ponieważ wektory H_{m1} i H_{m2pf} zgodnie z wykresem mają fazy jednakowe, więc dodając te wektory w przestrzeni otrzymamy wektor pola wypadkowego H_{mw} przesunięty w stosunku do wektora pola podstawowego H_{m1} o kąt radiodewiacji δN_2 .



Rys. 397

A zatem w odróżnieniu od źródła typu anteny otwartej składowa pozafazowa H_{m2pf} źródła typu anteny ramowej powoduje powstanie radiodewiacji, a składowa fazowa



Rys. 398

wa H_{m2f} , znajdująca się w kwadraturze z polem podstawowym H_{m1} — rozmażanie minimum (pole wirujące).

Rysunek 398 pokazuje zmiany radiodewiacji δN_2 przy różnych kątach kursowych. Przy kącie kursowym $p = 0^\circ$ radiodewiacja δN_2 równa się zeru, ponieważ wektor pola podstawowego H_{m1} pokrywa się w przestrzeni z wektorem pola wtórnego H_{m2pf} . Przy $p = 45^\circ$ radiodewiacja jest dodatnia, odczyt radiowy q jest bowiem mniejszy od kąta kursowego p ($q < p$). Przy kącie kursowym $p = 90^\circ$ pole wtórne H_{m2pf} zanika i radiodewiacja δN_2 znowu równa się zeru. Tłumaczy się to tym, że w źródle promieniowania typu anteny ramowej SEM w tym wypadku nie indukuje się, gdyż płaszczyzna ramy jest prostopadła do kierunku na nadajnik radiowy.

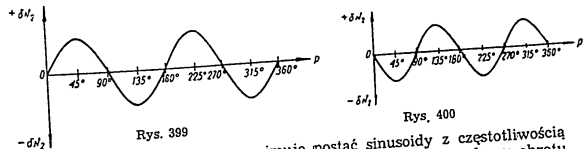
Dalej przy $p = 135^\circ$ radiodewiacja znowu powstaje, jednakże znak jej jest ujemny.

Przy $p = 180^\circ$ wektor pola podstawowego H_{m1} znowu znajduje się w jednej płaszczyźnie z wektorem pola wtórnego H_{m2pf} , wobec czego radiodewiacja δN_2 znowu równa się zeru itd. Taki przebieg zmian radiodewiacji δN_2 w zależności od różnych kątów kursowych można przedstawić następującym równaniem:

$$\delta N_2 = \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \sin 2p = D \sin 2p,$$

gdzie

$$D = \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \text{ — współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej.}$$



Rys. 400

Graficznie równanie to przyjmuje postać sinusoidy z częstotliwością podwójną (rys. 399). Ponieważ radiodewiacja δN_2 w ciągu pełnego obrotu o 360° zmienia swój znak cztery razy, analogicznie do dewiacji kompasu magnetycznego otrzymała ona nazwę radiodewiacji ćwierćokrężnej.

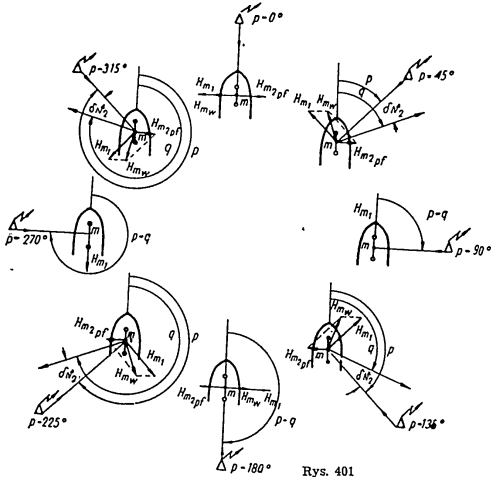
Jeżeli podłużne źródło promieniowania typu anteny ramowej ma charakter indukcyjny (źródło typu zamkniętego), wówczas znak przy współczynniku radiodewiacji ćwierćokrężnej D zmienia się na przeciwny. W tym wypadku radiodewiacja δN_2 będzie wyrażała się równaniem:

$$\delta N_2 = -\frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \sin 2p = -D \sin 2p.$$

Krzywa zmian radiodewiacji δN_2 przyjmie postać pokazaną na rysunku 400. Szczegółowy przebieg zmian radiodewiacji δN_2 dla różnych ką-

tów kursowych p przy działaniu podłużnego źródła promieniowania wtórnego typu anteny ramowej o charakterze indukcyjnym przedstawiono na rys. 401.

Przy $p = 0^\circ$ wektor pola podstawowego H_{m1} jest, tak samo jak i w pierwszym przypadku, skierowany na lewą burtę. Wektor pola wtórnego H_{m2pf} zgodnie z wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 396b, jest skierowany na prawą burtę. Wypadkowy wektor pola H_{m2p} , który znajduje się w jednej płaszczyźnie z wektorami H_{m1} i H_{m2pf} nie spowoduje radiodewiacji.



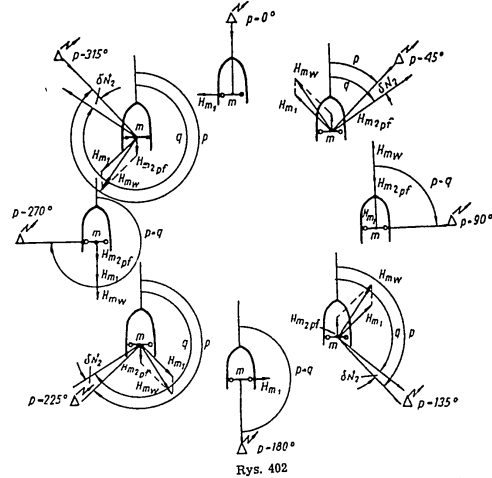
Rys. 401

Przy $p = 45^\circ$ odczyt radiowy jest większy od kąta kursowego p ($q > p$), a zatem radiodewiacja δN_2 jest ujemna.

Dalej przy $p = 90^\circ$ wektor pola wtórnego H_{m2pf} jest równy zeru i radiodewiacja δN_2 nie występuje. Przy $p = 135^\circ$ odczyt radiowy q jest mniejszy od kąta kursowego p ($q < p$), a zatem radiodewiacja δN_2 jest dodatnia itd.

W obu rozpatrzonych przez nas wypadkach ramowe źródła promieniowania o charakterze pojemnościowym i indukcyjnym były podłużne, to jest leżały w płaszczyźnie symetrii statku.

Na rysunku 402 pokazano przebieg zmian radiodewiacji δN_2 dla wypadku, gdy źródło promieniowania wtórnego typu anteny ramowej leży w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny symetrii statku, to jest gdy źródło jest poprzeczne. W tym wypadku przy $p = 0^\circ$ radiodewiacja δN_2 nie występuje, gdyż pole wtórne H_{m2pf} równa się zeru.



Rys. 402

Przy $p = 45^\circ$ odczyt radiowy q jest większy od kąta kursowego p ($q > p$), a zatem radiodewiacja δN_2 ma znak minus.

Przy $p = 90^\circ$ wektory pola podstawowego H_{m1} i pola wtórnego H_{m2pf} leżą w jednej płaszczyźnie, wskutek czego radiodewiacja znowu wynosi zero.

Przy $p = 135^\circ$ odczyt radiowy q jest mniejszy od kąta kursowego p ($q < p$) i radiodewiacja δN_2 ma znak plus, itd.

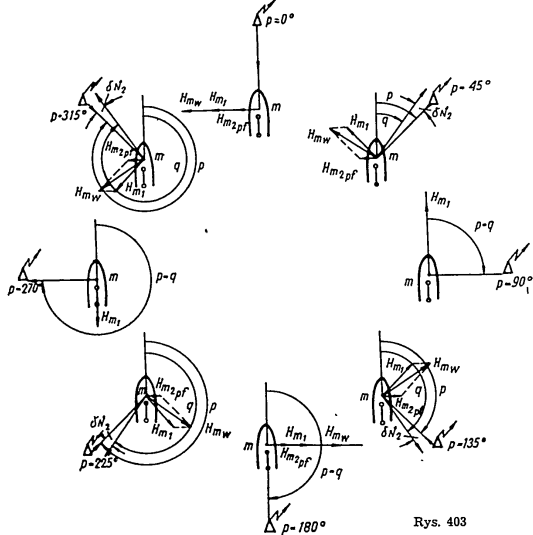
Jeżeli porównamy uzyskane w ten sposób dane z przebiegiem radiodewiacji w wypadku podłużnego źródła ramowego o charakterze indukcyjnym (rys. 401), to stwierdzimy, że w obu tych wypadkach zmiany radiodewiacji δN_2 mają ten sam charakter. A zatem poprzeczne źródło ramowe o charakterze pojemnościowym powoduje powstanie radiodewiacji δN_2 , którą można wyrazić równaniem:

$$\delta N_2 = - \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \sin 2p = - D \sin 2p.$$

Krzywa zmian radiodewiacji δN_2 w tym wypadku ma postać przedstawioną na rysunku 400. W podobny sposób można wykazać, że poprzeczne źródło ramowe o charakterze indukcyjnym daje taki sam przebieg radiodewiacji δN_2 jak źródło podłużne o charakterze pojemnościowym, to jest:

$$\delta N_2 = \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \sin 2p = D \sin 2p.$$

W tym wypadku krzywa zmian radiodewiacji δN_2 jest analogiczna do krzywej przedstawionej na rysunku 399.



Rys. 403

Umieszczenie ramy radionamiernika w zewnętrznym polu źródła promieniowania typu anteny ramowej zmienia także znak przy współczynniku radiodewiacji ćwierćokrężnej D na przeciwny.

Potwierdza to rysunek 403, na którym przedstawiono przebieg zmian radiodewiacji δN_2 , spowodowanej przez podłużne źródło ramowe o charakterze indukcyjnym, w wypadku gdy rama radionamiernika znajduje się w polu zewnętrznym.

Zgodnie z wykresem wektorowym przedstawionym na rysunku 396b wektory magnetycznego pola podstawowego H_{m1} i magnetycznego pola wtórnego H_{m2pf} mają kierunki zgodne. Gdy $p = 0^\circ$, wektory H_{m1} i H_{m2pf} , jako leżące w jednej płaszczyźnie, nie powodują radiodewiacji δN_2 .

Przy $p = 45^\circ$ odczyt radiowy q ma mniejszą wartość niż kąt kursowy p ($q < p$), wobec czego radiodewiacja δN_2 jest dodatnia. Gdy $p = 90^\circ$, radiodewiacja δN_2 z powodu znanych już przyczyn równa się zeru. Przy $p = 135^\circ$ znak radiodewiacji δN_2 zmienia się na przeciwny, gdyż w tym wypadku $q > p$, itd.

Porównując przebieg zmian radiodewiacji δN_2 przy położeniu ramy radionamiernika w wewnętrznym polu podłużnego źródła ramowego o charakterze pojemnościowym (rys. 398) z przebiegiem zmian radiodewiacji δN_2 przy położeniu ramy radionamiernika w zewnętrznym polu podłużnego źródła ramowego o charakterze indukcyjnym (rys. 403) stwierdzamy, że w obu wypadkach radiodewiacja δN_2 zmienia się według tej samej zależności:

$$\delta N_2 = \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \sin 2p = D \sin 2p.$$

Krzywa zmian radiodewiacji δN_2 spowodowanej przez zewnętrzne pole podłużnego źródła ramowego o charakterze indukcyjnym będzie analogiczna do krzywej pokazanej na rysunku 399.

Podobnie można wykazać, że zewnętrzne pole magnetyczne podłużnego źródła ramowego o charakterze pojemnościowym powoduje powstanie radiodewiacji δN_2 zmieniającej się analogicznie do zmian radiodewiacji δN_2 spowodowanej przez wewnętrzne pole magnetyczne podłużnego źródła ramowego o charakterze indukcyjnym.

Ażeby uniknąć powtarzania jeszcze raz takich samych konstrukcji, w tablicy 6 podano znaki przy współczynniku radiodewiacji ćwierćokrężnej D w zależności od położenia źródła ramowego i ramy radionamiernika oraz od charakteru źródła.

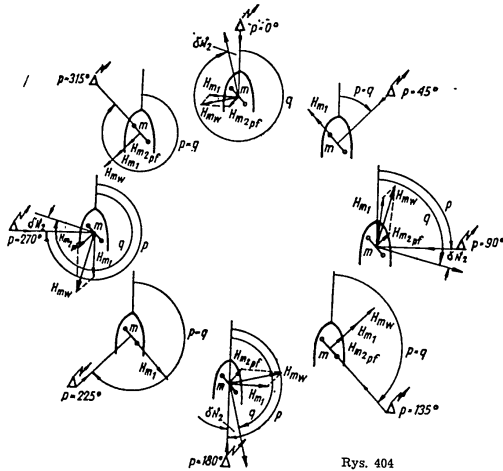
Tablica 6

Położenie ramy radionamiernika	Podłużne źródło ramowe promieniowania wtórnego		Poprzeczne źródło ramowe promieniowania wtórnego	
	pojemnościowe (otwarte)	Indukcyjne (zamknięte)	pojemnościowe (otwarte)	Indukcyjne (zamknięte)
W wewnętrznym polu magnetycznym	+ D	- D	- D	+ D
W zewnętrznym polu magnetycznym	- D	+ D	+ D	- D

Oprócz podłużnego i poprzecznego położenia źródła, w praktyce jest także ważne położenie źródła ramowego pod kątem 45° do płaszczyzny symetrii statku. W tym wypadku przebieg radiodewiacji będzie miał charakter także ćwierćokrężny, jednakże różny od przebiegu zmian radiodewiacji przy podłużnym i poprzecznym położeniu źródła ramowego. Na rysunku 404 pokazano przebieg zmian radiodewiacji δN_2 spowodowanej

przez źródło ramowe o charakterze pojemnościowym, znajdujące się w II i IV ćwiartce, dla wypadku gdy rama radionamiernika znajduje się w wewnętrznym polu magnetycznym.

Gdy kąt kursowy na radiolatarni $p = 0^\circ$, wówczas wektory pola podstawowego H_{m1} i pola wtórnego H_{m2pf} , skierowane zgodnie na lewą burtę, są względem siebie przesunięte w przestrzeni.



Rys. 404

Przez zsumowanie tych wektorów w przestrzeni otrzymujemy wypadkowy wektor pola magnetycznego $H_{m\alpha}$, który działając na ramę radionamiernika daje odczyt radiowy q , różniący się od kierunku rzeczywistego na radiolatarni p o kąt radiodewiacji δN_2 , mający znak dodatni ($q < p$).

Przy $p = 45^\circ$ płaszczyzna źródła promieniowania wtórnego jest prostopadła do kierunku na radiolatarni, pole wtórne wówczas zanika i radiodewiacja δN_2 równa się zeru.

Gdy $p = 90^\circ$, radiodewiacja δN_2 jest ujemna, gdyż $q > p$.

Gdy $p = 135^\circ$, wektory pola magnetycznego H_{m1} i H_{m2pf} leżą w jednej płaszczyźnie, wskutek czego radiodewiacja δN_2 znowu równa się zeru.

Dalej radiodewiacja δN_2 znowu wzrasta, ale przyjmuje znak dodatni ($q < p$), itd.

Zbadawszy przebieg zmian radiodewiacji δN_2 dla kątów kursowych od $p = 0^\circ$ do $p = 360^\circ$ widzimy, że przy $p = 45^\circ$, $p = 135^\circ$, $p = 225^\circ$

i $p = 315^\circ$ radiodewiacja δN_2 równa się zeru. Przy $p = 0^\circ$ i 45° , $p = 135^\circ$ i 225° i $p = 315^\circ$ i 360° radiodewiacja δN_2 jest dodatnia. Przy $p = 45^\circ$ i 135° i $p = 225^\circ$ i 315° radiodewiacja δN_2 jest ujemna. Taki przebieg zmian radiodewiacji można wyrazić za pomocą równania:

$$\delta N_2 = \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}} \cos 2p = E \cos 2p,$$

gdzie

$$E = \frac{H_{m2pf}}{H_{m1}}$$

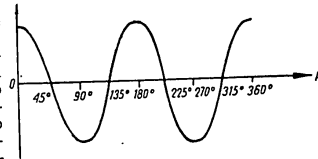
— współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej dla źródeł promieniowania typu anteny ramowej, znajdujących się pod kątem 45° do płaszczyzny symetrii statku.

Graficznie ten przebieg zmian radiodewiacji δN_2 charakteryzuje krzywa pokazana na rysunku 405.

W zależności od położenia i typu źródła ramowego, a także od rodzaju pola magnetycznego działającego na ramę radionamiernika, znak przy współczynniku E radiodewiacji ćwierćokrężnej będzie różny (tabl. 7).

Tablice 6 i 7 odpowiadają wypadkowi, w którym długość fali namierzanego sygnału jest większa od długości fali własnej ramowego źródła promieniowania wtórnego; jest to zjawisko najczęstsze przy pracy radionamierników okrętowych.

W wypadku przeciwnym, to jest gdy długość fali sygnału namierzanego jest mniejsza od długości fali własnej ramowego źródła promieniowania wtórnego, znaki przy współczynnikach D i E są przeciwne do znaków podanych w tablicy.



Rys. 405

Tablica 7

Położenie rami radionamiernika	Położenie źródła promieniowania wtórnego			
	w II i IV ćwiartce		w I i III ćwiartce	
	pojemnościowe (otwarte)	indukcyjne (zamknięte)	pojemnościowe (otwarte)	indukcyjne (zamknięte)
W wewnętrznym polu magnetycznym	+E	-E	-E	+E
W zewnętrznym polu magnetycznym	-E	+E	+E	-E

§ 5. WPŁYW KADŁUBA STATKU

Niezależnie od prądów wielkiej częstotliwości indukowanych w nadbudówkach i metalowym osprzęcie statku, elektromagnetyczne pole nadajnika radiowego indukuje również prądy wielkiej częstotliwości w samym

kadlubie metalowym statku. Powstające wokół kadłuba statku pole wtórne współdziałając z polem podstawowym namierzanego nadajnika radiowego powoduje powstanie radiodewiacji. Studia nad wpływem metalowego kadłuba statku na radiodewiację, przeprowadzone na modelu w postaci długiego walca zanurzonego do połowy w wodzie (rys. 406), pozwalają na sformułowanie następujących wniosków potwierdzonych przez praktykę:

1. Kadłub statku jest równoważny podłużnemu źródłu ramowemu o charakterze indukcyjnym z ramą radionamiernika umieszczoną w zewnętrznym polu magnetycznym.

2. Natężenie pola wtórnego wytwarzanego przez kadłub statku maleje według zależności $\left(\frac{\rho_0}{\rho}\right)^2$,

gdzie ρ_0 — promień walca zastępującego kadłub statku, a ρ — odległość od środka walca do rozpatrywanego punktu (miejsca zainstalowania ramy radionamiernika).

3. W pionowej płaszczyźnie AB (rys. 406), odpowiadającej płaszczyźnie symetrii statku, pole wtórne jest zgodne w fazie z podstawowym polem namierzanego nadajnika radiowego.

4. W punktach leżących poza płaszczyzną AB, to jest poza płaszczyzną symetrii statku, powstaje pozafazowa składowa pola wtórnego, która przy współdziałaniu z polem podstawowym wytwarza pole wirujące i stępnia minimum przy namierzaniu. Stopień minimum będzie tym silniejszy, im dalej od płaszczyzny symetrii statku znajduje się rama radionamiernika.

A zatem równanie dla radiodewiacji spowodowanej przez kadłub statku jest analogiczne do równania wyrażającego działanie zewnętrznego pola podłużnego źródła ramowego o charakterze indukcyjnym:

$$\delta N_3 = \frac{H_{m2}}{H_{m1}} \sin 2p = D \sin 2p,$$

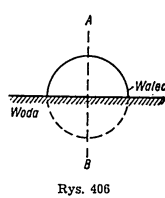
gdzie H_{m2} — amplituda pola wtórnego w płaszczyźnie symetrii statku.

Przebieg radiodewiacji δN_3 , spowodowanej przez kadłub statku, dla różnych kątów kursowych p ma postać pokazaną na rysunku 399.

§ 6. RADIODEWIACJA STAŁA

Rozpatrując wpływ ramowych źródeł promieniowania wtórnego i kadłuba statku przyjmowaliśmy, że miejsce zainstalowania ramy radionamiernika leży w płaszczyźnie źródła ramowego lub odpowiednio w płaszczyźnie symetrii statku. W tym wypadku rama znajduje się pod działaniem wewnętrznego i zewnętrznego poprzecznego pola magnetycznego promieniowania wtórnego.

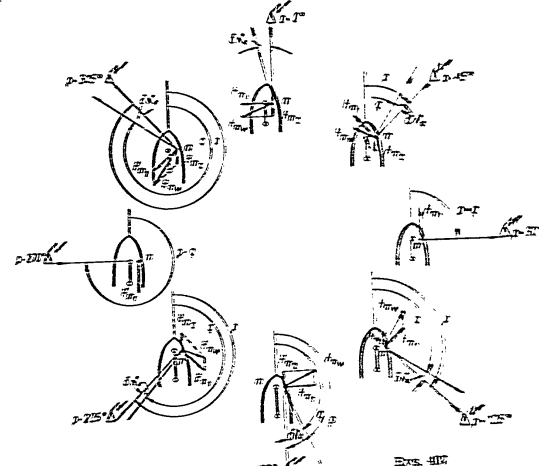
W praktyce zdarzają się wypadki, gdy z pewnych przyczyn ramę radionamiernika instaluje się poza płaszczyzną ramowego źródła promieniowania wtórnego lub poza płaszczyzną symetrii statku. Wówczas na ramę



Rys. 406

działa poprzeczne pole wtórne, które wpływa na zmiany radiodewiacji w inny sposób niż pole poprzeczne.

Dla przykładu na rysunku 407 pokazano przebieg radiodewiacji δN_3 spowodowanej przez poprzeczne pole wtórne H_{m2} dla różnych kątów kursowych p . Na rysunku tym rama znajduje się w punkcie m leżącym poza płaszczyzną symetrii statku i poza płaszczyzną źródła ramowego.



Rys. 407

Przy $p = 0^\circ$ radiodewiacja δN_3 ma wartość największą i znak jej jest dodatni ($q < p$).

Gdy $p = 45^\circ$, radiodewiacja δN_3 maleje zachowując wartość dodatnią.

Przy $p = 90^\circ$ pole wtórne w źródle ramowym zanika i radiodewiacja δN_3 równa się zero.

Przy $p > 90^\circ$ radiodewiacja δN_3 znova wzrasta w kierunku dodatnim, osiągając swą wartość maksymalną przy $p = 135^\circ$.

Przy $p > 180^\circ$ radiodewiacja δN_3 znova zaczyna maleć i gdy $p = 270^\circ$, dochodzi do zera.

dalej przy $p > 270^\circ$ radiodewiacja δN_3 znova rośnie, ale w przeciwnym kierunku.

Wykres zmian radiodewiacji δN_4 ma postać krzywej pulsującej (rys. 408a).

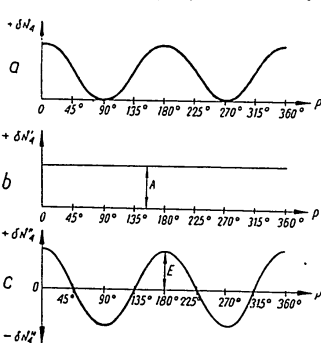
Taki przebieg radiodewiacji δN_4 można w pierwszym przybliżeniu przedstawić jako sumę dwu składowych:

- 1) radiodewiacji stałej (rys. 408b), której wielkość równa się:

$$\delta N_4' = \frac{H_{m2}}{H_{m1}} = A,$$

gdzie

A — współczynnik radiodewiacji stałej.



Rys. 408

- 2) radiodewiacji zmiennej (rys. 408c), zmieniającej się według zależności

$$\delta N_4'' = \frac{H_{m2}}{H_{m1}} \cos 2p = E \cos 2p.$$

analogicznej do zależności zmian radiodewiacji δN_3 , spowodowanej przez źródła ramowe znajdujące się pod kątem 45° do płaszczyzny symetrii statku.

A zatem podłużne pole wtórne powoduje powstanie radiodewiacji stałej i radiodewiacji ćwierćokrężnej.

Sumę tych dwu składowych radiodewiacji przedstawia równanie:

$$\delta N_4 = \delta N_4' + \delta N_4'' = A + E \cos 2p.$$

Najczęściej rama radionamiernika jest przesunięta w stosunku do płaszczyzny symetrii statku lub płaszczyzny źródła ramowego, wskutek czego oddziałuje na nią zarówno składowa podłużnego pola wtórnego, jak i składowa poprzecznego pola wtórnego. W tym wypadku oprócz współczynnika radiodewiacji ćwierćokrężnej E pojawia się współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej D, a równanie dla radiodewiacji δN_4 przyjmuje postać:

$$\delta N_4 = A + D \sin 2p + E \cos 2p.$$

§ 7. WPŁYW PRZECHYLEŃ I PRZEGLĘBIENIA STATKU ORAZ FALOWANIA

Przechył i przegłębienie statku, a także silne falowanie morza mogą również wywoływać radiodewiację.

Radiodewiacja przechyłowa powstaje przy przechyle statku z dwu przyczyn:

- 1) rama radionamiernika, umieszczona w płaszczyźnie symetrii statku, wychyla się z tej płaszczyzny ulegając w stosunku do niej skrętowni o kąt przechyłu Θ (rys. 409);

- 2) oś obrotu rami radionamiernika zostaje skrócona zarówno w stosunku do płaszczyzny rozchodzenia się fali, jak i w stosunku do czoła fali radiowej, co powoduje błędy o tak zwanym charakterze polaryzacyjnym.

Jak wykazały badania przeprowadzone przez P. W. Karmalina, radiodewiacja przechyłowa ma charakter radiodewiacji ćwierćokrężnej, przy czym jej znak jest przeciwny do znaku radiodewiacji spowodowanej przez kadłub statku.

Wielkość radiodewiacji przechyłowej zależy od kąta przechyłu statku Θ . Na przykład gdy kąt $\Theta = 45^\circ$, radiodewiacja ma wartość bezwzględną taką samą jak radiodewiacja spowodowana przez kadłub statku, ponieważ jednak znaki obu tych radiodewiacji są przeciwne, radiodewiacja wypadkowa równa się zeru.

Radiodewiację spowodowaną przez kadłub statku z uwzględnieniem przechyłu, dla różnych kątów kursowych na radiostację namierzaną, można wyrazić równaniem:

$$\delta N_3' = \delta N_3 \cos 2\Theta,$$

gdzie

- $\delta N_3'$ — radiodewiacja spowodowana przez kadłub statku przy występowaniu przechyłu;
- δN_3 — radiodewiacja spowodowana przez kadłub statku bez uwzględnienia przechyłu;
- Θ — kąt przechyłu.

Ponieważ

$$\delta N_3 = D \sin 2p,$$

więc

$$\delta N_3' = D \cos 2\Theta \sin 2p.$$

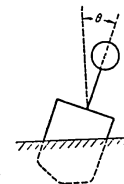
Z wzoru tego wynika, że przechył Θ zmniejsza radiodewiację spowodowaną przez kadłub statku.

Ilustruje to rysunek 410, na którym krzywe oznaczają przebiegi radiodewiacji spowodowanej przez kadłub statku w wypadku występowania i niewystępowania przechyłu. Krzywe te wykonano zgodnie z przytoczonym wyżej wzorem dla $\delta N_3'$.

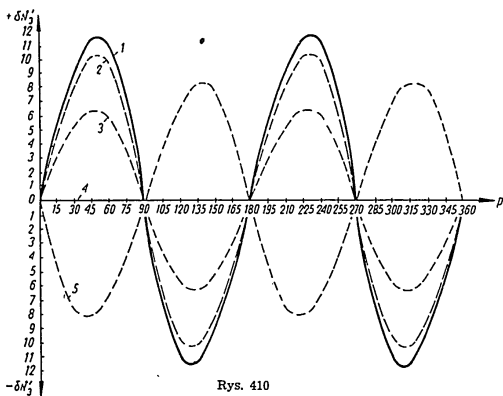
Krzywa 1 odpowiada radiodewiacji przy braku przechyłu, to jest przy $\Theta = 0$. Krzywymi 2, 3, 4 i 5 zilustrowano przebiegi radiodewiacji przy kątach przechyłu wynoszących odpowiednio $\Theta = 15^\circ$; $\Theta = 30^\circ$; $\Theta = 45^\circ$ i $\Theta = 60^\circ$.

Charakter tych krzywych potwierdza, że radiodewiacja spowodowana przez działanie kadłuba statku przy pojawieniu się przechyłu maleje, a przy przechyle równym 45° przyjmuje wartość zera (krzywa 4 pokrywa się z osią odciętych). Przy dalszym wzrastaniu przechyłu radiodewiacja staje się ujemna wzrastając co do swej wartości bezwzględnej.

Z przytoczonego wzoru dla $\delta N_3'$ wynika, że przy przechyle na drugą burtę krzywe radiodewiacji nie zmieniają swego położenia.



Rys. 409



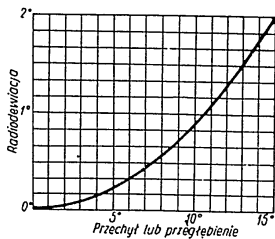
Rys. 410

Pojawienie się przechyłu nie tylko zmienia radiodewiację, lecz także stepia minimum przy namierzaniu, gdyż rama radionamiernika jest wskutek przechyłu jak gdyby przesunięta w stosunku do płaszczyzny symetrii statku.

Radiodewiacja może powstać także przy przegłębieniu statku i przy silnej fali.

Jak wynika z badań przeprowadzonych przez Karmalina, radiodewiacja spowodowana przez niewielkie przegłębienie statku jest tak mała, że uwzględnianie jej jest niecelowe. Natomiast przy dużych przegłębieniach występujących przy silnym kołysaniu wzdłużnym, pojawia się jednocześnie duża radiodewiacja przechyłowa, wywołana równoczesnym kołysaniem poprzecznym. W tym wypadku radionamierzenie staje się bardzo utrudnione, gdyż ogólna radiodewiacja zmienia nie tylko amplitudę, lecz i fazę, wskutek czego warunki radionamieru stają się bardzo niepomyślne.

Obok przegłębienia duży wpływ na pracę radionamiernika wywiera również falowanie. W uprosz-



Rys. 411

czeniu falowanie morza można przedstawić jako poruszanie się po gładkiej powierzchni wzajemnie do siebie równoległych wielkich półwałców fal morskich, posiadających dostateczną przewodność. Półwalce te okrążając radionamiernik wytwarzają dodatkową radiodewiację.

Dlatego przy wykonywaniu radionamierzeń w czasie silnej fali wskazane jest, w celu zmniejszenia błędów, wybieranie do namiarów radiostacji znajdujących się — jeśli to możliwe — w kierunku czoła fal albo w kierunku rozchodzenia się falowania.

Wykres przedstawiony na rysunku 411, opracowany przez Karmalina, ilustruje zmiany radiodewiacji spowodowanej przez przechył i przegłębienie statku.

Na osi odciętych tego wykresu odłożono wartości kąta przechyłu lub przegłębienia θ , a na osi rzędnych — wielkość spodziewanej radiodewiacji. Z wykresu wynika, że przy małych wartościach przechyłu lub przegłębienia, nie przekraczających $5-6^\circ$, radionamierzenie można wykonywać z wystarczającą dokładnością bez uwzględniania wartościach przechyłu lub przegłębienia. Przy większych wartościach przechyłu lub przegłębienia błąd ten musi być uwzględniony.

§ 8. ŁĄCZNY WPŁYW ŹRÓDEŁ PROMIENIOWANIA WTÓRNEGO (RADIODEWIACJA CAŁKOWITA)

Rozpatrzywszy z osobna wpływ różnego rodzaju źródeł promieniowania wtórnego na pracę radionamiernika ustaliliśmy, że radiodewiację powodują:

- 1) składowa fazowa pola wtórnego źródeł typu anteny otwartej;
- 2) składowa pozafazowa pola wtórnego źródeł typu anteny ramowej;
- 3) pole wtórne wytwarzane przez kadłub statku i nadbudówki;
- 4) przechył i przegłębienie statku oraz falowanie morza.

Wszystkie wyliczone czynniki, z wyjątkiem źródeł typu anteny otwartej, powodują powstanie radiodewiacji o charakterze ćwierćokrężnym, źródła zaś typu anteny otwartej wywołują radiodewiację półokrężną. Jednocześnie oddziaływanie tych czynników na radionamiernik wytwarza radiodewiację całkowitą, mającą charakter złożony.

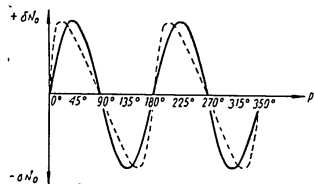
Przed przejściem do rozpatrywania radiodewiacji całkowitej trzeba przeliczyć krzywą radiodewiacji tak, aby otrzymać zależność radiodewiacji nie od kąta kursowego p , lecz od odczytu radiowego q (radiowego kąta kursowego $\angle KN$).

Jest to niezbędne dlatego, że przy praktycznym posługiwaniu się radionamiernikiem odczyt otrzymywany na jego pierścieniu azymutalnym będzie wskutek istnienia radiodewiacji pokazywał nie kąt kursowy p na radiostację (radiolatarnię), lecz radiowy kąt kursowy (odczyt radiowy q).

Natomiast kąt kursowy p , który jest przy radionamierzaniu wielkością szukaną, znajdujemy wykonując dla otrzymanego odczytu radiowego q (radiowego kąta kursowego) poprawkę na radiodewiację.

Krzywa radiodewiacji będącej funkcją kąta kursowego p jest, jak wiadomo, sinusoidą lub cosinusoidą. Matematycznie można wykazać, że w wypadku gdy radiodewiację wyrazimy jako funkcję radiowego kąta kursowego q , krzywa ta, wskutek wpływu różnego rodzaju źródeł promieniowania wtórnego, przyjmuje postać bardziej złożoną.

Dla zilustrowania tego stwierdzenia na rysunku 412 pokazano dwie krzywe radiodewiacji ćwierćokrężnej. Jedną z nich, wykreślona linią ciągłą, przedstawia radiodewiację stanowiącą funkcję kąta kursowego p ; krzywa ta jest sinusoidą. Linia przerywana pokazuje przebieg radiodewiacji jako funkcji radiowego kąta kursowego q ; ma ona charakter zniekształconej krzywej sinusoidalnej.



Rys. 412

Jeżeli na przykład przebieg radiodewiacji ćwierćokrężnej wyrażonej w funkcji kąta p przedstawiliśmy równaniem:

$$\delta N = D \sin 2p,$$

to ten sam przebieg w funkcji kąta q wyrazi się następująco:

$$\delta N = D \sin 2q + K \sin 4q + \dots,$$

gdzie

K — współczynnik radiodewiacji ósemkowej (oktantowej).

W odróżnieniu od współczynnika radiodewiacji ćwierćokrężnej D , współczynnik K jest wywołany nie przez jakiś określony typ źródła promieniowania wtórnego, lecz towarzyszy współczynniki D , będąc jego drugą harmoniczną, pojawiającą się wskutek zniekształcenia krzywej przebiegu radiodewiacji przy zastąpieniu kąta p przez kąt q .

Współczynnik ten wynosi:

$$K = \frac{D^2}{2}.$$

Oprócz współczynnika K występują inne współczynniki jeszcze wyższego rzędu, lecz są one tak małe, że praktycznie można je pominąć.

W analogiczny sposób można wyrazić radiodewiację półokrężną w funkcji radiowego kąta kursowego. Jeżeli na przykład radiodewiacja półokrężna w funkcji kąta p wyraża się równaniem:

$$\delta N = B \sin p,$$

to w funkcji kąta q będzie miała postać

$$\delta N = B \sin q + F \sin 3q + \dots,$$

gdzie

F — współczynnik radiodewiacji szóstkowej (sektantowej), towarzyszący współczynniki B i będący jego trzecią harmoniczną.

Suma wszystkich z osobna rozpatrzonych przez nas radiodewiacji jest radiodewiacją całkowitą, czyli sumaryczną, która, jak już zaznaczyliśmy, ma charakter złożony.

Jednakże niezależnie od tego, jak bardzo złożony jest przebieg radiodewiacji, ma on zawsze charakter okresowy.

Właśnie ta pozwala wyrazić przebieg radiodewiacji całkowitej (otrzymany na przykład eksperymentalnie) za pomocą tak zwanego trygonome-

trycznego szeregu Fouriera, który jest słuszny dla każdej funkcji okresowej:

$$\delta N_0 = A + B \sin q + C \cos q + D \sin 2q + E \cos 2q + F \sin 3q + G \cos 3q + K \sin 4q + L \cos 4q + \dots,$$

gdzie

δN_0 — radiodewiacja całkowita;
 q — radiowy kąt kursowy (odezty radiowy);
 A — współczynnik radiodewiacji stałej;
 B i C — współczynniki radiodewiacji półokrężnej;
 D i E — współczynniki radiodewiacji ćwierćokrężnej;
 F i G — współczynniki radiodewiacji szóstkowej;
 K i L — współczynniki radiodewiacji ósemkowej.

Jakkolwiek szereg ten może ciągnąć się dalej, do nieskończoności, to jednakże następujące po L współczynniki będą tak małe, że można ich nie brać pod uwagę bez szkody dla praktycznej dokładności obliczeń.

Współczynnik radiodewiacji stałej A jest wynikiem następujących przyczyn o charakterze mechanicznym i elektrycznym:

- 1) przesunięcia wskazówki ramy (goniometru) lub przesunięcia pierścienia asymutalnego radionamiernika;
- 2) przesunięcia pierścienia asymutalnego kompasu magnetycznego, którego wskazania służą do wyznaczania radiodewiacji;
- 3) ustawienia ramy radionamiernika poza płaszczyznę symetrii statku lub poza płaszczyznę ramowego źródła promieniowania wtórnego.

Obecność współczynnika A wpływa na kształt krzywej radiodewiacji. Jeżeli przy współczynniku A jest znak plus, to krzywa przesuwa się w górę od osi odciętych; gdy przy współczynniku A jest znak minus, krzywa radiodewiacji przesuwa się w dół od osi odciętych.

Współczynnik radiodewiacji półokrężnej B pojawia się w wyniku istnienia źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej, znajdujących się w płaszczyźnie symetrii statku. Jeżeli współczynnik C ma znak plus, źródło promieniowania wtórnego typu anteny otwartej znajduje się w kierunku dziobu w stosunku do ramy radionamiernika, znak minus — że w kierunku rufy.

Współczynnik radiodewiacji półokrężnej C występuje wówczas, gdy źródła promieniowania wtórnego typu anteny otwartej są ustawione poprzecznie do płaszczyzny symetrii statku. Jeżeli współczynnik C ma znak plus, źródło znajduje się w kierunku lewej burty w stosunku do ramy, jeżeli współczynnik C ma znak minus — w kierunku prawej burty.

Współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej D jest wywołany, jak wiadomo, przez kilka przyczyn, z których główną jest wpływ metalowego kadłuba statku oraz występowanie ramowych źródeł promieniowania wtórnego. Kadłub statku zawsze powoduje powstanie współczynnika $+D$; ażeby znak przy tym współczynniku zmienił się na przeciwny, szerokość statku powinna być większa od jego długości, co praktycznie nigdy nie zachodzi.

Znak przy współczynniku D spowodowanym przez ramowe źródła promieniowania wtórnego zmienia się zależnie od typu źródła, od położenia źródła w stosunku do płaszczyzny symetrii statku oraz od położenia ramy radionamiernika; można go wyznaczyć posługując się tablicą 6.

Współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej E pojawia się w wyniku: 1) działania ramowych źródeł promieniowania wtórnego znajdujących się pod kątem 45° do płaszczyzny symetrii statku;

2) przesunięcia ramy radionamiernika w stosunku do płaszczyzny symetrii statku (wskutek oddziaływania wtórnego podłużnego pola magnetycznego), jednocześnie z pojawieniem się współczynnika radiodewiacji stałej A . Znak przy współczynniku E odczytuje się z tablicy 7.

Współczynnik radiodewiacji szóstkowej F , jak już wskazywaliśmy, towarzyszy współczynnikowi B , gdy przy radionamierzeniu, zamiast kątem kursowym p , posługujemy się radiowym kątem kursowym q .

Współczynnik radiodewiacji szóstkowej G , analogicznie do współczynnika F , towarzyszy współczynnikowi C , będąc jego trzecią harmoniczną.

Znaczenie współczynnika radiodewiacji ósemkowej K przeanalizowaliśmy już wyżej.

Należy zaznaczyć, że w radionamiernikach z ramami nieruchomymi współczynnik K powstaje ponadto wskutek nierównomierności pola goniometru. Praktycznie ma to znaczenie tylko wtedy, gdy $K > \frac{D^2}{2}$; nierównomierność pola w goniometrze powoduje wówczas błąd o charakterze radiodewiacji ósemkowej. Przy $K \leq \frac{D^2}{2}$ błąd spowodowanego przez nierównomierność pola wewnątrz goniometru nie ma.

Współczynnik radiodewiacji ósemkowej L powstaje w przypadku zastąpienia kąta kursowego p radiowym kątem kursowym q i towarzyszy współczynnikowi E , będąc jego drugą harmoniczną.

Podstawowymi współczynnikami radiodewiacji są zatem współczynniki A, B, C, D i E . Pozostałe współczynniki przy składowych wyższego rzędu powstają w wyniku tego, że sumaryczna krzywa radiodewiacji jako funkcji radiowego kąta kursowego ma postać złożoną, różniącą się od sinusoidy lub cosinusoidy.

§ 9. WPŁYW CZĘSTOTLIWOŚCI (DŁUGOŚCI FALI) I ZANURZENIA STATKU NA RADIODEWIACJĘ

Przy namierzeniu sygnałów na różnych częstotliwościach (długościach fal) radiodewiacja nie jest stała, lecz zmienia się. Ze wzrostem częstotliwości (zmniejszeniem długości fali) radiodewiacja wzrasta i odpowiednio, gdy częstotliwość maleje (rośnie długość fali), radiodewiacja maleje.

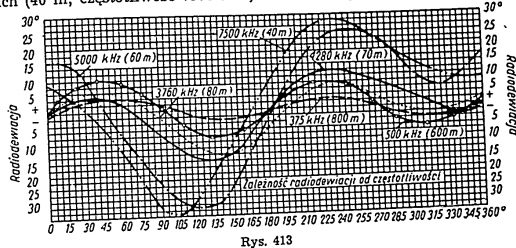
Powodem tego zjawiska jest zmienianie się wtórnego promieniowania energii, wywołane zmianą częstotliwości. Gdy częstotliwość wzrasta, natężenie pola wtórnego rośnie, wobec czego radiodewiacja zwiększa się, i na odwrot.

Przy dużej zmianie częstotliwości zmienia się nie tylko wartość bezwzględna radiodewiacji, lecz także charakter tworzonej przez nią krzywej.

Przykładowo na rysunku 413 pokazano przebiegi radiodewiacji dla tego samego statku przy różnych częstotliwościach od 375 do 7500 kHz.

Z rysunku tego widać, że w zakresie fal średnich (600–800 m) radiodewiacja ma charakter wyraźnie ósemkowy. Przy przejściu na zakres fal

pośrednich (70 ÷ 80 m) kształt krzywej radiodewiacji zaczyna stopniowo się zmieniać i przyjmuje charakter półokrężny; wreszcie na falach krótkich (40 m; częstotliwość 7500 kHz) radiodewiacja jest półokrężna.

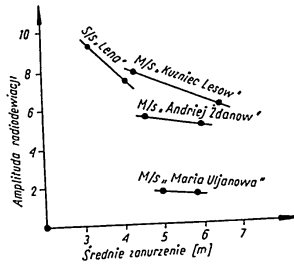


Rys. 413

Oprócz zmian kształtu, zachodzą także zmiany amplitudy krzywej przebiegu radiodewiacji. Na przykład przy fali o długości 800 m amplituda radiodewiacji nie przewyższa 4° . W miarę zmniejszania się długości fali amplituda krzywej przebiegu radiodewiacji wyraźnie rośnie i przy fali o najmniejszej długości (40 m) wynosi ponad 33° .

Pojawienie się radiodewiacji półokrężnej w zakresie fal krótkich tłumaczy się tym, że w miarę skracania fali większa część źródeł promieniowania wtórnego typu anteny otwartej zbliża się do rezonansu. Dzięki temu wzrasta składowa fazowa pola promieniowania wtórnego, wywołująca, jak wiadomo, składową radiodewiacji półokrężnej. W związku z tym radionamierniki okrętowe pracują wyłącznie w zakresie fal średnich, gdzie radiodewiacja jest stosunkowo nieduża i ma charakter ćwierćokrężny.

Oprócz częstotliwości, znaczny wpływ na radiodewiację wywiera zanurzenie statku. Ze zmianami zanurzenia zmienia się wysokość skuteczna źródła promieniowania wtórnego, jakim jest kadłub statku. Powoduje to zmianę wielkości SEM indukowanej w kadłubie statku, a zatem również zmianę promieniowania wtórnego. Na przykład w miarę jak zanurzenie zmniejsza, wtórne pole wytwarzane przez kadłub wzrasta powodując wzrost radiodewiacji. Natomiast w miarę zwiększania się zanurzenia statku radiodewiacja maleje. Potwierdzają to krzywe, otrzymane eksperymental-



Rys. 414

nie dla kilku typów statków (rys. 414). We wszystkich tych przypadkach ze wzrostem zanurzenia statku radiodewiacja maleje liniowo.

Należy zaznaczyć, że niezależnie od zanurzenia statku metalowy ładunek umieszczony na pokładzie wpływa również na zmiany radiodewiacji. Ładunek taki zwiększa jak gdyby nadwodną część kadłuba i tym samym zwiększa promieniowanie wtórne, a więc i radiodewiację. Ładunek metalowy w ładowniach nie wpływa na zmianę radiodewiacji z powodu ekranującego działania kadłuba statku.

Rozdział XII OKREŚLANIE I ELIMINOWANIE RADIODEWIACJI

§ 1. UWAGI OGÓLNE

Radiodewiację radionamiernika okrętowego określa się doświadczalnie. Po raz pierwszy radiodewiację określa się po zainstalowaniu radionamiernika na statku. Następne pomiary przeprowadza się przy każdej zmianie położenia metalowego osprzętu, nadbudówek itp. (na przykład po remoncie statku), nie rzadziej jednak niż raz do roku, nawet jeżeli nie zaszły zmiany w osprzęcie, nadbudówkach itp.

W praktyce stosuje się dwie podstawowe metody określania radiodewiacji:

- a) metodę optyczną,
- b) metodę azymutalną.

Niezależnie od obranej metody przed przystąpieniem do określenia radiodewiacji trzeba:

- 1) namierzając kilka radiostacji pracujących na falach równych lub bliskich fali, na której będzie się określać radiodewiację, sprawdzić prawidłowe działanie radionamiernika;
- 2) potrząsając lekko odbiornikiem i łączącymi kablami sprawdzić pewność kontaktów i połączeń między poszczególnymi elementami radionamiernika;
- 3) sprawdzić prawidłowe działanie urządzenia kompensującego (wskaźnikiem prawidłowego działania urządzenia kompensującego jest występowanie ostrych minimum przy namierzaniu i stosunkowo niewielkie sprzężenie kompensujące, przy którym uzyskuje się pożądaną ostrość zaniku słyszalności); sprawdzenie działania urządzenia kompensującego lepiej przeprowadzać przy namierzaniu na kierunkach poprzecznych, gdyż w tych wypadkach potrzebna jest na ogół największa kompensacja;
- 4) sprawdzić prawidłowe działanie układu służącego do wyznaczania strony;
- 5) zastosować środki dla wyeliminowania przyczyn powodujących powstanie zmiennej radiodewiacji; w tym celu do otaczającego ramę metalowego osprzętu trzeba wprawić specjalne izolatory taktelunkowe, tam zaś, gdzie tego zrobić nie można, osprzęt należy uziemić (połączyć z kadłubem statku);
- 6) sprawdzić, czy w pobliżu miejsca określania radiodewiacji (w promieniu 1-2 mil morskich) nie ma anten lub linii telekomunikacyjnych

oraz linii energetycznych, które mogłyby być nastrojone do rezonansu na długości fali równą lub bliską tej długości fali, na której będzie określana radiodewiacja; istnienie takich linii może bowiem spowodować dodatkowy błąd;

- 7) umocować osprzęt, bomby ładownicze itp. w położeniu podróznym;
- 8) sprawdzić izolację anten okrętowych, które powinny być odłączone od ziemi i od aparatury zarówno w czasie określania radiodewiacji, jak i później, przy każdym radionamierzeniu;
- 9) sprawdzić wielkość kąta przechyłu; przy kącie przechyłu $\theta > 5^\circ$ nie należy określać radiodewiacji, gdyż brak tego przechyłu przy późniejszym radionamierzeniu pociągnąłby za sobą zmiany radiodewiacji.

§ 2. OKREŚLANIE RADIODEWIACJI METODĄ OPTYCZNA

Zasada określania radiodewiacji metodą optyczną polega na porównaniu kąta kursowego, określanego optycznie według pierścienia azymutalnego kompasu magnetycznego (lub powtarzacza żyrokompasu), z radiowym kątem kursowym otrzymanym za pomocą radionamiernika. Oba te kąty kursowe odczytuje się jednocześnie w stosunku do części pionowej (odprowadzenia) anteny namierzonej radiolatarni lub radiostacji.

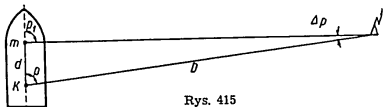
Kąt kursowy otrzymany optycznie przyjmuje się za rzeczywisty, a radiowy kąt kursowy otrzymany za pomocą radionamiernika jest kątem pozornym. Radiodewiację znajduje się wówczas jako różnicę między rzeczywistym i pozornym kątem kursowym według następującego wzoru:

$$\delta N_0 = \sphericalangle K - \sphericalangle KN,$$

gdzie

- $\sphericalangle K$ — kąt kursowy części pionowej anteny radiolatarni (radiostacji), odczytany na pierścieniu azymutalnym kompasu (od 0 do 360°);
- $\sphericalangle KN$ — radiowy kąt kursowy części pionowej anteny radiolatarni (radiostacji), odczytany na pierścieniu azymutalnym ramy lub na nieruchomej skali goniometru radionamiernika;
- δN_0 — radiodewiacja dla danego kąta kursowego radiowego $\sphericalangle KN$.

Wzór powyższy odpowiada warunkowi, że oba kąty kursowe — optyczny i radiowy — odczytuje się na statku z tego samego punktu.



Rys. 415

W rzeczywistości jednak rama (ramy) radionamiernika i kompas znajdują się w pewnej odległości od siebie. W związku z tym, aby sprawdzić oba odczyty do jednego punktu, do odczytu optycznego kąta kursowego należy wnieść poprawkę na tak zwaną p a r a l a k s ę.

Blżej objaśnia to rysunek 415. Na rysunku tym w punkcie *m* znajduje się środek ramy radionamiernika, a w punkcie *K* — środek kompasu.

Odległość między ramą i kompasem wynosi *d*, a odległość między statkiem i radiolatarnią (radiostacją) — *D*.

Jak wynika z rysunku, kąt kursowy *p* przy kompasie różni się od kąta kursowego *p*₁ przy ramie o kąt paralaksy Δ_p .

Maksymalną wartość tego kąta $\Delta_{p_{max}}$ określa wzór:

$$\sin \Delta_{p_{max}} = \frac{d}{D}$$

Wskutek małej wielkości kąta paralaksy zastępujemy $\sin \Delta_{p_{max}}$ przez sam kąt $\Delta_{p_{max}}$ i wyrażając go w stopniach otrzymujemy:

$$\Delta_{p_{max}} = 57,3 \frac{d}{D},$$

gdzie *d* i *D* podstawia się w metrach.

Jeżeli odległość *D* odczytuje się z bocznej ramki mapy, wówczas *d* wyraża się w metrach, a *D* — w milach morskich lub w kablach.

Gdy *D* wyrażone jest w milach, a *d* w metrach, wzór przybiera postać:

$$\Delta_{p_{max}} = \frac{57,3}{1852} \cdot \frac{d}{D} = 0,031 \frac{d}{D};$$

przy *D* wyrażonym w kablach:

$$\Delta_{p_{max}} = 0,31 \frac{d}{D}.$$

Kąt paralaksy nie jest stały, lecz zmienia się proporcjonalnie do sinusów kąta kursowego:

$$\Delta_p = 0,031 \frac{d}{D} \sin p.$$

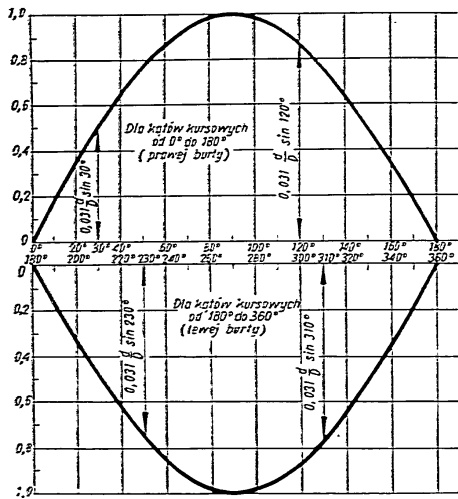
Jeżeli w procesie określania radiodewiacji nie bierzemy pod uwagę małych zmian odległości *D*, wówczas mnożnik $0,031 \frac{d}{D}$ możemy uważać

za stały. Wielkość jego można obliczyć z góry i mnożąc ją przez wielkość kąta kursowego (posługując się w tym celu tablicami nawigacyjnymi) można znaleźć kąt paralaksy Δ_p dla każdego kąta kursowego. Aby uniknąć obliczania kąta paralaksy Δ_p za pomocą wzorów i tablic, można posłużyć się krzywą sinusoidalną (rys. 416).

Niekiedy pierścień azymutalny kompasu dzieli się na działki nie od 0 do 360°, lecz od 0 do 180° osobno dla prawej i lewej burty. Wówczas obliczenie kąta kursowego *p* z lewej burty przeprowadza się za pomocą wzoru:

$$p = 360^\circ - p_{rs}.$$

Znak kąta paralaksy zależy nie tylko od $\sin p$, ale także od wzajemnego położenia na statku ramy radionamiernika i kompasu lub powtarzacza. Jeżeli na przykład kompas znajduje się w stosunku do ramy w kierunku rufy, tak jak na rysunku 415, wówczas poprawkę na paralaksę dodaje się z prawej burty, a odejmuje z lewej. Natomiast gdy kompas znajduje się w stosunku do ramy radionamiernika w kierunku dziobu,



Rys. 416

poprawkę na paralaksę odejmuje się z prawej burty, a dodaje się z lewej burty.

Określając znak poprawki na paralaksę można posługiwać się tablicą 8.

Gdy wielkość i znak poprawki na paralaksę są już określone, znajdziemy poprawiony kąt kursowy:

$$\hat{\alpha}K' = \hat{\alpha}K + \Delta_p$$

Radiodewiacja wyniesie wówczas:

$$\delta\alpha'_0 = \hat{\alpha}K' - \hat{\alpha}K\alpha'$$

Poprawkę na paralaksę uwzględnia się tylko w tym wypadku, gdy $\Delta_p \geq 0,25^\circ$. Przy $\Delta_p < 0,25^\circ$ poprawki można nie brać w rachubę.

Tablica 8

Optyczne kąty kursowe	Znak poprawki na paralaksę, jeśli radiomierznik znajduje się w stosunku do kompasu	
	w kierunku dziobu	w kierunku rury
Z prawej burty	+	-
Z lewej burty	-	+

Odległość między statkiem i namierzaną radiolarnią (radiostacją) powinna być nie mniejsza od długości fali, na której przeprowadza się określanie radiodewiacji. Praktycznie odległość tę wybiera się nie mniejszą od podwójnej lub potrójnej długości fali:

$$D \geq (2 \div 3) \lambda$$

Przy odległości mniejszej od długości fali pole elektromagnetyczne radiostacji namierzanej nie ma tej konfiguracji, jaka jest konieczna dla bezbłędneho namierzania.

Wyrażając w poprzednim wzorze odległość D w milach morskich i przyjmując, że musi ona być nie mniejsza od potrójnej długości fali, otrzymamy:

$$D \geq \frac{3\lambda}{1852} = 0,00162 \lambda \text{ mil morskich}$$

lub odpowiednio

$$D \geq 1,6 \cdot 10^{-3} \lambda \text{ kabli.}$$

W wszystkich wypadkach długość fali λ wyraża się w metrach.

Przy żegludze na wodach ograniczonych lub w wypadku gdy zła widzialność nie pozwala na oddalenie się od radiostacji namierzanej na duży dystans, odległość między statkiem i radiolarnią lub radiostacją można przyjąć z warunku:

$$D \geq \lambda$$

Wówczas wyrażając D w milach morskich otrzymamy:

$$D \geq \frac{\lambda}{1852} \geq 0,5 \frac{\lambda}{1000} \text{ mil morskich}$$

lub odpowiednio w kablach:

$$D \geq \frac{\lambda}{185} \geq 0,5 \cdot 10^{-3} \lambda \text{ kabli.}$$

Zależnie od warunków określanie radiodewiacji metodą optyczną można przeprowadzać:

- 1) przy ciągłej cyrkulacji statku;
- 2) przy manewrowaniu statkiem na różnych kursach (kątach kursowych), zmienianych co $10 \div 15^\circ$;
- 3) przy jednostajnym obracaniu przy pomocy holownika statku stojącego na kotwicy lub przy cumowanym do pławy;
- 4) przez manewrowanie statkiem pomocniczym, wyposażonym w radiostację nadawczą, wokół statku określającego radiodewiację.

Przy określaniu radiodewiacji w czasie ciągłej cyrkulacji statek powoli zakreśla koło w dowolną stronę, a operator obsługujący radionamiernik zakreśla koło na namierzaną radiostację. Przed wykonaniem odczytu sygnału (radiowego kąta kursowego) daje on na mostek umówiony sygnał przygotowawczy (dzwonkiem, gwizdkiem lub głosem). Po tym sygnale operator znajdujący się przy namierniku optycznym trzyma namierzany

21 Radiotechnika okrętowa

obiekt (piorowo odprowadzenie energii radiosygnału), na „nitce” namiernika. W chwili, gdy operator przy radionamierniku znajduje dokładnie minimum sygnału namierzonej radiostacji, daje drugi sygnał, w czasie którego operator na mostku odczytuje kąt kursowy na pierścieniu azymutalnym kompasu (powtarzacz). W celu zapewnienia dużej dokładności odczyty należy brać często, w każdym wypadku nie rzadziej niż co 10 ÷ 15°.

Operator przy namierniku optycznym (kompasie) powinien w miarę możliwości natychmiast podawać operatorowi przy radionamierniku swój odczyt; pozwoli to dokładnie ustalić, który kąt kursowy radiowy odpowiada któremu kątowi kursowemu optycznemu.

Wyniki pomiarów wpisuje się w specjalnej tablicy pomiarów i obliczeń (tabl. 9).

Tablica 9

Pomiary i obliczenia przy optycznej metodzie określania radiodewiacji

Nazwa statku		Data		Zanurzenie statku				Uwagi
Długość fali								
Lo.	Czas	Kąt kursowy ζ_K od 0 do 180°	Poprawka na paralaksę ζ_P	Poprawiony kąt kursowy $\zeta_{K'}$	Radiowy kąt kursowy $\zeta_{K''}$	Radiodewiacja $\nu/\%$ (V-V')		
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	

W rubryce „Uwagi” podaje się: miejsce określania, namierzany obiekt, stan morza, położenie osprzętu i rozmieszczenie ładunku pokładowego oraz inne czynniki wpływające na wielkość radiodewiacji.

Na dokładność określenia radiodewiacji duży wpływ wywiera jednoczesność odczytów kąta kursowego radiowego i optycznego.

Przy ciągłej cyrkulacji statku błąd spowodowany przez niejednoczesność odczytu w dużym stopniu zależy od czasu, w ciągu którego statek wykona pełne okrążenie (o 360°). Gdy na przykład okres wykonania pełnego okrążenia wynosi 60 min, wówczas kąt kursowy będzie zmienił się z częstotliwością kątową wynoszącą $\frac{360^\circ}{60} = 6^\circ$ na minutę lub 0,1° na sekundę.

Jeżeli maksymalna różnica w wykonaniu odczytów kąta kursowego optycznego i radiowego wynosi przy tym dwie sekundy, wówczas błąd spowodowany przez niejednoczesność odczytów wyniesie 0,2°, co jest jeszcze praktycznie dopuszczalne. Jeżeli natomiast czas wykonania pełnego okrążenia jest mniejszy od jednej godziny, błąd spowodowany przez niejednoczesność odczytów może wzrosnąć.

W związku z tym czas wykonania pełnego okrążenia, przy niedostatecznej wprawie operatorów, musi wynosić 50 ÷ 60 min, a przy wprawnym zespole operatorów — nie mniej niż 30 min.

Dokładniejsze wyniki niż przy ciągłej cyrkulacji można uzyskać określając radiodewiację na zmienianych kolejno kątach kursowych. Przytrzymując statek na każdym kursie przez 2 ÷ 3 min operator może wziąć nie jeden, lecz kilka odczytów pod rząd i w ten sposób jako odczyt rzeczywisty przyjąć ich wartość średnią. Wadą tej metody jest strata dużej ilości czasu na określanie radiodewiacji, co jednak oplaca się wobec większej dokładności pomiarów.

Metodę obracania statku przy pomocy holownika należy stosować jedynie dla dużych statków, gdy wymiary holownika są małe w porównaniu z wymiarami statku. Linia holownicza w tym wypadku musi być włókienna, gdyż zastosowanie liny stalowej spowodowałoby powstanie dodatkowej radiodewiacji.

W braku odpowiedniej radiostacji stałej (nadbrzeżnej lub na statku latarniowym) wykorzystuje się w charakterze namierzanego obiektu pomocniczy statek wyposażony w nadajnik radiowy.

W tym wypadku statek pomocniczy obchodzi wokół nieruchomego statku określający radiodewiację. Czas pełnego obieścia wybiera się wychodząc z tych samych przesłanek, co przy wyborze czasu wykonania pełnego okrążenia przy ciągłej cyrkulacji. Ponadto sposób określania radiodewiacji przy pomocy statku pomocniczego jest taki sam, jak opisano wyżej.

Ze względu na to, że wielkość radiodewiacji, poza innymi przyczynami, zależy także od długości fali, określanie radiodewiacji trzeba przeprowadzać na podstawowej fali roboczej radiolatarni $\lambda_1 = 732 \div 1000$ m i na międzynarodowej fali niebezpieczeństwa $\lambda_2 = 600$ m.

Na dokładność określenia radiodewiacji metodą optyczną wpływają następujące czynniki:

- 1) niedokładność odczytu radiowego kąta kursowego na nieruchomej skali ramy radionamiernika (goniometru); można przyjąć, że niedokładność ta wynosi $\pm 0,25^\circ$;
- 2) błąd odczytu radiowego kąta kursowego z powodu istnienia kąta milczenia; można przyjąć, że błąd ten jest równy jednej czwartej kąta milczenia; a zatem przy kącie milczenia nie przekraczającym 1° błąd ten nie będzie większy od $\pm 0,25^\circ$;
- 3) niedokładność odczytu kąta kursowego na azymutalnym pierścieniu kompasu (powtarzacz), którą przyjmuje się równą $\pm 0,25^\circ$;
- 4) błąd wynikający z niedokładności odczytów radiowego kąta kursowego i kąta kursowego optycznego radiostacji namierzonej; można przyjąć, że błąd ten wynosi $\pm 0,2^\circ$.

W rezultacie całkowity błąd, czyli tak zwany średni błąd kwadratowy przy określaniu radiodewiacji metodą optyczną będzie wynosił:

$$\Sigma_0 = \pm \sqrt{(0,25^\circ)^2 + (0,25^\circ)^2 + (0,25^\circ)^2 + (0,2^\circ)^2} = \pm \sqrt{0,0625 + 0,0625 + 0,0625 + 0,04} = \pm 0,48^\circ \approx \pm 0,5^\circ.$$

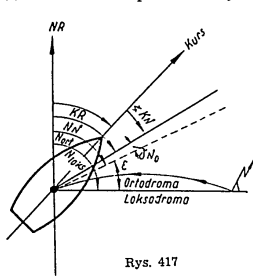
W obliczeniu tym nie uwzględniono poprawki na paralaksę, gdyż dla przeważającej większości statków handlowych ma ona wielkość nie przekraczającą $0,2^\circ$.

Podana dokładność określenia radiodeviacji nie uwzględnia wpływu innych dodatkowych przyczyn (efektu brzegowego, wpływu postronnych mas metalu, nastrojonych źródeł promieniowania itp.), powodując dodatkowy błąd podczas określenia radiodeviacji.

§ 3. OKREŚLANIE RADIODEVIACJI METODĄ AZYMUTALNĄ

Istota określenia radiodeviacji metodą azymutalną polega na porównaniu rzeczywistego namiaru ortodromicznego z namiarem uzyskanym za pomocą radionamiernika, to jest z radionamiarem; oba te namiary muszą być wzięte z okrętu na radiolatarnię lub na odpowiednią radiostację brzegową jednocześnie.

W związku z tym, że fale radiowe rozchodzą się od radiolatarni do statku najkrótszą drogą, to jest po łuku koła wielkiego (rys. 417), przy radionamierzaniu powinno się otrzymać namiar ortodromiczny (N_{ort}).



Rys. 417

Jednakże z powodu istnienia radiodeviacji radionamiar (N') różni się od namiaru ortodromicznego o wielkość radiodeviacji δN_0 .

A zatem:

$$N_{ort} = N' + \delta N_0.$$

Jeżeli w procesie radionamierzania namiar ortodromiczny i radionamiar na radiolatarnię są znane, radiodeviacja wyraża się wzorem:

$$\delta N_0 = N_{ort} - N'.$$

Ponieważ radionamiar równa się sumie kursu rzeczywistego (KR) i radiowego kąta kursowego ($\angle KN'$), radiodeviację można określić, jeśli

w chwili odczytania radiowego kąta kursowego znany jest rzeczywisty kurs statku. Namiar ortodromiczny można znaleźć wtedy, gdy znane są współrzędne radiostacji namierzanej i współrzędne statku. Nanosząc te współrzędne na mapę, przy czym posługujemy się odpowiednią konstrukcją lub obliczeniami (patrz załącznik 1), znajdujemy namiar łoksodromiczny N_{lok} . Odejmując od otrzymanego namiaru łoksodromicznego poprawkę łoksodromiczną ϵ otrzymamy namiar ortodromiczny:

$$N_{ort} = N_{lok} - \epsilon.$$

Przy wyborze odległości między radiostacją a statkiem trzeba kierować się tym, że wskutek cyrkulacji lub manewrowania na zmiennych kursach statek zmienia swe położenie odchylając się od punktu naniesionego na mapie lub przyjętego w obliczeniach.

Odchylenia te, jak wynika z rysunku 418, powodują błąd w określeniu namiaru łoksodromicznego na radiolatarnię; namiar mając początkowo wielkość N_{lok1} , w procesie tak zwanego przemieszczenia bocznego statku będzie przybierał wielkości N_{lok2} i N_{lok3} .

Powstający przy tym błąd α można znaleźć w sposób następujący. Z rysunku 418 wynika, że:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{r}{D},$$

gdzie

r — promień przemieszczenia bocznego statku w stosunku do punktu początkowego O;
 D — odległość między statkiem i radiolatarnią.

Ze względu na małą wielkość α zastąpimy $\operatorname{tg} \alpha$ jego argumentem:

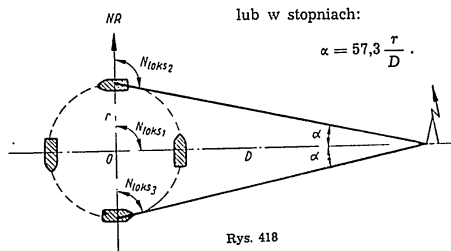
$$\alpha = \frac{r}{D},$$

gdzie

α — w radianach,

lub w stopniach:

$$\alpha = 57,3 \frac{r}{D}.$$



Rys. 418

Podstawiając do tego wzoru D w milach morskich, a r w kablach otrzymamy:

$$\alpha = \frac{r \cdot 57,3}{D \cdot 10} = 5,73 \frac{r}{D},$$

gdzie

α — kąt błędu spowodowanego przez przemieszczenie boczne statku, w stopniach;
 r — promień przemieszczenia bocznego statku, w kablach;
 D — odległość od statku do radiolatarni, w milach morskich.

Jeżeli założymy, że największy błąd określenia namiaru łoksodromicznego $\alpha = \pm 0,2^\circ$, wówczas dla określenia minimalnej odległości D_{min} , w której należy określać radiodeviację metodą azymutalną, otrzymamy następujący wzór:

$$D_{min} = \frac{5,73r}{0,2},$$

czyli

$$D_{min} = 28,6 r.$$

Jeżeli przy najmniejszym możliwym promieniu r odległość D między statkiem i radiostacją obierzemy mniejszą od obliczonej z wzoru, to jest jeżeli $D < D_{min}$, wówczas należy zawczasu doliczyć zmiany namiaru loksodromicznego N_{loks} i uwzględnić je przy określaniu radiodewiacji.

Proces określania radiodewiacji metodą azymutalną polega na wykonaniu następujących czynności:

1. Po wybraniu odpowiedniej radiolatarni lub radiostacji nadbrzeżnej, za pomocą której będziemy określać radiodewiację, nanosimy na mapę współrzędne tej radiostacji oraz współrzędne statku i odczytujemy z mapy rzeczywisty namiar ze statku na radiostację; jest to namiar loksodromiczny N_{loks} .

Jeżeli z jakichkolwiek powodów, na przykład z powodu dużej odległości między statkiem i radiostacją, nie można odczytać z mapy rzeczywistego namiaru, przeprowadzamy obliczenie namiaru według metody podanej w załączniku 1.

2. Korygujemy namiar loksodromiczny za pomocą poprawki loksodromicznej ϵ korzystając na przykład z tablicy (patrz załącznik 9) i znajdujemy namiar ortodromiczny według wzoru:

$$N_{ort} = N_{loks} - \epsilon.$$

3. Wykonując powolną cyrkulację lub zmieniając kursy co $10 \pm 15^\circ$ namierzamy radiolatarnię radionamiernikiem i jednocześnie notujemy kurs kompasowy statku KK .

4. Otrzymane dane zapisujemy w tablicy pomiarów i obliczeń (tabl. 10).

Tablica 10

Pomiary i obliczenia radiodewiacji metodą azymutalną

Nazwa statku		Data							
Długość fali		Zanurzenie statku							
Lp.	Czas	Radiowy kąt kursowy $\angle KN$	Kąt kompasowy KK	Popraw- ka kom- pasu ΔK	Kurs rzeczy- wisty KR (IV+V)	Radiona- miar N_A (III + VI)	Namiar ortodro- miczny N_{ort}	Radiode- wiacja δN_0 (VII - -VIII)	Uwagi
I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X

Dokładność określania radiodewiacji metodą azymutalną jest nieco mniejsza niż dokładność przy metodzie optycznej.

Tłumaczy się to tym, że przy obliczaniu średniego błędu kwadratowego trzeba uwzględnić błąd wynikający z poprawki kompasu, który można przyjąć za równy $\pm 0,5^\circ$. Wówczas średni błąd kwadratowy Σ , jest rzędu $\pm 0,7^\circ$.

Mimo nieco mniejszej dokładności azymutalna metoda określania radiodewiacji jest praktyczniejsza, gdyż może być stosowana z dala od radiostacji. Dzięki temu można ją stosować w przypadkach, gdy wskutek złej widzialności niemożliwe jest określanie optycznych kątów kursowych na radiostację.

Po określeniu radiodewiacji którąś z opisanych wyżej metod według otrzymanych wyników wykreśla się na papierze milimetrowym (patrz załącznik 2) krzywą radiodewiacji $\delta N_0 = f(\angle KN)$.

Przy niewielkich wartościach radiodewiacji i przy rozciągniętej skali wykresu poszczególne punkty nie zawsze układają się dokładnie na krzywej, lecz mają pewien rozrzut, którego wielkość świadczy o stopniu dokładności odczytów wykonanych zarówno na radionamierniku, jak i na kompasie. Dlatego w procesie określania radiodewiacji odczyty trzeba wykonywać możliwie jak najdokładniej. Gdy istnieje pewien rozrzut punktów, krzywą prowadzi się między punktami tak, aby leżały możliwie najbliżej krzywej. Jeżeli rozrzut punktów jest znaczny, wówczas pomiary na danych kątach kursowych wykonuje się powtórnie. W celu zmniejszenia rozrzutu punktów należy zmniejszyć prędkość cyrkulacji lub kłaść statek kolejno na różne kursy.

§ 4. OBLICZANIE WSPÓŁCZYNNIKÓW RADIODEWIACJI

Po określeniu radiodewiacji i wykreśleniu krzywej trzeba obliczyć współczynniki radiodewiacji. Pozwala to ustalić, jakie czynniki wywołują radiodewiację i w razie konieczności zastosować pewne środki w celu ich usunięcia.

Praktycznie, obliczenie współczynników radiodewiacji przeprowadza się drogą graficznego całkowania, posługując się specjalnymi tablicami obliczeniowymi. W zależności od wymagań obliczenie współczynników radiodewiacji można przeprowadzić całkowicie, częściowo lub w przybliżeniu.

Przy całkowitym obliczaniu współczynników radiodewiacji korzystamy z tablicy podanej w załączniku 3. Do kolumny I i II tej tablicy wstawiamy wartości radiodewiacji z odpowiednim znakiem, biorąc je z krzywej radiodewiacji lub z tablicy pomiarów i obliczeń dla radiowego kąta kursowego $0^\circ; 15^\circ; 30^\circ$ itd. Następnie wypełniamy kolumnę III, gdzie wpisujemy algebraiczne różnice między odpowiednimi wierszami kolumny I i II z zachowaniem znaków.

Dalej poszczególne pozycje kolumny III, mnożymy przez mnożniki z odpowiednich wierszy lewej części kolumny IV (będące sinusami odpowiednich radiowych kątów kursowych) i wyniki wstawiamy z zachowaniem znaku w prawą część kolumny IV. Następnie obliczamy sumę obu rubryk prawej części kolumny IV, od większej liczby odejmujemy mniejszą i wynik wstawiamy do rubryki mającej odpowiedni znak. Wynik ten będzie równy $12B$. Dzieliąc ten wynik przez 12 znajdujemy wielkość współczynnika B w stopniach.

Współczynnik C oblicza się analogicznie do poprzedniego według danych kolumny III, z tą tylko różnicą, że mnożniki kolumny V, będące cosinusami radiowych kątów kursowych $\angle KN$, są inaczej rozmieszczone i część z nich ma znaki ujemne.

Wartość współczynnika radiodewiacji stałej A określa się według kolumny VI wpisując do niej sumy algebraiczne radiodewiacji z kolumny I i II.

Dalsze współczynniki obliczamy w sposób następujący: liczby dolnej połowy kolumny VI wpisujemy do kolumny VII, a do kolumny VIII wpisujemy algebraiczne różnice odpowiednich wierszy kolumny VI i VII; kolumnę IX wypełniamy, analogicznie jak kolumny IV i V, według danych kolumny VIII; kolumnę X wypełniamy analogicznie jak kolumnę IX również według danych kolumny VIII. Wypełniając kolumnę IX i X oraz przeprowadzając odpowiednie obliczenia otrzymujemy wartość współczynników D i E .

Obliczenie pozostałych współczynników przeprowadza się podstawiając do odpowiednich rubryk wartości radiodewiacji w zależności od podanego radiowego kąta kursowego. Niektóre wartości radiowego kąta kursowego mają przy tym z prawej strony znak minus ($-$), co wskazuje na konieczność zmiany znaku tych wartości radiodewiacji, które odpowiadają wielkości danego $\angle KN'$. Wielkości te obwiedzione są w tablicy ramkami. Przy obliczaniu współczynnika K wielkości radiodewiacji powinny być odczytane bezpośrednio z krzywej radiodewiacji, gdyż potrzebnych dla tego wypadku danych nie znajdujemy w kolumnie I i II.

Gdy nie ma potrzeby obliczania współczynników radiodewiacji wyższego rzędu, to jest współczynników F , G , K , L , można posługiwać się obliczeniami częściowymi, przy których oblicza się jedynie podstawowe współczynniki radiodewiacji A , B , C , D i E .

Częściowe obliczenie współczynników radiodewiacji przeprowadzamy posługując się tablicą podaną w załączniku 4.

W tablicy tej, podobnie jak w poprzedniej, kolumny I i II wypełniamy danymi z tablic pomiarów i obliczeń radiodewiacji lub z krzywej radiodewiacji. Do kolumny III wstawiamy wyniki odejmowania radiodewiacji $\delta N'_0$ z odpowiednich wierszy kolumny I i II z zachowaniem znaku.

Mnożąc pozycje kolumny III przez sinusy odpowiednich radiowych kątów kursowych wypełniamy prawą część kolumny IV odpowiednio do otrzymanego znaku. W wyniku podsumowania rubryk kolumny IV ze znakiem dodatnim i ujemnym znajdujemy wielkość $12B$, skąd już obliczamy współczynnik B .

Dalej mnożąc kolejno pozycje kolumny III przez cosinusy odpowiednich radiowych kątów kursowych podstawiamy otrzymane wyniki do odpowiedniej rubryki kolumny V. Po podsumowaniu rubryk kolumny V znajdujemy współczynnik C . Współczynnik A określamy na podstawie kolumny VI wpisując do kolumny sumy algebraiczne radiodewiacji z kolumny I i II.

Następnie dane dolnej połowy kolumny VI przenosimy do kolumny VII i odejmujemy poszczególne pozycje kolumny VII od odpowiadających im pozycji kolumny VI; wyniki wpisujemy do kolumny VIII. Po przemnożeniu wartości kolumny VIII przez sinusy podwójnych radiowych kątów kursowych ($\sin 2 \angle KN'$) wyniki wpisujemy do kolumny IX, skąd określamy współczynnik D . Analogicznie mnożymy wartości kolumny VIII przez cosinusy podwójnych radiowych kątów kursowych ($\cos 2 \angle KN'$) i podstawiając wyniki wraz z ich znakami do kolumny X znajdujemy współczynnik E .

W wypadku, gdy powstaje konieczność szybkiego obliczenia podstawowych współczynników radiodewiacji i określenia tych współczynników w przybliżeniu, można posługiwać się tablicą przybliżonego obliczania współczynników radiodewiacji podaną w załączniku 5.

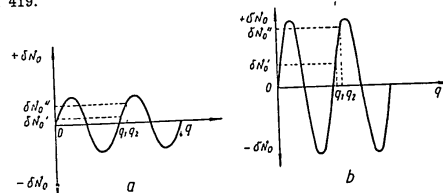
Wystarczy przy tym określenie radiodewiacji dla ośmiu równo oddalonych od siebie radiowych kątów kursowych: 0° ; 45° ; 90° ; 135° ; 180° ; 225° ; 270° i 315° . Można również wybrać wartości radiodewiacji dla tych kątów z tablicy pomiarów i obliczeń, zawierającej większą liczbę radiowych kątów kursowych, lub z krzywej radiodewiacji.

Sposób postępowania się tablicą przybliżonego obliczania podstawowych współczynników radiodewiacji jest bardzo prosty i nie wymaga dodatkowych objaśnień.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że znajomość współczynników radiodewiacji pozwala nie tylko ujawnić źródła promieniowania wtórnego, będące przyczyną powstania radiodewiacji, lecz także umożliwia obliczenie radiodewiacji dla dowolnego, zadanego radiowego kąta kursowego.

§ 5. ELIMINOWANIE RADIODEWIACJI

Niezależnie od możliwości doświadczalnego określania radiodewiacji i wprowadzania poprawek na spowodowane przez nią błędy, dla zwiększenia dokładności radionamierzenia niezbędne jest zastosowanie środków zmniejszających lub eliminujących radiodewiację. Objasnia to bliżej rysunek 419.



Rys. 419

Krzywe przedstawione na tym rysunku i wykreślone w tej samej skali przedstawiają przebiegi radiodewiacji dla dwóch różnych statków. Z rysunku widać, że dla jednego z tych statków radiodewiacja ma wartość mniejszą, a dla drugiego — większą. Jak już wcześniej zaznaczyliśmy, położenia słyszalności zerowej przy namierzaniu radiostacji nie możemy, położenia słyszalności określić z bezwzględną dokładnością. Przypuśćmy, że przy radionamierzaniu na pierwszym statku (rys. 419a) otrzymamy radiowy kąt kursowy q_1 i uwzględnimy poprawkę na radiodewiację $\delta N'_0$ określimy kąt kursowy p_1 :

$$p_1 = q_1 + \delta N'_0.$$

Następnie, gdy założymy, że otrzymany radiowy kąt kursowy q_1 jest błędny, a rzeczywistym radiowym kątem kursowym jest odczyt q_2 , po uwzględnieniu poprawki na radiodewiację $\delta N'_0$ otrzymamy kąt kursowy

$$p_2 = q_2 + \delta N'_0.$$

A zatem błędnie pomierzony kąt kursowy p_1 będzie od kąta rzeczywistego p_2 różnił się nie tylko o różnicę między radiowymi kątami kursowymi $q_1 - q_2$, lecz także o różnicę między wartościami radiodewiacji $\delta N'_0 - \delta N''_0$. Błąd w określeniu kąta kursowego wyniesie więc:

$$\Delta_1 = p_1 - p_2 = (q_1 - q_2) + (\delta N'_0 - \delta N''_0).$$

Oczywiście przykład ten stosuje się także i do drugiego statku (rys. 419b). Jednakże analogiczny błąd dla drugiego statku Δ_2 nie równa się błędowi Δ_1 nawet wtedy, gdy różnica $q_1 - q_2$ jest w obu wypadkach jednakowa.

Jak widać z rysunku 419, w drugim wypadku różnica $\delta N'_0 - \delta N''_0$ jest większa niż w pierwszym, a zatem Δ_2 jest większa od Δ_1 . Z przytoczonego przykładu wynika, że jeżeli na dwóch statkach o różnej wielkości radiodewiacji niedokładność określenia radiowego kąta kursowego jest jednakowa, to większy błąd w określeniu kąta kursowego wystąpi na tym statku, na którym radiodewiacja jest większa.

Zanim przejdziemy do zasady eliminowania radiodewiacji, zatrzymamy się nad rozpatrzeniem charakteru powstającej na statku radiodewiacji wypadkowej. Jak wskazują wielokrotnie sprostżenia praktyczne, przy właściwym zainstalowaniu radionamiernika na statku radiodewiacja w zakresie fal średnich ma charakter wyraźnie czteródkreśny. W normalnych warunkach jest ona spowodowana głównie przez kadłub okrętu, który w porównaniu z innymi źródłami promieniowania wtórnego daje największe promieniowania wtórne.

Nie jest wykluczona możliwość, że w wyniku działania jakiegoś innego źródła promieniowania wtórnego, z powodu zmiennego kontaktu w tym źródle konfiguracja krzywej ulegnie pewnemu zniekształceniu. Dla przykładu na rysunkach 420 i 421 przedstawiono zdjęte doświadczalnie krzywe radiodewiacji dla dwóch statków. Krzywa na rysunku 420 pokazuje, że radiodewiacja tego statku ma charakter normalny. Natomiast krzywa przedstawiona dla drugiego statku na rysunku 421 jest przykładem radiodewiacji zmiennej. Pod wpływem różnych przyczyn zmienia ona szybko swój charakter, podczas gdy radiodewiacja o charakterze normalnym zachowuje tę samą konfigurację krzywej w ciągu długiego czasu.

W procesie eliminowania radiodewiacji konieczne jest więc przede wszystkim ujawnienie czynników zniekształcających normalny charakter radiodewiacji i sprowadzenie krzywej radiodewiacji do normalnej postaci; stosujemy w tym celu wymienione wyżej metody, jak przecięcie osprzętu izolatorami, sprawdzenie pewności kontaktów itp. Następnie przystępujemy do ostatecznego wyeliminowania radiodewiacji.

Oczywiście nie wyklucza to bynajmniej potrzeby stosowania środków zmniejszających radiodewiację przy początkowym zainstalowaniu radionamiernika. Dużo łatwiej jest bowiem stosować środki zapobiegawcze w celu zmniejszenia radiodewiacji w czasie instalowania radionamiernika,

niż później sprowadzać krzywą radiodewiacji do normalnej postaci przy eliminowaniu radiodewiacji.

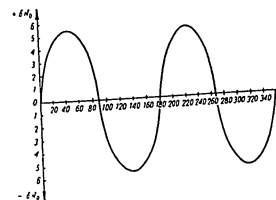
Istniejące metody usuwania radiodewiacji dzielą się na metody elektryczne i mechaniczne.

Elektryczne metody usuwania radiodewiacji można z kolei podzielić na zewnętrzne i wewnętrzne.

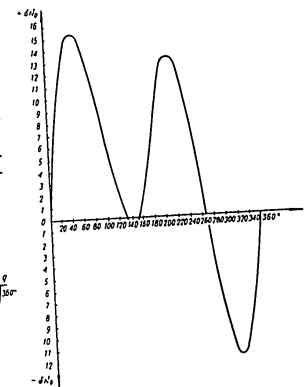
Zasada elektrycznej metody zewnętrznego usuwania radiodewiacji polega na wytworzeniu przy ramie radionamiernika dodatkowego pola wtórnego o fazie przeciwnej w stosunku do fazy podstawowego pola wtórnego, wytwarzającego radiodewiację.

Źródłem dodatkowego (eliminującego) pola wtórnego są specjalne ramowe źródła promieniowania wtórnego, umieszczone w pobliżu ramy radionamiernika.

Jak wspominaliśmy, w normalnych warunkach pracy radiona-



Rys. 420



Rys. 421

miernika największą radiodewiację powoduje kadłub statku, a zatem największy będzie współczynnik radiodewiacji $-D$. Ażeby usunąć całkowicie lub zmniejszyć do minimum ten współczynnik, trzeba wytworzyć wokół ramy radionamiernika dodatkowe pole wtórne, które powodowałoby powstanie radiodewiacji o współczynniku $+D$. Takie pole wtórne można, jak wiadomo, uzyskać na przykład zawieszając podłużne ramowe źródło promieniowania wtórnego o charakterze indukcyjnym lub poprzeczne źródło ramowe o charakterze pojemnościowym.

W obu wypadkach rama radionamiernika powinna znajdować się wewnątrz tych dodatkowych źródeł promieniowania wtórnego.

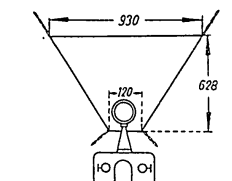
Jeżeli przy instalowaniu ramy radionamiernika okaże się, że jest ona przesunięta w bok w stosunku do płaszczyzny symetrii statku, to spowoduje to, jak wiadomo, powstanie radiodewiacji czteródkreśnej ze współczynnikiem E o znaku dodatnim lub ujemnym. Aby usunąć ten współczynnik, można zawiesić nad ramą, pod kątem 45° do płaszczyzny

symetrii, dodatkowe źródło ramowe, które wytworzy współczynnik radiodewiacji E o znaku przeciwnym.

Przy wyborze rodzaju i położenia dodatkowego źródła należy kierować się tablicami 6 i 7, które podają znaki radiodewiacji ćwierćokrężnej.

Wymiary dodatkowego źródła promieniowania wtórnego ustala się doświadczalnie, tak aby wytworzona przez nie dodatkowa radiodewiacja była wystarczająca do usunięcia radiodewiacji podstawowej, lecz jednocześnie aby częstotliwość własna (długość fali) ramowego źródła promieniowania wtórnego różniła się znacznie od częstotliwości roboczej (częstotliwości sygnału).

W przeciwnym wypadku wzrasta składowa fazowa dodatkowego pola wtórnego, która znajdując się w kwadraturze z polem podstawowym pogorszy minimum przy radionamierzeniu.



Rys. 422

Aby zilustrować wpływ wymiarów źródła ramowego na radiodewiację, na rysunku 422 przedstawiono przykładowo* podłużne źródło promieniowania wtórnego o charakterze indukcyjnym i podano jego wymiary. Przy sprawdzaniu okazało się, że wewnętrzne pole tego źródła działające na ramę radionamiernika wytwarza radiodewiację z następującymi współczynnikami:

$$A = +0,33^\circ; \quad B = -0,05^\circ; \quad C = +0,14^\circ; \quad D = -18,38^\circ; \\ E = +0,78^\circ \text{ i } K = +3,15^\circ.$$

W analogiczny sposób można usunąć współczynniki radiodewiacji półokrężnej B i C stosując dodatkowe źródła typu anteny otwartej. W praktyce jednakże sposób ten jest prawie nie stosowany. Tłumaczy się to tym, że, po pierwsze, wielkość współczynników radiodewiacji półokrężnej B i C w normalnych warunkach pracy radionamiernika okrętowego jest stosunkowo mała, a po drugie, przy takich wymiarach dodatkowych źródeł typu anteny otwartej, które można rozmieścić na statku, źródła te będą w znaczącym stopniu rozstrojone. Jak wiadomo, zwiększa to silnie składową pozafazową pola wtórnego, powodującą „rozmazanie” minimum.

W radionamiernikach z ramami nieruchomymi najszersze zastosowanie znalazła metoda wewnętrznej kompensacji, czyli usuwania radiodewiacji. Istota tej metody polega na tym, że w goniometrze radionamiernika wytwarza się sztuczny błąd, równy co do wielkości, lecz przeciwny co do znaku radiodewiacji podlegającej eliminowaniu.

W ten sposób usuwa się współczynniki radiodewiacji ćwierćokrężnej D i E .

Poprzednio, przy rozpatrywaniu błędów występujących w wypadku radionamierników z ramami nieruchomymi, ustaliliśmy, że nierówność pól magnetycznych cewek goniometru powoduje błąd o charakterze ćwierćokrężnym. W szczególności gdy maksymalne pole magnetyczne

* Przykład zaczerpnięto z książki N.M. Aranowa: Radionawigacja, 1940; s. 129.

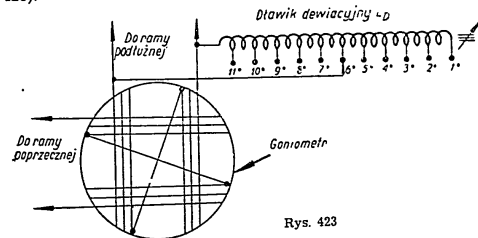
cewki goniometru połączonej z ramą podłużną jest mniejsze od maksymalnego pola magnetycznego cewki połączonej z ramą poprzeczną, błąd Δ zgodnie z rysunkiem 366 zmienia się według wzoru:

$$\Delta = -D \sin 2p$$

lub przy zastąpieniu kąta kursowego p przez rowidowy kąt kursowy q :

$$\Delta = -D \sin 2q + K \cos 4q + \dots$$

A zatem współczynnik radiodewiacji ćwierćokrężnej $+D$, powstający wskutek działania kadłuba statku oraz działania odpowiednich ramowych źródeł promieniowania wtórnego, może być usunięty przez sztuczne zmniejszenie pola magnetycznego cewki goniometru połączonej z podłużną ramą radionamiernika. W tym celu równoległe do cewki włącza się indukcyjność L_D , zwaną dławikiem dewiacyjnym (rys. 423).



Rys. 423

Dławik dewiacyjny jest to podzielona na sekcje cewka z odczepami i z rdzeniem z magnetodielektryka. Odczepy dławika są obliczane na usuwanie współczynnika radiodewiacji D co każdy stopień. Usunięcie radiodewiacji w granicach ułamka stopnia uzyskuje się przez przesuwanie rdzenia zmieniającego indukcyjność dławika nie skokowo, lecz płynnie.

Wielkość usuniętej radiodewiacji zależy od stosunku indukcyjności cewki goniometru do indukcyjności dławika dewiacyjnego $\frac{L_D}{L_P}$. Ze wzrostem tego stosunku, to jest ze zmniejszeniem indukcyjności dławika dewiacyjnego, wielkość usuniętej radiodewiacji rośnie, i na odwrót.

Na rysunku 424 przedstawiono wykres charakteryzujący tę zależność. Jeżeli dławik dewiacyjny przyłączymy równoległe do cewki goniometru połączonej z ramą poprzeczną, wówczas przekonamy się, że znak powstającego błędu Δ jest przeciwny, to jest:

$$\Delta = D \sin 2q + K \sin 4q + \dots$$

A zatem w tym wypadku można usunąć współczynnik radiodewiacji $-D$. W niektórych typach radionamierników z ramami nieruchomymi w przewidywaniu takiej możliwości dławik dewiacyjny zaopatruje

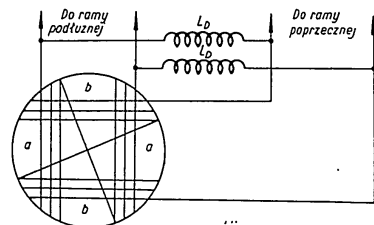
się w dodatkowy przełącznik. Trzeba jednak pamiętać, że usunięciu współczynnika radiodewiacji D towarzyszy wzrost współczynnika K . Wynika to jasno z wyrażenia:

$$K = \frac{(-D)^2}{2};$$

a więc przy dowolnym znaku błędu Δ współczynnik K będzie wielkością dodatnią.

Usunięcie współczynnika radiodewiacji E osiąga się przez wytworzenie dodatkowego pola magnetycznego w jednej z cewek połowych goniometru. W tym celu cewki pola goniometru łączy się z sobą za pomocą dławików dewiacyjnych, jak pokazuje rysunek 425.

Powstający przy takim połączeniu cewek błąd goniometru Δ' ma charakter pulsujący. Dla potwierdzenia tego na rysunku 426 przedstawiono wykres zmian Δ' przy różnych kątach kursowych. Gdy $p = 0^\circ$, wówczas wskutek istnienia połączenia między cewkami połowymi pojawia się nie tylko pole cewki podłużnej H_a , lecz także pewne pole cewki poprzecznej H_b . W rezultacie



Rys. 425

sumaryczne pole wewnątrz goniometru będzie określone przez wektor H'_w , przesunięty, przy braku połączenia między cewkami, w stosunku do sumarycznego wektora H_w pola goniometru o kąt Δ' , który, jak wynika z rysunku, ma znak minus.

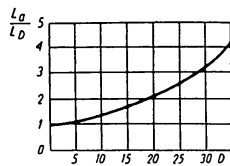
Przy $p = 45^\circ$ kąt Δ' maleje, a przy $p = 90^\circ$ wynosi zero. Dalej Δ' znowu rośnie mając ten sam znak i przy $p = 180^\circ$ znowu osiąga wartość maksymalną, itd. Krzywa zmian Δ' w funkcji kąta kursowego p dla danego wypadku jest pokazana w środku rysunku 426. Korzystając z analogii z rysunkiem 408a można ją wyrazić równaniem:

$$\Delta' = -A - E \cos 2p.$$

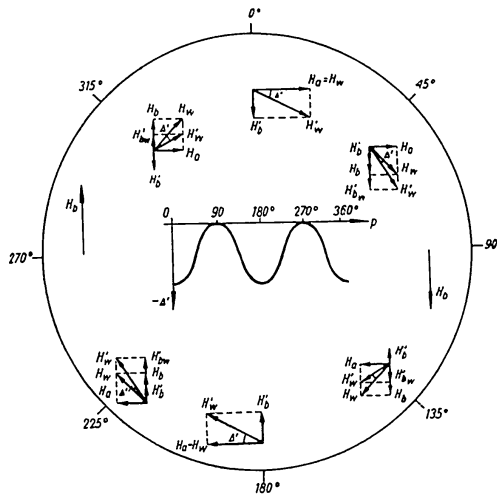
Przy przejściu od kąta kursowego do radiowego kąta kursowego równanie to przyjmie następującą postać:

$$\Delta' = -A - E \cos 2q - L \cos 4q - \dots$$

W ten sposób rozpatrywaną metodę stosuje się dla usunięcia radiodewiacji spowodowanej przez przesunięcie ramy w stosunku do płaszczyzny symetrii statku lub w stosunku do płaszczyzny ramowego źródła promie-



Rys. 424



Rys. 426

niowania wtórnego. W tym wypadku mogą być usunięte współczynniki A i E .

Jeżeli połączymy dławiki dewiacyjne tak, jak to pokazano na rysunku 427, to jest przestawimy końcówki łączące obu cewek połowych, wówczas znak błędu goniometru Δ' zmieni się na przeciwny. Krzywa zmian Δ' w funkcji kąta kursowego przyjmie postać przedstawioną na rysunku 428 i wyrazi się równaniem:

$$\Delta' = A + E \cos 2p$$

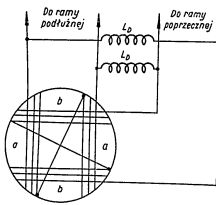
lub w funkcji radiowego kąta kursowego q :

$$\Delta' = A + E \cos 2q + L \cos 4q + \dots$$

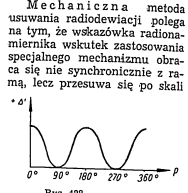
A zatem włączając w dowolny sposób dławiki dewiacyjne można tą metodą usunąć współczynniki radiodewiacji $+A$ i $+E$ lub $-A$ i $-E$, spowodowane przez przesunięcie ramy w stosunku do płaszczyzny symetrii statku.

Wielkość błędu goniometru Δ' , a zatem i wielkość usuniętej radiodewiacji, zależy od oporności indukcyjnej ωL_D dławików dewiacyjnych, to jest przy danej częstotliwości ω jest określona przez indukcyjność L_D . W miarę jak maleje indukcyjność dławików, wzrasta dopływ prądu z cew-

ki a do cewki b, zwiększa się pole H' , kąt α' rośnie, i odwrotnie. W układzie przedstawionym na rysunku 427, analogicznie jak przy dławiku dewiacyjnym L_D , w celu usunięcia współczynnika radiodewiacji D dławiki L_D mają także odczepy służące do usuwania radiodewiacji co każdy stopień i wyposażone są w rdzeń z magnetoelektryka.

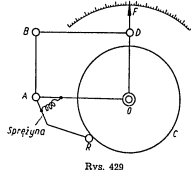


Rys. 427



Rys. 428

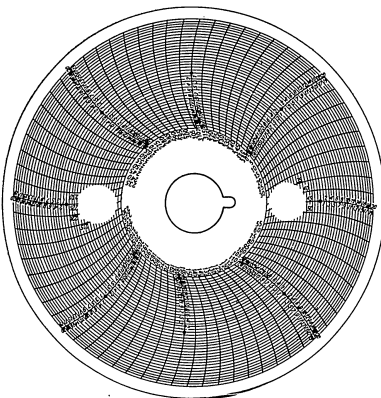
opóźniając się lub wyprzedzając ramę o pewien kąt, który co do wielkości jest równy, a co do znaku przeciwny kątowi radiodewiacji. Dzięki takiej konstrukcji radionamiernika odczytywane radiowe kąty kursowe nie zawierają błędów radiodewiacji, to jest są rzeczywistymi kątami kursowymi.



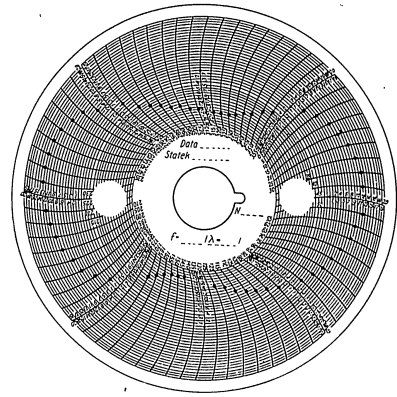
Rys. 429

Służy się szeregiem mechanicznych systemów sterowania przesuwem wskazówki. Jeden z takich szeroko stosowanych w praktyce systemów pokazuje schematycznie rysunek 429. Kołko wewnętrzne w punkcie O oznacza osi ramy, z którą sztywno połączona jest dźwignia OA urządzenia przegubowego OABD. Część urządzenia przegubowego BAR stanowi jedną całość. Punkty A, B i D są przegubami. Wskazówka F obraca się swobodnie w punkcie O. Części DB i OA są to osobne ramiona urządzenia przegubowego. Ramię BAR wyposażone jest na końcu w rolkę R, która przy obracaniu ramy toczy się po brzegu specjalnej tarczy C. Sprężyna przyciągająca ramiona OA i AR zapewnia całkowite przyleganie rolki do tarczy.

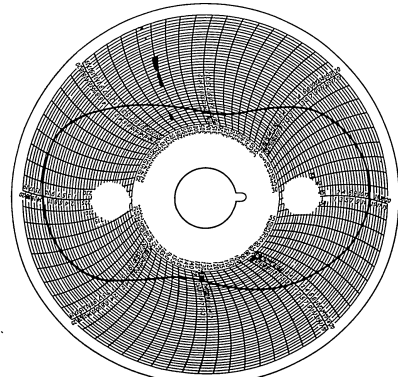
Gdy tarcza C ma dokładnie kształt koła (rys. 429), wskazówka F przesuwa się synchronicznie z osią ramy, to jest wskazuje położenie ramy dokładnie takie samo, jak w wypadku gdyby urządzenia przegubowego nie było.



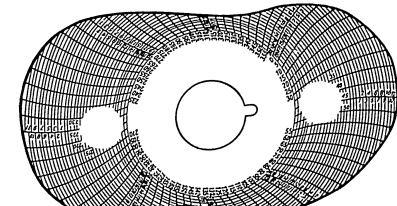
Rys. 432



Rys. 433



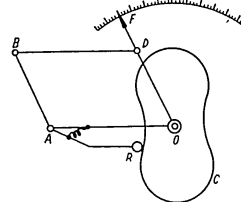
Rys. 434



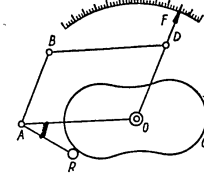
Rys. 435

Jeżeli tarcza C nie ma dokładnie kształtu koła, wówczas prostokąt przegubowy $OABD$ przy obracaniu ramy przyjmuje postać równoległoboku. Wskutek tego wskazówka F albo będzie opóźniona (rys. 430) w stosunku do położenia, jakie zajmowałaby w wypadku tarczy o dokładnym kształcie koła, albo będzie wyprzedzać to położenie (rys. 431).

Tarczę C wykonuje się z cienkiej blachy i przed obróbką nadaje się jej dokładny kształt koła. Ażeby możliwe było nadanie tarczy pożądanego kształtu, odpowiadającego usuwanej radiodewiacji, wykonana jest na niej specjalna siatka (rys. 432). Po określeniu radiodewiacji punkty pomiarowe nanosi się na tę siatkę (rys. 433) i łączy się je z sobą ciągłą krzywą, będącą krzywą radiodewiacji (rys. 434). Następnie tarczę obcina się nożycami wzdłuż naniesionej krzywej i za pomocą specjalnych otworów dla sworzni umocowuje się ją w urządzeniu dewiacyjnym.



Rys. 430



Rys. 431

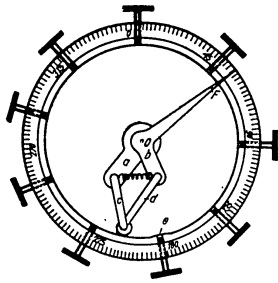
Przy krzywej radiodewiacji o postaci normalnej, mającej charakter wyraźnie ćwierćokrężny, tarcza po wycięciu ma kształt wydłużony, podobny do elipsy (rys. 435). Teraz, jak wynika z rysunku 430 i 431, przy obracaniu ramy radionamiernika w czasie, gdy rolka R toczy się po wypukłej części tarczy, odpowiadającej radiodewiacji dodatniej, wskazówka F wyprzedza położenie ramy o kąt radiodewiacji. Gdy rolka R będzie toczyła się po wklęsłości tarczy, odpowiadającej radiodewiacji ujemnej, wskazówka F będzie cofnięta w stosunku do położenia ramy o kąt radiodewiacji itd.

W wypadku radiowych kątów kursowych, przy których radiodewiacja równa się zero, rolka R będzie toczyła się po linii radiodewiacji zerowej (środkowej linii siatki na rys. 432) i w tym wypadku położenie wskazówki F będzie pokrywać się z położeniem ramy.

Przy mechanicznej metodzie usuwania radiodewiacji stosuje się niekiedy mechanizm przedstawiony na rysunku 436. W mechanizmie tym z trzosem obrotowej ramy radionamiernika sprzężona jest sztywno dźwignia a . Dźwignia b , stanowiąca całość ze wskazówką ramy F , obraca się swobodnie wokół osi O trzonu ramy. Obie te dźwignie łączy się z sobą sprężyną i za pomocą dźwigni c i d dociska się do stalowej taśmy umieszczonej na okręgu wewnątrz skali radionamiernika.

Podczas obracania ramy razem z trzonem obraca się dźwignia *a* i kółeczko toczy się po powierzchni stalowej taśmy. Jeżeli wewnętrzna powierzchnia taśmy tworzy przy tym idealne koło, wówczas wskazówka *F*, kierowana dźwigniami *b*, *d*, *c* i *a*, będzie przesuwać się synchronicznie z ramą i będzie wskazywać na skali prawidłowe położenie ramy. Jeżeli natomiast posługując się śrubami naciskającymi *e* na powierzchnię boczną taśmy zmienimy kształt taśmy tak, że będzie on odbiegał od koła, wówczas kółeczko tocząc się po odpowiednich wypukłościach i wklęsłościach wewnętrznej powierzchni taśmy będzie zlekka podnosić i opuszczać dźwignie *c* i *d*. Dźwignie *a* i *b* będą przy tym zbliżać się lub oddalać od siebie i wskazówka *F* zacznie wyprzedzać ramę o odpowiedni kąt lub będzie się w stosunku do niej opóźniać.

Przy usuwaniu radiodewiacji postępuje się następująco. Po określeniu radiodewiacji obraca się ramę ustawiając wskazówkę *F* na odpowiednio radiowe kąty kursowe co 10°–15°. Znając dla tych kątów wielkość i znak radiodewiacji przesuwa się za pomocą śrub wskazówkę *F* do położenia, w którym będzie ona dawała odczyt kąta kursowego.



Rys. 436

Mechaniczną metodę usuwania radiodewiacji stosuje się w radionamiernikach z ramą obrotową. Zaletą tej metody polega na tym, że jednocześnie z usunięciem radiodewiacji ćwierćokrężnej usuwa się także i inne współczynniki, czego nie osiąga się przy usuwaniu radiodewiacji metodą elektryczną.

Do wad metody mechanicznej należy zaliczyć to, że radiodewiację usuwa się tylko na jednej częstotliwości (długości fali). Przy namierzaniu na falach różniących się od fali, dla której określono i usunięto radiodewiację, trzeba posługiwać się tablicami i krzywymi pozostałej radiodewiacji.

Usunięcie współczynnika stałej radiodewiacji *A* można przeprowadzić przesuwając wskazówkę radionamiernika o kąt równy współczynnikowi *A*. Kierunek, w jakim należy obrócić wskazówkę, zależy od znaku tego współczynnika. Jeżeli współczynnik *A* ma znak minus, wówczas wskazówkę obraca się w kierunku przeciwnym do kierunku ruchu wskazówek zegara, jeżeli ma znak plus — w kierunku zgodnym.

§ 6. OKREŚLANIE POZOSTAŁEJ RADIODEWIACJI

Po usunięciu radiodewiacji trzeba przeprowadzić kalibrację radionamiernika, to jest określić pozostałą radiodewiację. Jest to konieczne dlatego, że przy elektrycznym usunięciu radiodewiacji zwykle kompensuje

się nie wszystkie współczynniki, lecz tylko współczynniki *A*, *D* i *E*. W wypadku mechanicznego usunięcia radiodewiacji kalibracja radionamiernika daje pogląd o dokładności przeprowadzonego zabiegu i pozwala określić pozostałą radiodewiację dla fal różniących się od fali, na której wykonywano eliminację radiodewiacji.

Ze względu na to, że dokładność określenia pozostałej radiodewiacji powinna być możliwie jak największa, poleca się stosować metodę optyczną i określanie przeprowadzać nie podczas ciągłej cyrkulacji statku, lecz kładąc statek kolejno na różne kursy.

Z wyników pomiarów sporządza się tablicę i wykreśla się krzywą pozostałej radiodewiacji wzorując się na załączniku 7. Aby ułatwić posługiwanie się krzywą pozostałej radiodewiacji, w radionamiernikach z nieruchomymi ramami na czołowej płycie goniometru, pod pokrętkiem ze wskazówką, umieszcza się niekiedy specjalną tarczę radiodewiacyjną, na którą nanosi się krzywą pozostałej radiodewiacji. Wówczas przy radionamierzaniu jednocześnie z wykonywaniem odczytu radiowego kąta kursowego można także odczytać odpowiadającą temu kątowi radiodewiację.

§ 7. SPRAWDZANIE RADIODEWIACJI

W czasie eksploatacji radionamiernika często wynika konieczność sprawdzenia radiodewiacji. Jeżeli brak odpowiedniej do namierzania optycznego radiostacji uniemożliwia zastosowanie metody optycznej, lub jeżeli nie ma warunków do posłużenia się metodą azymutalną, przy której wymagana jest znajomość współrzędnych radiostacji i statku, wówczas można polecić metodę tak zwanego określenia radiodewiacji względnych.

Metoda ta ma tę dogodność, że do określenia radiodewiacji można wykorzystać dowolną radiostację nadawczą, pracującą w pożądanym zakresie fal, której sygnały wytwarzają natężenie pola wystarczające dla otrzymania wyraźnego zaniku słyszalności przy namierzaniu.

Istota określenia radiodewiacji względnych polega na tym, że współczynniki radiodewiacji można obliczyć nie tylko z pomierzonych radiodewiacji, jak to miało miejsce poprzednio, lecz także z pomiarów zmian radiodewiacji. Zmiany radiodewiacji znajdujemy namierzając radiostację na kilku, na przykład na dziewięciu, równoległych kątach kursowych przy odpowiednich zmianach kursu statku.

W tym celu ustawiamy początkowo ramę lub goniometr radionamiernika na radiowy kąt kursowy równy 0° i obracamy statek aż do chwili, gdy słyszalność stacji zaniknie do zera lub będzie minimalna. Przy tym odczytujemy rzeczywisty kurs statku. Dalej rzeczywisty kurs zmniejszamy o 40°, w związku z czym o tyle samo stopni zmienia się kąt kursowy na radiostację nadawczą. Dla tego rzeczywistego kursu notujemy radiowy kąt kursowy i znowu zmieniamy rzeczywisty kurs statku o 40° w tę samą stronę, itd.

W wyniku pomiarów na każdym kursie znajdujemy dziewięć radionamierników:

$$\frac{KR_1 \quad KR_2 \quad \dots \quad KR_9}{N'_{11} \quad N'_{22} \quad \dots \quad N'_{99}} \quad \frac{+q_0}{N'_{11}} \quad \dots \quad \frac{+q_9}{N'_{99}}$$

Określamy radionamiar średni:

$$N'_{sr} = \frac{N'_{11} + N'_{22} + \dots + N'_{99}}{9}$$

Odejmując od radionamiaru średniego wielkość każdego radionamiaru otrzymujemy wartości radiodewiacji względnych:

$$\frac{-N'_{11}}{\delta N'_{11}} \quad \frac{-N'_{22}}{\delta N'_{22}} \quad \dots \quad \frac{-N'_{99}}{\delta N'_{99}}$$

Współczynniki radiodewiacji B, C, D, E i K obliczamy według tablicy 11. Współczynnika A w danym wypadku określić nie można. W razie konieczności wartość jego bierzemy ze starej tablicy radiodewiacji.

Tablica 11

Obliczenie współczynników radiodewiacji B, C, D, E i K według radiodewiacji względnych

q	$\delta N'$	S	$\delta N'S$	S	$\delta N'S$	S	$\delta N'S$	S	$\delta N'S$	S	$\delta N'S$	S
0		0		1		0		1		0		
40		S ₁₀		S ₁₀		S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		
80		S ₁₀		S ₁₀		S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		
120		S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		
160		S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		
200		-S ₁₀		-S ₁₀		S ₁₀		S ₁₀		S ₁₀		
240		-S ₁₀		-S ₁₀		S ₁₀		S ₁₀		S ₁₀		
280		-S ₁₀		S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		
320		-S ₁₀		S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		-S ₁₀		
$\Sigma =$		$\Sigma =$		$\Sigma =$		$\Sigma =$		$\Sigma =$		$\Sigma =$		$\Sigma =$
A =		B =		C =		D =		E =		K =		

W rubryce $\delta N'$ tablicy wpisujemy wartości pomiarów radiodewiacji. Rubryka S zawiera wartości mnożników, wybranych z tablicy 2 „Tablic dewiacyjnych”. W rubryce $\delta N'S$ wpisujemy iloczyny obu tych pozycji.

Po obliczeniu współczynników radiodewiacji zgodnie z tablicą 12 obliczamy radiodewiację i w razie konieczności wykreślamy krzywą zmian radiodewiacji.

Tablica 12

Obliczenie radiodewiacji według współczynników A, B, C, D, E i K

I D =	II E =	III I+II	IV K =	V A =	VI III+V	VII B =	VIII C =	IX VII+VIII	X VI+IX	XI VI-IX	q	$\delta N'$	q	$\delta N'$
0	1	-0.4	0	0	0	0	1	1	0	0	0°		0°	
S ₁₀	S ₁₀	+3.0	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	10°		10°	
S ₁₀	S ₁₀	+6.1	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	20°		20°	
S ₁₀	S ₁₀	+8.5	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	30°		30°	
S ₁₀	S ₁₀	+9.7	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	40°		40°	
S ₁₀	S ₁₀	+9.9	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	50°		50°	
S ₁₀	S ₁₀	+8.9	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	60°		60°	
S ₁₀	S ₁₀	+6.7	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	70°		70°	
S ₁₀	S ₁₀	+3.8	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	80°		80°	
S ₁₀	S ₁₀	+0.4	0	0	0	0	0	0	0	0	90°		90°	
0	1	-3.0	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	100°		100°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-6.1	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	110°		110°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-8.5	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	120°		120°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-9.7	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	130°		130°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-9.9	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	140°		140°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-8.9	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	150°		150°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-6.7	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	160°		160°	
-S ₁₀	-S ₁₀	-3.8	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	S ₁₀	170°		170°	

Dokładność określenia radiodewiacji według podanej metody jest nie mniejsza niż przy metodzie azymutalnej, jeżeli nie będziemy brali pod uwagę nieokreśloności obliczenia współczynnika radiodewiacji stałej A .

**§ 8. WYMAGANIA MORSKIEGO REJESTRU ZSRR
DOTYCZĄCE INSTALOWANIA RADIONAMIERNIKÓW**

Wszystkie elementy radionamiernika powinny znajdować się w kabinie nawigacyjnej, w pobliżu stołu nawigacyjnego i powinny być umocowane zgodnie z wymaganiami, jakim odpowiada umocowanie wyposażenia radiowego znajdującego się w kabinie radiowej.

Rozmieszczenie wszystkich elementów powinno zapewniać maksymalną łatwość:

- a) radionamierzenia;
- b) obserwacji wskazań logu w czasie radionamierzenia;
- c) obserwacji wskazań powtarzacza żyrokompasu w czasie radionamierzenia, jeżeli znajduje się on w kabinie nawigacyjnej;
- d) nanoszenia pozycji na mapę;
- e) posługiwania się innymi przyrządami nawigacyjnymi znajdującymi się w kabinie nawigacyjnej.

Sterownica ramy lub pokrętło wskazówki goniometru powinny znajdować się w odległości nie większej niż 0,5 m od odbiornika.

Goniometr wykonany jako oddzielny element powinien być umieszczony we wgłębieniu stołu nawigacyjnego lub na specjalnej półce, umocowanej na poziomie stołu.

Baterie akumulatorowe i suche, przeznaczone do zasilania radionamiernika, dozwala się umieszczać w kabinie nawigacyjnej (w szafie lub w specjalnej skrzynce), albo w specjalnym pomieszczeniu dla akumulatorów radiostacji z tym, żeby długość kabla łączącego nie przekraczała 15 m.

Szafy i skrzynki akumulatorowe umieszczone w kabinie nawigacyjnej powinny mieć naturalną wentylację.

Przetwornice, przeznaczone do zasilania anod lamp radionamiernika, dozwala się umieszczać w kabinie nawigacyjnej (w szafie lub w kanapce) na wysokości nie mniejszej niż 75 mm od pokładu.

Ramę radionamiernika poleca się ustawiać na pokładzie namiarowym. Dozwala się umieszczać ramę na maszcie, pod warunkiem że maszt znajduje się w pobliżu pokładu namiarowego. Ramę radionamiernika należy umieszczać w płaszczyźnie symetrii statku. W wypadkach, gdy jest to niemożliwe, zezwala się na przesunięcie ramy od płaszczyzny symetrii statku, nie więcej jednak niż o 0,5 m.

Cały osprzęt metalowy znajdujący się w promieniu 5 m od ramy powinien być poprzecinany izolatorami w nierównych odstępach (od 2 do 5 m). Jeżeli takie odizolowanie jest niemożliwe, osprzęt powinien być starannie uziemiony.

Przepust części stojaka ramy przez pokład powinien być wodoszczelny. Antena pomocnicza, wykonana w postaci oddzielnego promienia, powinna być umieszczona w odległości nie mniejszej niż 2 m od ramy i w miarę możliwości po stronie przeciwnej w stosunku do odprowadzeń pozostałych anten i innych dużych przedmiotów metalowych. Do kabiny

nawigacyjnej należy ją doprowadzić przez specjalny izolator przepustowy. Wewnątrz kabiny przewód anteny od izolatora do odbiornika należy prowadzić ekranowanym kablem wielkiej częstotliwości, przy czym powinna być zachowana całkowita ciągłość ekranowania.

Uziemienie korpusów wszystkich elementów urządzenia radionamiarowego powinno odpowiadać wymaganiom Morskiego Rejestru ZSRR dotyczącym uziemień urządzeń odbiorczych.

Między radionamiernikiem i pokładem namiarowym należy przewidzieć sygnalizację dzwonicową dla przeprowadzania jednoczesnych odczytów za pomocą radionamiernika i kompasu głównego. Przycisk służący do podawania sygnałów powinien być umieszczony w odległości nie większej niż 0,5 m od sterownicy ramy lub pokrętła wskazówki goniometru.

W kabinie radiowej powinna być również przewidziana sygnalizacja świetlna, służąca do zawiadomiania o konieczności ustawienia przelączników wszystkich anten w położeniu „Izolowane”.

Rozdział XIII
ZASTOSOWANIE RADIONAMIERNIKÓW W NAWIGACJI
MORSKIEJ

Ze stosowanych obecnie na statkach morskich przyrządów radionawigacyjnych radionamiernik jest przyrządem najbardziej uniwersalnym. Umożliwia on określanie pozycji statku na pełnym morzu, wyjście najkrótszą drogą na latarnię wyposażoną w radionadajnik, wykrywanie i udzielanie pomocy statkowi znajdującemu się w niebezpieczeństwie, jeśli statek ten jest w stanie nadawać sygnały radiowe, itd.

W rozdziale niniejszym rozpatrzmy sposoby i metody umożliwiające wykonywanie wspomnianych zadań za pomocą radionamiernika.

§ 1. WIADOMOŚCI OGÓLNE

W odróżnieniu od instalacji na lądzie, przy instalowaniu radionamiernika na statku urządzenie zewnętrzne (ramię obrotową lub system ram nieruchomych z goniometrem) orientuje się nie według południka geograficznego N-S, lecz według płaszczyzny symetrii statku lub linii do niej równoległej.

Zalóżmy, że na rysunku 437 kąt KR określa kurs statku. W punkcie A znajdują się radiostacja nadawcza, którą należy namierzyć.

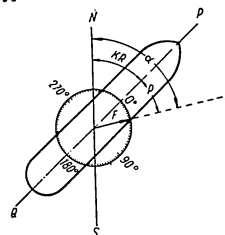
Wskaźówka radionamiernika F przy minimalnej słyszalności namierzanych sygnałów (jeżeli namiernik pracuje z odczytami przy minimum) da przy namierzaniu kierunek na radiostację; na pierścieniu azymutalnym radionamiernika otrzymamy wówczas odczyt równy p , zawartemu między kierunkiem na dziób statku i kierunkiem na namierzaną radiostację. Jak wiadomo, kąt ten w nawigacji morskiej nosi nazwę kąta kursowego. A zatem jeżeli wskazanie radionamiernika nie zawierałoby błędów, odczyt radiowy otrzymany na skali radionamiernika byłby równy kątowi kursowemu.

Określenie kąta kursowego na radiostację spełnia w nawigacji morskiej rolę zasadniczą. Wynika to stąd, że w większości wypadków radionamiernika używa się do określania namiaru rzeczywistego na radiostację, a żeby określić radionamiar rzeczywisty α , trzeba znać kąt kursowy i rzeczywisty kurs statku. Wyjaśnia to rysunek 437. Znając namiar rzeczywisty możemy nanieść go na mapę i w ten sposób określić pozycję statku.

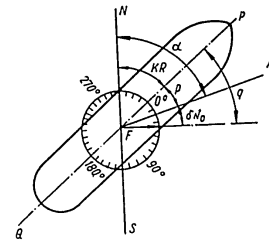
A zatem namiar rzeczywisty równa się sumie kąta kursowego i rzeczywistego kursu statku:

$$\alpha = p + KR.$$

Wielkość kursu rzeczywistego przyjęto odczytywać od 0 do 360° zgodnie z ruchem wskazówki zegara poczynając od kierunku na rzeczywistą północ, który przyjmuje się za 0°. Kąty kursowe także odczytuje się od 0 do 360° zgodnie z ruchem wskazówek zegara, przyjmując w tym wypadku za 0° kierunek na dziób statku.



Rys. 437



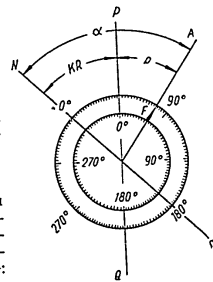
Rys. 438

Ze względu na to, że w radionamierniku występuje radiodewiacja, otrzymany odczyt radiowy przy radionamierzaniu nie będzie równy kątowi kursowemu, lecz będzie zawierał błąd o określonej wielkości i znaku. Zamiast rysunkiem 437 posłużymy się więc rysunkiem 438, który pokazuje, że przy istnieniu radiodewiacji wskaźówka radionamiernika F daje kierunek nie na punkt A, gdzie rzeczywiście znajduje się namierzana radiostacja, lecz wskazuje kierunek fałszywy.

A zatem otrzymany w danym przypadku odczyt radiowy q trzeba skorygować uwzględniając radiodewiację δN_0 i po znalezieniu kąta kursowego $p = q + \delta N_0$ określić namiar rzeczywisty; wyniesie on teraz:

$$\alpha = q + \delta N_0 + KR = p + KR$$

W celu uproszczenia określania namiaru rzeczywistego prawie wszystkie obecnie używane radionamierniki wyposażone są w specjalne urządzenie tarczowe, pokazane na rysunku 439. Urządzenie takie ma dwie skale: wewnętrzną i zewnętrzną. Skala wewnętrzna, nieruchoma, której zero zawsze pokrywa się z kierunkiem na dziób statku, jest pierścieniem azymutalnym, nieruchomym w stosunku do kadłuba statku. Skala zewnętrzna, podzielona tak samo jak i wewnętrzna na 360°, może obracać się swobodnie. Pragnąc określić namiar za pomocą tego urządzenia należy ruchomą skalę ustawić tak, aby wielkość kursu rzeczywistego można



Rys. 439

było odczytać na niej naprzeciw zera skali nieruchomej. Przy takim ustawieniu zero skali zewnętrznej będzie pokrywało się z kierunkiem rzeczywistej północy, dzięki czemu odczyt wskazówki F na skali zewnętrznej da bezpośrednią wartość namiaru α (jeżeli został przy tym uwzględniony błąd spowodowany przez radiodewiację). Pomocniczą skalę zewnętrzną można również ustawić zgodnie ze wskazaniem kompasu, według kursu kompasowego. Wówczas jej zero nie pokryje się z kierunkiem rzeczywistej północy, lecz odchyli się od niego o kąt równy całkowitej poprawce kompasu. W tym wypadku przy określaniu namiaru α trzeba oprócz poprawki na radiodewiację uwzględnić całkowitą poprawkę kompasu.

W niektórych układach radionamierników pomocnicza skala ruchoma jest sprzężona z systemem żyrokompasu i jest poruszana przez napędzający go silniczek. W takim urządzeniu pomocnicza skala zewnętrzna automatycznie ustawia się w pożądaną pozycję. Zatem, gdy nie ma poprawki żyrokompasu i gdy jego wskazania są zsynchronizowane ze wskazaniem skali pomocniczej, która w danym wypadku jest powtarzaczem żyrokompasu, wskazówka F radionamiernika podaje na pomocniczym pierścieniu azymutalnym (bez uwzględnienia radiodewiacji) namiar rzeczywisty.

§ 2. POPRAWKA LOKSODROMICZNA

Ze względu na to, że zasięg działania radionamiernika wielokrotnie przewyższa zasięg namierzenia optycznego, radionamierzenie na ogół przeprowadza się na znacznie większych odległościach niż namierzenie optyczne, którego zakres ograniczony jest do bezpośredniej widzialności.

Przy normalnych warunkach rozchodzenia się fal przyziemne fale radiowe biegną od radionadajnika do radioodbiornika najkrótszą drogą, to jest po łuku koła wielkiego łączącego te dwa punkty. Jak wiadomo z nawigacji, łuk koła wielkiego, zwany ortodromą, na mapie Merkatora stosowanej w nawigacji morskiej, ma postać nie linii prostej, która jest odzworowaniem loksodromy, lecz postać krzywej, której wypukłość jest skierowana do bliższego bieguna Ziemi.

Ponieważ długość linii namiarów optycznych jest mała, więc przy niewielkich odległościach łuk koła wielkiego na mapie Merkatora można uważać za linię prostą — loksodromę.

Przy radionamierzaniu natomiast namiary mają znaczną długość, wobec czego nie można ich już uważać za proste, doprowadziłoby to bowiem do znacznych błędów. Jednakże przy praktycznym posługiwaniu się mapami morskimi niewygodnie jest wykonywać konstrukcje na mapie wykreślając krzywe ortodromy. Dlatego na mapie Merkatora radionamiary wykreśla się liniami prostymi, zwanymi loksodromami, różnicę zaś otrzymaną wskutek zastąpienia ortodromy przez loksodromę kompensuje się przez wprowadzenie odpowiedniej poprawki.

Na rysunku 440 przedstawiona jest siatka Merkatora. W punkcie A znajduje się statek, a w punkcie B — radiostacja namierzana za pomocą radionamiernika okrętowego. Linia ze strzałkami przedstawia drogę promienia radiowego rozchodzącego się po łuku koła wielkiego. Wskazówka radionamiernika pod odpowiedni kąt ρ , który po zsumowaniu z kursem rzeczywistym KR da kąt α_1 .

Jednakże jeżeli z miejsca A, w którym znajduje się statek, poprowadzimy prostą namiaru pod kątem α_1 , to prosta ta nie przejdzie przez punkt B, w którym znajduje się namierzana radiostacja; i na odwrót — jeżeli z punktu B odłożymy namiar odwrotny, odpowiadający namiarowi α_1 , to linia namiaru nie przejdzie przez punkt odpowiadający pozycji statku. Stąd wynika, że takie określenie pozycji statku będzie zawierało błąd.

Ażeby więc namiar skierować po prostej łączącej radiostację ze statkiem, to jest ażeby otrzymać namiar loksodromiczny, który można bezpośrednio wykreślić na mapie, trzeba kąt α_1 skorygować za pomocą tak zwanej poprawki loksodromicznej ϵ :

$$\alpha_2 = \alpha_1 + \epsilon.$$

Wielkość tej poprawki wynosi w przybliżeniu:

$$\epsilon = \frac{1}{2} \Delta \lambda \sin \varphi_m,$$

gdzie

$\Delta \lambda$ — różnica długości geograficznych radiostacji namierzonej i statku;
 φ_m — średnia szerokość geograficzna, równa:

$$\frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2},$$

gdzie

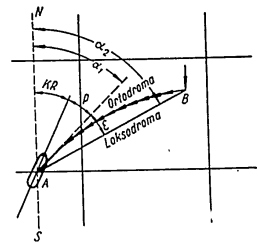
φ_1 i φ_2 — odpowiednio szerokości geograficzne statku i radiostacji.

Wielkość poprawki otrzymuje się w tych samych jednostkach, w jakimi wyrażona jest $\Delta \lambda$.
 Znaki poprawki podaje tabela 13.

Tabela 13

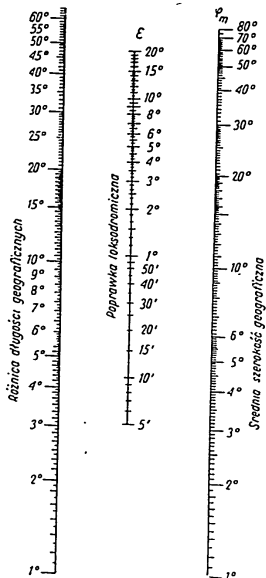
Średnia szerokość geograficzna	Statek znajduje się w stosunku do radiostacji	Znak poprawki loksodromicznej	Uwaga
północna (N)	na wschód (E)	-	W celu otrzymania namiarów loksodromicznych poprawki z podanymi znakami należy dodawać do namiarów ortodromicznych
północna (N)	na zachód (W)	+	
południowa (S)	na wschód (E)	+	
południowa (S)	na zachód (W)	-	

Wartości poprawki loksodromicznej znajdujemy w specjalnych tabelkach; możemy również posłużyć się różnego rodzaju nomogramami, wykonanymi według podanego wyżej wzoru.
 Dla przykładu na rysunku 441 przedstawiono jeden z takich nomogramów. Łącząc linijką punkty prawej i lewej skali tego nomogramu.



Rys. 440

odpowiednio do zadanych wartości różnicy długości oraz średniej szerokości statku i radiostacji, na skali środkowej odczytujemy wartość poprawki loksodromicznej.



Poprawkę tę możemy także znaleźć w tabelicy (patrz załącznik 9). Szukaną wielkość poprawki znajdujemy na przecięciu wiersza oznaczającego średnią szerokość geograficzną z kolumną podającą różnicę długości między radiostacją a statkiem. Jeżeli różnica długości jest większa od podanej w tabelicy, to trzeba ją rozłożyć na szereg składowych i znaleźć dla tych składowych poprawki zsumować uzyskując w ten sposób łączną wielkość szukanej poprawki. Na przykład poprawkę loksodromiczną dla różnicy długości 22°35' przy średniej szerokości 64°30' określimy w następujący sposób.

Stosując interpolację dla szerokości, znajdujemy poprawkę dla różnicy długości równej 10°; wynosi ona:

$$4,3 + \frac{0,2 \cdot 4,5}{5} = 4,5;$$

następnie wyszukujemy poprawkę dla 2° otrzymując wartość 0,9° i dla 30' (najbliższej 35') znajdujemy poprawkę 0,2°. A zatem szukana poprawka wyniesie razem:

$$2 \cdot 4,5 + 0,9 + 0,2 = 10,1.$$

Znak poprawki określamy zgodnie z danymi tabelicy.

Wielkość poprawki loksodromicznej można określić z grubsza mnożąc różnicę długości namierzonej radiostacji i statku (wyrażoną w stopniach) przez współczynnik K, podany w tabelicy 14.

Różnicę długości we wzorze na poprawkę loksodromiczną można zastąpić przez: odległość D radiostacji namierzonej od statku, kierunek na radiostację α_1 i średnią szerokość φ_m :

$$\Delta\lambda = S \sin \alpha_1 \sec \varphi_m.$$

Wówczas wzór na poprawkę loksodromiczną ϵ przyjmie postać:

$$\epsilon = \frac{1}{2} S \sin \alpha_1 \operatorname{tg} \varphi_m.$$

Przytoczony wzór wskazuje na to, że wielkość poprawki loksodromicznej zależy od odległości do namierzanego obiektu oraz od średniej szerokości statku i namierzonej radiostacji.

Jeżeli statek i radiostacja znajdują się na tym samym południku ($\alpha_1 = 0^\circ$ lub 180°) lub jeżeli średnia szerokość równa się zeru ($\varphi_m = 0^\circ$), wówczas poprawka loksodromiczna wynosi zero.

Przy niedużych odległościach D do namierzanego obiektu poprawka loksodromiczna ma małą wartość; można ją pominąć, jeżeli jest mniejsza od 0,3°, gdyż zwykle błędy, wynikające z niedokładności graficznych konstrukcji na mapie, są rzędu $\pm 0,3^\circ$.

W tabelicy 15 podano w milach morskich graniczne odległości, do których można nosić namiary na mapę bez uwzględniania poprawki loksodromicznej.

Tabela 14

Szerokość obszaru, w którym nosi się radionamiry na mapę [w stopniach]	Współczynnik K
33-41	0,3
41-49	0,35
49-58	0,4
58-72	0,45

Tabela 15

Średnia szerokość geograficzna Namiary loksodromiczne na radiostację	Średnia szerokość geograficzna													
	70°	65°	60°	55°	50°	45°	40°	35°	30°	25°	20°	15°	10°	5°
0° 180°	~	~	~	~	~	~	~	~	~	~	~	~	~	~
10 170 190° 350°	56	84	110	140	167	196	224	280	334	420	545	790	1130	2280
20 160 200 340	28	42	56	70	84	98	112	140	168	210	293	370	568	1140
30 150 210 330	20	29	39	49	59	69	79	98	118	147	191	260	395	800
40 140 220 320	15	23	30	38	46	53	61	76	92	114	148	200	307	620
50 130 230 310	13	19	26	32	38	45	51	64	76	96	124	170	258	520
60 120 240 300	12	17	23	29	35	41	47	58	70	87	113	154	235	470
70 110 250 290	11	16	21	26	31	36	42	52	62	78	102	137	210	420
80 100 260 280	10	15	19	24	29	34	38	48	58	72	94	127	195	390
90 270	9	14	18	23	28	32	37	46	56	69	90	122	187	375

Z tabelicy wynika, że na przykład przy żegludze na Morzu Barentsa ($\varphi = 70^\circ N$) poprawkę loksodromiczną należy uwzględniać zaczynając od odległości do radiostacji wynoszącej 9 mil (przy kierunku na radiostację równym 90° lub 270°); przy żegludze na Morzu Bałtyckim ($\varphi = 60^\circ N$) — od odległości 18 mil i na Morzu Czarnym ($\varphi = 45^\circ N$) — od odległości 32 mil.

Rozróżniamy trzy wypadki noszenia radionamirów na mapę z siatką Merkatora:

- 1) przy małych odległościach;
- 2) przy średnich odległościach;
- 3) przy dużych odległościach.

§ 3. NANOSZENIE NAMIRÓW NA MAPĘ

Opracowanie i nanoszenie namiarów na mapę przy małych odległościach. Za małe uważa się takie odległości, przy których można pominąć poprawkę loksodromiczną i na mapę nanosić bezpośrednio namiary rzeczywiste, otrzymane za pomocą radionamiernika w taki sam sposób jak namiary optyczne otrzymane za pomocą kompasu.

Jest całkowicie zrozumiałe, że w każdym konkretnym wypadku namierzenia odległość, jaką można uważać za małą, będzie zależna od średniej szerokości, kierunku na namierzany obiekt i od dokładności radionamierzenia.

Podana na stronie 349 tablica 14 pozwala ocenić, czy dana odległość należy do małych odległości, na których pomija się poprawkę loksodromiczną nie przewyższającą uzyskiwanej przy wykreślaniu dokładności nanoszenia namiarów na mapę ($\pm 0,3^\circ$). Jeżeli uwzględnimy, że dokładność radionamierzenia jest znacznie mniejsza od dokładności nanoszenia namiarów na mapę i zależnie od warunków namierzenia wynosi zwykle $\pm 1 \div 1,5^\circ$, to za małe można średnio przyjmować odległości nie przekraczające 30 ÷ 40 mil.

Opracowanie odczytu radiowego i naniesienie radionamiaru na mapę z siatką Merkatora sprowadza się w tym wypadku do następujących czynności:

1) według metod podanych w rozdziale VIII na nieruchomej skali goniometru znajdujemy radiowy kąt kursowy ($\sphericalangle KN$) i jednocześnie na kompasie odczytujemy kurs kompasowy (KK);

2) według radiowego kąta kursowego ($\sphericalangle KN$) znajdujemy w tablicach pozostałą radiodewiację (δN_0) i dodajemy ją do radiowego kąta kursowego; w wyniku otrzymujemy kąt kursowy na radiostacji:

$$\sphericalangle K = \sphericalangle KN + \delta N_0;$$

3) według odczytanego kursu kompasowego (KK) i całkowitej poprawki kompasu (ΔK) na danym kursie określamy kurs rzeczywisty (KR):

$$KR = KK + \Delta K;$$

4) aby otrzymać namiar rzeczywisty (NR), dodajemy wyniki otrzymane w punktach 2) i 3):

$$NR = KR + \sphericalangle K = KK + \Delta K + \sphericalangle KN + \delta N_0.$$

Jeżeli goniometr jest zaopatrzony w dodatkową skalę ruchomą, wówczas otrzymanie namiaru rzeczywistego sprowadza się do następujących czynności:

1) skalę ruchomą ustawiamy tak, aby punkt na tej skali odpowiadający kursowi rzeczywistemu w chwili namierzenia wskazywał zero na nieruchomej skali goniometru;

2) w zwykły sposób przeprowadzamy radionamiar i na ruchomej skali goniometru wykonujemy odczyt odpowiadający sumie kursu rzeczywistego i radiowego kąta kursowego; jednocześnie na nieruchomej skali goniometru odczytujemy radiowy kąt kursowy;

3) według odczytanego radiowego kąta kursowego znajdujemy w tablicy radiodewiację;

4) dodając do odczytu na nieruchomej skali goniometru znalezionej radiodewiację otrzymujemy namiar rzeczywisty:

$$NR = KR + \sphericalangle KN + \delta N_0.$$

Otrzymany w ten sposób namiar rzeczywisty da kierunek od statku na radiolatarnię; po naniesieniu go na mapę Merkatora otrzymamy linię prostą przechodzącą przez radiolatarnię.

Opracowanie i nanoszenie namiarów przy średnich odległościach. Za średnie uważa się takie odległości, na których wprowadzenie poprawki loksodromicznej do otrzymanych za pomocą radionamiernika namiarów rzeczywistych zapewnia wymaganą w radionawigacji dokładność wyznaczenia pozycji statku. Zwykle za średnie uważa się odległości nie przekraczające 150 ÷ 200 mil na szerokościach średnich i 200 ÷ 250 mil w pobliżu równika.

Przy rozpatrywaniu poprawki loksodromicznej (§ 2) wskazywaliśmy, że wprowadzenie tej poprawki umożliwia przejście do namiaru loksodromicznego, wygodnego do naniesienia na mapę Merkatora. Opracowanie odczytów radiowych otrzymanych przy radionamierzeniu na średnich odległościach różni się więc od opracowania odczytów dla małych odległości koniecznością wyboru odpowiedniej poprawki loksodromicznej.

Suma algebraiczna namiaru rzeczywistego, będącego namiarem ortodromicznym N_{ort} , i poprawki loksodromicznej ϵ daje namiar loksodromiczny (N_{okk}):

$$N_{okk} = N_{ort} + \epsilon.$$

Otrzymany namiar loksodromiczny nosi się na mapę Merkatora w postaci linii prostej.

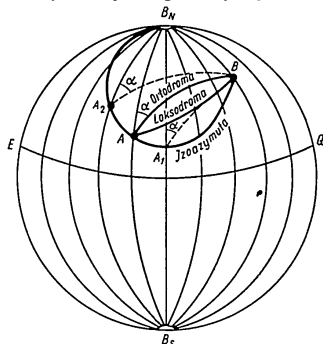
Ażeby określenie pozycji statku według namiarów na średnich odległościach było dokładniejsze, poleca się inną metodę nanoszenia namiarów na mapę Merkatora.

Spójrzmy na rysunek 442. W punkcie B na tym rysunku znajduje się radiolatarnia, a w punkcie A — statek, z którego wzięto radionamiar na radiolatarnię B. Rozchodząca się po łuku koła wielkiego fala radiowa dojdzie do statku po linii oznaczonej na rysunku jako „ortodroma”, tak że rzeczywisty namiar radiolatarni B będzie równy kątowi α .

Wyobraźmy sobie szereg obserwatorów rozmieszczonych wzdłuż ortodromy; każdy z nich usłyszy radiolatarnię B z innego kierunku, gdyż ortodroma przecina każdy południk pod innym kątem. Chcąc znaleźć miejsce geometryczne punktów na ziemi, z których radionamiar latarni B miałby stałą wartość równą kątowi α , musimy wszystkie te punkty rozlokować poza zewnętrzną ortodromę. Jak widać z rysunku 442, krzywa równych azymutów (izoazymuta) w tym wypadku przejdzie przez radiolatarnię i przez biegun ziemi. Obserwatorzy znajdujący się w punktach A, A₁ i A₂ usłyszą radiolatarnię B z tego samego kierunku, tworzącego z południkiem kąta α . Krzywe przerywane A₁B i A₂B są ortodromami.

A zatem krzywa równych azymutów, czyli izoazymuta, jest to miejsce geometryczne punktów na ziemi, w których namierzana radio-

latarnia jest słyszana z tego samego kierunku. Inaczej mówiąc, izoazymuta jest miejscem geometrycznym wierzchołków stałego kąta sferycznego, utworzonego przez południk i ortodromę przechodzącą przez radiolaternię.



Rys. 442

Badanie krzywej równych azymutów wskazuje, że jest ona zwrócona swoją wypukłością w stronę przeciwną niż ortodroma i tworzy z tą ostatnią kąt zbliżony do podwójnej poprawki loksodromicznej; obie więc krzywe — ortodroma i izoazymuta — układają się symetrycznie w stosunku do loksodromy. Na rysunku 443 pokazano wzajemne położenie ortodromy, loksodromy i izoazymuty na mapie Merkatora (dla szerokości północnej).

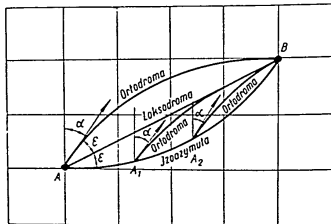
A zatem rzeczywiste położenie statku będzie na linii równych azymutów i dlatego w celu dokładnego wyznaczenia

pozycji statku przy wykonywaniu konstrukcji na mapie trzeba nanieść także izoazymutę lub przynajmniej jej część.

Nanosząc na mapę namiary przy małych odległościach pomijaliśmy poprawkę loksodromiczną i przyjmowaliśmy, że przy odległościach 30÷40 mil ortodroma, loksodroma i izoazymuta pokrywają się.

Przy nanoszeniu namiarów na średnich odległościach w pierwszym przybliżeniu ograniczyliśmy się do wprowadzenia poprawki loksodromicznej i do nanoszenia na mapę namiaru loksodromicznego, to jest przy odległościach 150÷250 mil założyliśmy, że izoazymuta pokrywa się z loksodromą.

Obecnie zapoznamy się z dokładniejszymi metodami nanoszenia na mapę Merkatora odcinka izoazymuty. Na rysunku 444 punkty B_1 i B_2 przedstawiają położenia radiolaterni, których namiary α_1 i α_2 wyznaczono na statku znajdującym się w pozycji zliczonej A_1 . Jeżeli

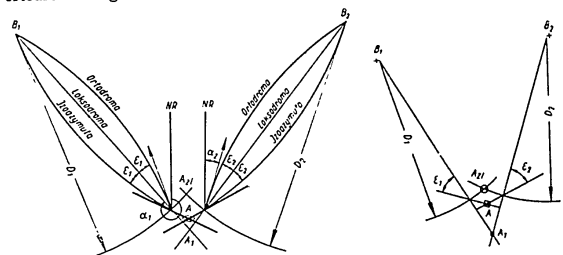


Rys. 443

namiary α_1 i α_2 skorygujemy za pomocą poprawek loksodromicznych ϵ_1 i ϵ_2 , otrzymamy namiary loksodromiczne radiolaterni B_1 i B_2 . Nanosząc te namiary na mapę otrzymamy w pierwszym przybliżeniu pozycję statku w punkcie A_1 .

W celu naniesienia na mapę odcinka izoazymuty postępujemy w następujący sposób. Na każdym z namiarów loksodromicznych zakreślamy cyrklem łuk D_1 i D_2 o promieniu równym odległości odpowiedniej radiolaterni od pozycji zliczonej statku i przez otrzymane punkty przecięcia prowadzimy styczne do izoazymutu pod kątem ϵ_1 i ϵ_2 do loksodromicznych namiarów radiolaterni B_1 i B_2 . Styczne te przyjmujemy za odcinki izoazymutu; jeżeli namierzanie radiolaterni przeprowadzono jednocześnie, przecięcie stycznych wyznacza na mapie pozycję statku (punkt A).

Znak poprawki loksodromicznej przy przejściu od namiaru loksodromicznego do izoazymuty będzie taki sam, jak przy przejściu od namiaru ortodromicznego do loksodromicznego.



Rys. 444

Rys. 445

Rysunek 445 przedstawia konstrukcję graficzną wykonaną bezpośrednio na mapie Merkatora.

W wypadku gdy otrzymana według radionamierów pozycja statku różni się znacznie od zliczonej, należy wszystkie obliczenia i konstrukcje na mapie przeprowadzić od nowa, przyjmując otrzymany punkt za pozycję zliczoną statku.

Rozpatrzonego metoda nanoszenia odcinka izoazymuty na mapę Merkatora jest jedną z prostszych, lecz nie jedyną.

Nanoszenie namiarów na mapę przy dużych odległościach. Przy braniu namiarów na odległościach przekraczających odległości średnie (150÷250 mil) podana wyżej metoda nanoszenia odcinków izoazymuty nie jest wystarczająco dokładna, wobec czego trzeba zastosować analityczne obliczenie położenia odcinka izoazymuty za pomocą wzorów z trygonometrii przestrzennej.

Ponieważ jednak w nawigacji morskiej radionamierzania na dużych odległościach praktycznie nie stosuje się, nie będziemy rozpatrywali tego typu metod.

Nanoszenie namiarów na mapę o rzucie gnomonicznym. W wypadkach gdy powstaje konieczność uwzględniania poprawki łóksodromicznej, wygodnie jest posługiwać się przy nanoszeniu namiarów specjalnymi mapami wykonanymi w rzucie środkowym, który przyjęto nazywać rzutem gnomonicznym.

Mapy o rzucie gnomonicznym mają tę właściwość, że łuk poła wielkiego, o dowolnej długości i kierunku, ma na nich postać linii prostej. Dzięki temu są one nadzwyczaj wygodne, gdyż przy odległościach między statkiem i radiostacją wynoszących do 600 mil morskich namiary można na nie nanosić bez żadnych poprawek.

§ 4. OKREŚLANIE POZYCJI STATKU NA MORZU PRZY UŻYCIU RADIONAMIERNIKA

Nawigator posługując się zainstalowanym na statku radionamiernikiem ma możliwość określania pozycji statku na pełnym morzu którąś z następujących metod: według trzech lub dwóch namiarów, według dwóch nierównoczesnych namiarów, według dwóch kątów między trzema radiostacjami, według namiaru i odległości do radiostacji itd.

Jak już wspominaliśmy, radiookreślanie można przeprowadzać przy dowolnych warunkach widzialności i na odległościach wielokrotnie przewyższających odległości zwykłego namierzania optycznego.

Określanie pozycji statku według trzech i dwóch namiarów. Określenie pozycji statku według trzech namiarów można przeprowadzać wtedy, gdy statek znajduje się w zasięgu działania trzech radiostacji (radiolantarni). Aby móc wziąć namiary na te radiostacje, trzeba znać częstotliwość (długość fali), na której one pracują, czas pracy i charakter namierzanych sygnałów. Następnie do dziennika nawigacyjnego wpisuje się nazwę radiostacji i inne dane, znane przed wykonaniem namiaru, nastroja się odbiornik na żadaną częstotliwość (długość fali) i przystępuje się do namierzania. Kolejność manipulacji przy namierzaniu jest uzależniona od układu radionamiernika i zwykle podana jest w dołączonej do niego instrukcji.

Dla przykładu na rysunku 446 przedstawiono naniesienie na mapę namiarów trzech radiostacji. Gdyby otrzymane namiary były bezwzględnie dokładne, wówczas przecinałyby się one w jednym punkcie. Jednakże wskutek błędów radionamiernika może powstać trójkąt błędów, którego wielkość, jak wiadomo, stanowi w pewnym stopniu kryterium dokładności wyznaczenia pozycji.

Aby uniknąć błędów mogących powstać w wyniku nieuwzględnienia poruszania się statku, wykonane namiary należy sprowadzić do jednego momentu czasu. W tym celu należy najpierw wziąć odczyt radiowy pierwszej stacji q_1 , następnie drugiej stacji q_2 i dalej trzeciej stacji q_3 , notując przy tym czas i wskazania logu. Następnie w równych w przybliżeniu odstępach czasu należy wziąć powtórnie odczyt radiowy drugiej radiostacji q_2 i odczyt radiowy pierwszej radiostacji q_1 . Każdy z pięciu odczytów radiowych koryguje się osobno, po czym oblicza się średnie arytmetyczne namiarów pierwszej i drugiej stacji.

Przy określaniu pozycji statku według dwóch radiostacji, dla sprowa-

dzenia odczytów do jednego momentu czasu namiar pierwszej radiostacji wykonuje się dwukrotnie — przed i po namierzeniu drugiej radiostacji.

Sprowadzenie odczytu do jednego momentu czasu nie wyklucza jednak całkowicie błędów spowodowanych poruszaniem się statku podczas wykonywania odczytów. Dlatego przy wyznaczaniu pozycji statku według trzech lub dwóch namiarów pożądane jest uwzględnienie poruszania się statku.

Druga cecha szczególna określania pozycji według dwóch lub trzech namiarów polega na tym, że każdy z wziętych odczytów radiowych ma inny znak i wielkość poprawki, a ponadto błędy namiarów otrzymanych za pomocą radionamiernika różnią się zasadniczo swoim charakterem od błędów występujących przy optycznym namierzaniu obiektów nadbrzeżnych za pomocą kompasu.

Na przykład przy określaniu pozycji według dwóch lub trzech namiarów każdy z nich będzie zawierał błąd o różnej wielkości i różnym znaku, podczas gdy w wypadku określania pozycji według dwóch lub trzech namiarów wziętych za pomocą kompasu największe błędy, pochodzące zwykle od niedokładnej znajomości poprawki tego kompasu, mają z reguły ten sam znak i tę samą wielkość bezwzględną. Zmusza to obserwatora do krytycznego podchodzenia do wyznaczonej według namiarów pozycji statku nawet w tym wypadku, gdy namiary przecinają się w jednym punkcie, albo gdy ich przecięcie daje mały trójkąt błędów; rzeczywiste miejsce statku w tym wypadku może bowiem znajdować się z dala od miejsca określonego przez obserwatora.

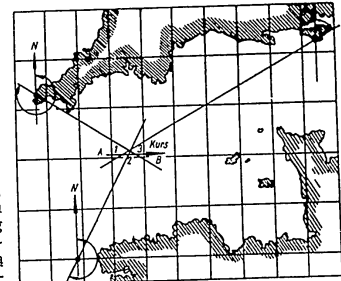
Z tego powodu analizując dokładność pozycji statku otrzymanej według dwóch lub trzech namiarów należy postępować następująco: zakładając na przykład, że możliwy błąd każdego oddzielnie otrzymanego namiaru nie przekracza pewnej dokładnie określonej wielkości, z każdej radiostacji odkłada się dwa namiary, różniące się od otrzymanych wyników obserwacji o wielkość tego możliwego błędu.

Na przykład przy określaniu pozycji według dwóch namiarów (rys. 447) odwrotne namiary ze stacji A wynoszą 80° , a ze stacji B 170° ; możliwy błąd równa się $\pm 1^\circ$. Nanosimy ze stacji A dwa namiary:

$$80^\circ - 1^\circ = 79^\circ \text{ i } 80^\circ + 1^\circ = 81^\circ$$

oraz ze stacji B:

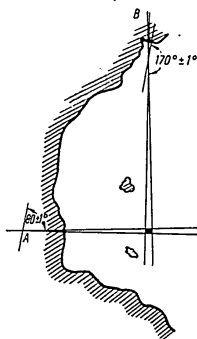
$$170^\circ - 1^\circ = 169^\circ \text{ i } 170^\circ + 1^\circ = 171^\circ.$$



Rys. 446

Statek będzie w tym wypadku znajdował się wewnątrz zakreślonego czworokąta. Na podstawie rysunku 447 możemy sformułować wniosek, że przy pozostałych warunkach jednakowych powierzchnia czworokąta będzie tym mniejsza, a zatem pozycja będzie określona tym dokładniej, im bliższy 90° będzie kąt między namiarami.

Przy określaniu pozycji według trzech namiarów powierzchnia prawdopodobnego położenia statku jest dzięki trzeciemu namiarowi kontrolnemu z reguły mniejsza niż przy określaniu według dwóch namiarów. Najdokładniej można wyznaczyć pozycję statku wtedy, gdy sąsiednie radiostacje znajdują się względem statku pod kątem 60° .



Rys. 447

Określanie pozycji według dwóch kątów. Częstość błędów przy radionamierzaniu mogą wynikać z tego, że poprawka kompasu, według którego określa się kurs w chwili radionamierzania, nie jest wyznaczona wystarczająco dokładnie. W tym wypadku zaleca się znany w nawigacji sposób określania pozycji według dwóch kątów poziomych między trzema obiektami; w tym celu trzeba wykonać namiary nie mniej niż trzech radiostacji. Obserwacje należy przeprowadzać możliwie jak najszybciej i koniecznie sprowadzić je do jednego momentu czasu. Obliczone kąty między namiarami nanosi się na kalkę i przy niewielkich odległościach między statkiem a radiostacjami pozycję statku wyznacza się w taki sam sposób jak w wypadku określania pozycji z dwóch kątów poziomych mierzonych sekstantem. Zamiast kalki można użyć protractora.

Przy odległościach większych niż $30 \div 40$ mil morskich trzeba uwzględnić krzywiznę odwzorowania łuku koła wielkiego. Zadanie to można rozwiązać rozmaitymi sposobami.

Dla przykładu zatrzymamy się na jednym z takich sposobów. Na rysunku 448 w punktach A, B i C znajdują się namierzone radiostacje, punkt K zaś oznacza statek. Punkty A, B i C połączone liniami prostymi z punktem K oraz przeprowadzono przez nie łuki kół wielkich. Kąty D_1 i D_2 są kątami przy punkcie K między odwzorowaniami łuków kół wielkich; kąty między łoksdromami przy tym samym punkcie K oznaczono przez α i β .

Po znalezieniu za pomocą określonych kątów przestrzennych D_1 i D_2 przybliżonej pozycji statku obliczamy w zwykły sposób poprawki łoksdromiczne ϵ_A , ϵ_B i ϵ_C dla wszystkich trzech namiarów. Jak widać z rysunku 448, kąty α i β między namiarami łoksdromicznymi KA i KB oraz KB i KC można znaleźć odpowiednio według wzorów:

$$\alpha = D_1 + (\epsilon_B - \epsilon_A)$$

$$\beta = D_2 + (\epsilon_C - \epsilon_B)$$

Z wzorów tych wynika, że poprawka każdego kąta D_1 i D_2 równa się różnicy algebraicznej poprawek łoksdromicznych obu kątów zgodnie z ogólną regułą: poprawki prawej strony (kierunku) minus poprawki lewej strony (kierunku).

Po znalezieniu kątów α i β przechodzimy do wyznaczenia pozycji statku K posługując się w tym celu kalką lub protractorem.

Wyznaczanie pozycji według dwóch nierównoczesnych namiarów. Wyznaczanie pozycji według dwóch nierównoczesnych namiarów przeprowadza się w tym wypadku, gdy ze statku można wykonać namiar tylko jednej radiostacji, do której nie można określić odległości. Przy wyznaczaniu pozycji według tej metody, trzeba uważać, aby:

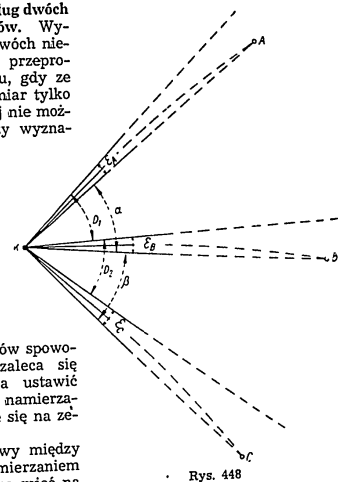
- namiarowanie było możliwie najdokładniejsze (w wypadku namierzania na minimum, to ostatnie powinno być możliwie wyraźne);
- obliczenie i nanoszenie wyników na mapę wykonane było bezbłędnie.

W celu uniknięcia błędów spowodowanych radiodewiacją zaleca się w momencie namierzania ustawić statek w pozycji, w której namierzana radiostacja znajduje się na zerowym kącie kursowym.

Przy określaniu przerwy między pierwszym i drugim namierzaniem tej samej radiostacji trzeba mieć na uwadze to, że powtórne radionamierzanie przeprowadza się dopiero wówczas, gdy namiar na radiostację zmienia się nie mniej niż o 30° . Ponieważ przerwa ta może być bardzo duża, trzeba pamiętać o dokładnym określeniu przebytej odległości i uwzględnić dryf i prąd.

Przy namierzaniu na dużych odległościach od radionadajnika i przy niewystarczającej znajomości prądu wyznaczenie pozycji według dwóch nierównoczesnych namiarów trzeba uważać za niedokładne i uznać jedynie za przybliżone.

Radioakustyczna metoda wyznaczania pozycji. Pozycję statku na morzu można wyznaczyć posługując się jednocześnie sygnałami akustycznymi i radiowymi. Na rysunku 449 w punkcie A znajduje się radionadajnik; przyjmując, że został on namierzony za pomocą radionamiernika okrętowego, możemy uważać, że statek znajduje się na prostej AB. Dokładniej-

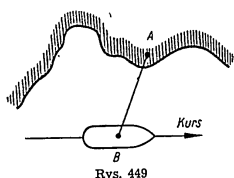


Rys. 448

szere określenie punktu położenia statku na tej prostej jest jednak przy posługiwaniu się jedną tylko radiostacją niemożliwe; niezbędne jest do tego przeprowadzenie jeszcze jakiejś pomocniczej obserwacji. W tym celu łączne radiostacje znajdujące się na brzegu lub na pływających latarniach i przeznaczone do radionamierzenia ze statków (radiolatarnie) są jednocześnie automatycznymi urządzeniami pracującymi synchronicznie z podwodnymi, a niekiedy z nadwodnymi nadajnikami dźwiękowymi.

Biorąc pod uwagę, że prędkość rozchodzenia się fal radiowych równa się w przybliżeniu 300 000 km/sek, możemy praktycznie uważać, że sygnał radiowy wysłany z punktu A będzie natychmiast odebrany na statku znajdującym się w punkcie B. Przy wysłaniu z punktu A sygnału akustycznego możemy, znając prędkość rozchodzenia się dźwięku, obliczyć, w jakim czasie dźwięk przebędzie drogę z punktu A do punktu B.

Przypuśćmy, że odległość między punktami wynosi 20 mil morskich, a prędkość rozchodzenia się dźwięku w powietrzu wynosi w przybliżeniu



Rys. 449

322 m/sek. A zatem sygnał wysłany z punktu A dojdzie do punktu B po 111 sek, to jest po 1 min 51 sek. Jeżeli z punktu A zostanie wysłany sygnał hydroakustyczny, którego prędkość rozchodzenia się wynosi 1435 m/sek, wówczas przy tej samej odległości dojdzie on do punktu B w przybliżeniu po 26 sek.

Przypuśćmy, że z punktu A zostanie jednocześnie wysłany sygnał radiowy i hydroakustyczny. Sygnał radiowy zostanie przyjęty w punkcie B praktycznie w tej samej chwili, w której został wysłany, natomiast sygnał hydroakustyczny zostanie odebrany przez hydrofon dopiero po pewnym okresie czasu, równym:

$$t = \frac{d}{v},$$

gdzie

d — odległość między statkiem i nadajnikiem dźwiękowym;
 v — prędkość rozchodzenia się fali dźwiękowej w wodzie.

Znając czas wysłania sygnału hydroakustycznego t_1 (moment odbioru sygnału radiowego) oraz czas przyjęcia sygnału t_2 , możemy ustalić odległość między punktami A i B:

$$d = (t_2 - t_1)v.$$

Ponieważ namiar radiostacji jest znany, więc odkładając w tym kierunku z punktu A otrzymaną odległość znajdujemy pozycję statku (punkt B). Praktycznie przy wyznaczaniu odległości do radiolatarni mierzenie na stoperze czasu między odebraniem sygnału radiowego i odebraniem sygnału hydroakustycznego nie jest konieczne. Jeżeli na przykład prędkość rozchodzenia się sygnału hydroakustycznego wynosi 0,775 mili morskiej na sekundę, wówczas sygnał dźwiękowy przebędzie jedną milę w czasie $\frac{1}{0,775} = 1,29$ sek. Przy wysłaniu przez radiostację jednocześnie

dwóch sygnałów (kropki) — drogą radiową i metodą hydroakustyczną — kropki wysyłane przez radio następują w odstępach czasu równych czasowi przebywania przez sygnał hydroakustyczny odległości równej jednej mili.

Przy takim systemie nadawania sygnałów ilość kropek odebranych przez radio do chwili odebrania sygnału hydroakustycznego odpowiada ilości mil, jakie dzielą statek od radiostacji. Zasadę tę wykorzystano w niektórych radiolatarniach, gdzie nadawanie sygnałów radiowych odbywa się za pomocą zapisu gramofonowego. Na płycie gramofonowej nagrano szereg następujących po sobie cyfr, według których operator orientuje się w odległości, jaka dzieli go od radiostacji.

Znane są jeszcze inne odmiany nadawania synchronicznych sygnałów radiowych i akustycznych. Bliższe wiadomości o działaniu takich stacji i posługiwaniu się nimi podają podręczniki nawigacyjne.

Oprócz rozpatrzonych sposobów określania pozycji za pomocą radionamierzenia, w praktyce nawigacyjnej można spotkać inne wypadki zastosowania radionamiernika okrętowego.

Prowadzenie statku na cel radionamierzenia. Jednym z ważnych zadań nawigacyjnych jest prowadzenie statku na latarnię pływającą wyposażoną w radionadajnik (radiolatarnię) lub zbliżanie się do statku znajdującego się w niebezpieczeństwie, który może nadawać sygnały radiowe. W wypadku prowadzenia statku na pracującą radiostację po wykonaniu namiaru i wyznaczeniu strony odebranego sygnału radiowego statek zwraca się w kierunku radiostacji tak, aby odczyt radiowy na pierścieniu azymutalnym radionamiernika lub skali goniometru był równy zeru, to jest aby rąm diostacja znalazła się na wprost dziobu statku. Następnie notuje się kurs i trzyma się na nim statek, sprawdzając okresowo prawidłowość kursu za pomocą radionamiernika. Sprawdzanie to jest niezbędne, ponieważ przy ustalym kursie statek idzie po łoksodromie, podczas gdy przy radionamierzeniu odczytuje się namiar ortodromiczny. Ponadto trzeba poprawiać kurs z powodu zmoszenia statku przez prąd, wiatr i fale. Odległość, przy której można się posługiwać danym sposobem prowadzenia statku, zależy od mocy radiostacji.

Dzięki wyeliminowaniu poprawki kompasu, minimalnej wielkości radiodewiacji i ostrzejszemu minimum, które występuje przy zerowych kątach kursowych (w wypadku wykonywania namiaru przy minimum słyszalności), rozpatrzony wypadek prowadzenia statku na cel radionamierzenia jest najdokładniejszy. Przy posługiwaniu się tą metodą należy stosować dodatkowe środki orientacyjne (sonde, sygnały akustyczne, radiolokacje), zapobiegające zderzeniom z latarniami pływającymi i statkami oraz chroniące statek przed uderzeniami o skały podwodne itp.

Wyznaczanie chwili bezpiecznego zwrotu. W nawigacji spotyka się wypadki, gdy trzeba wyznaczyć moment bezpiecznego zwrotu statku na nowy kurs.

Jeden z takich przykładów przedstawiono na rysunku 450. Idąc kursem KK byłoby niebezpiecznie przejść na nowy kurs wcześniej, zanim kąt kursowy obiektu A będzie równy lub nieco mniejszy od α_m .

Jeżeli w punkcie A znajduje się radiolatarnia, określenie chwili przej-

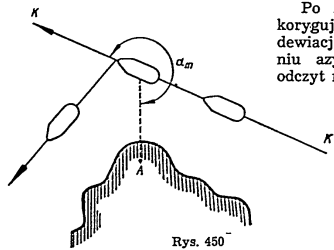
ścia statku na nowy kurs możliwe jest również przy braku widzialności obiektu.

W tym celu nanosi się na mapę namiar rzeczywisty z tej radiolatarni, wyznaczający punkt zwrotu, i według tego namiaru oblicza się kąt kursowy zgodnie z wzorem:

$$\alpha_m = \alpha_0 - KR,$$

gdzie

α_m — kąt kursowy na radiolatarni;
 α_0 — namiar rzeczywisty (odczytany z mapy Merkatora), zwany namiarem niebezpieczeństwa;
 KR — kurs rzeczywisty statku.



Rys. 450

Następnie, idąc kursem KK znajdujemy moment, w którym słyszalność sygnałów radiolatarni maleje do zera. Jeżeli statek znajduje się dokładnie na danym kursie KK i zanik słyszalności w radionamierniku wyznaczono prawidłowo, można rozpocząć zwrot na nowy kurs.

Po znalezieniu kąta kursowego koryguje się go poprawką na radiodewiację i wyznacza się na pierścieniu azymutalnym radionamiernika odczyt radiowy:

$$q_0 = \alpha_m - \delta N_0,$$

gdzie:

q_0 — odczyt radiowy odpowiadający namiarowi niebezpieczeństwa;
 δN_0 — radiodewiacja.

Według otrzymanego odczytu radiowego ustawia się ramę lub cewkę szukającą goniometru.

Rozdział XIV

INNE BŁĘDY RADIONAMIERNIKA

§ 1. ZAKŁÓCENIA

Przy rozpatrywaniu charakterystyki kierunkowej ramy wskazywaliśmy, że słyszalność namierzanych sygnałów radiowych równa jest zeru jedynie w punktach odpowiadających położeniu ramy prostopadłemu w stosunku do kierunku rozchodzenia się fal radiowych.

Praktycznie jednak szumy własne odbiornika, zakłócenia atmosferyczne i przemysłowe oraz sygnały radiostacji zakłócających, które mogą być słyszane w słuchawkach odbiornika, utrudniają wyznaczenie punktu słyszalności zerowej, stając się tym samym powodem błędów przy wykonywaniu odczytu na pierścieniu azymutalnym radionamiernika.

W celu wyjaśnienia wpływu zakłóceń na dokładność radionamierzenia posłużymy się rysunkiem 451. Dwa styczne okręgi o średnicy U_m , przedstawiają na nim charakterystykę kierunkową ramy, okrąg zaś o promieniu U_z przedstawia napięcie zakłóceń. Wielkość promienia U_z nie zależy od azymutu sygnału.

Wskutek zakłóceń na charakterystyce kierunkowej ramy powstaje kąt milczenia φ . W granicach tego kąta sygnały nie będą słyszane, ich napięcie bowiem jest pokryte przez napięcie zakłóceń.

Połączywszy na rysunku 451 końce wektorów U_m i U_z linią prostą otrzymamy:

$$\frac{U_z}{U_m} = \sin \frac{\varphi}{2};$$

stąd

$$\varphi = 2 \arcsin \frac{U_z}{U_m},$$

gdzie

φ — kąt milczenia, w stopniach;
 U_z — napięcie zakłóceń;
 U_m — amplituda napięcia sygnału przy ustawieniu ramy w położeniu maksymalnej słyszalności.

Wzrost kąta milczenia zmniejsza dokładność namierzania wskutek zwiększenia się błędów, który można określić z wzoru:

$$\sigma_m = \pm \frac{\varphi}{4},$$

gdzie

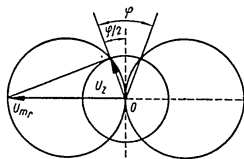
σ_m — maksymalny błąd, równy jednej czwartej kąta milczenia, w stopniach.

Dlatego przy namierzaniu zaleca się wykorzystywać jedynie te sygnały radiowe, które dają nieduży kąt milczenia.

Ponieważ SEM sygnału określa się równaniem:

$$U_{m_r} = E_m \frac{2\pi NS}{\lambda} \cos \Theta,$$

więc dzięki liniowej zależności między kątem milczenia a stosunkiem zakłócenie $\left(\frac{U_z}{U_{m_r}}\right)$, przy stałych N (liczba zwojów) i S (powierzchnia ramy) oraz przy danej długości fali λ i poziomie zakłóceń U_z , kąt milczenia będzie odwrotnie proporcjonalny do natężenia pola E_m namierzonej radiostacji. Na rysunku 452 przedstawiono otrzymaną doświadczalnie dla jednego z radionamierników krzywą zależności kąta mil-

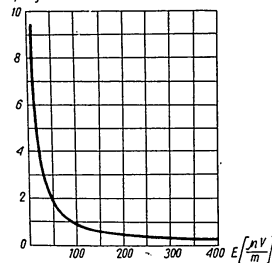


Rys. 451

czenia od natężenia pola przy słabych zakłóceniach. Charakteryzuje się ona tym, że w dowolnym jej punkcie iloczyn natężenia pola i kąta milczenia jest wielkością stałą, wynoszącą w danym wypadku 93. Iloczyn ten nosi nazwę modułu czułości radionamiernika i wyraża się w $\left[\frac{\mu V}{m}\right] \cdot [^\circ]$.

Wielkość modułu czułości obecnie stosowanych radionamierników okrętowych waha się w przybliżeniu w granicach od 25 do 100. Im mniejszy jest moduł, tym czulszy jest radionamiernik i na odwrót.

Na zakończenie trzeba zaznaczyć, że kąt milczenia zależy nie tylko od stosunku $\frac{\text{zakłócenie}}{\text{sygnał}}$, ale także od progu czułości ucha operatora.



Rys. 452

Zakłócenia zwiększają kąt milczenia wtedy, gdy poziom ich przewyższa próg czułości. Jeżeli natomiast poziom zakłóceń jest niższy od progu czułości ucha operatora, wówczas błędy powstające w związku ze wzrostem kąta milczenia zależą od indywidualnych właściwości operatora. Błędy te przyjęto nazywać błędami indywidualnymi.

§ 2. BŁĘDY BRZEGOWE

W wyniku licznych obserwacji stwierdzono, że przy namierzaniu radiostacji brzegowych powstają błędy sięgające kilku stopni. Błędy te otrzymano nazwę refrakcji brzegowej albo efektu brzegowego.

W oparciu o fałszywą z gruntu teorię Zennecka o różnicy prędkości rozchodzenia się fal radiowych nad lądem i nad morzem przez długi okres uważano, że refrakcja brzegowa, analogicznie do zwykłego załamania się światła, jest spowodowana przez załamanie się promienia radiowego na granicy lądu i morza, a zatem może być obserwowana z dowolnej odległości od brzegu.

Badania rozchodzenia się fal radiowych przeprowadzone przez wybitnych uczonych radzieckich, M. A. Leontowicza, W. A. Foka, G. A. Grinberga, J. L. Fejnberga i innych, pod kierownictwem L. I. Mandelsztama i N. D. Papaleksiego, obalili fałszywą teorię Zennecka i stały się podstawą prawdziwej naukowej teorii rozchodzenia się fal radiowych, a w szczególności teorii błędów brzegowych (refrakcji brzegowej).

Najnowsze badania dowiodły, że błędy brzegowe powstają w wyniku zmiany fazy pola elektromagnetycznego przy rozchodzeniu się fal radiowych nad powierzchnią niejednorodną (ląd — morze) oraz wskutek nierówności powierzchni (wzgórza, wąwozy, budowle itp.).

W związku z tym błąd brzegowy namiaru składa się z błędu brzegowego podłoża i błędu brzegowego rzeźby terenu.

Wielkość błędów brzegowych zależy od kąta, pod jakim promień przecina linię brzegu, od odległości do brzegu i od wielkości odcinków drogi przebywanej przez fale radiowe nad lądem i nad morzem.

W miarę jak zmniejsza się kąt między kierunkiem promienia radiowego i linią brzegu, błędy brzegowe wzrastają. Przy kątach większych od 60° — 70° błędy te są praktycznie nie do zauważenia. Ze wzrostem odległości od lądu błędy maleją i przy znacznych odległościach całkowicie zanikają.

Błędy brzegowe namiaru maleją także ze wzrostem odcinka drogi przebywanej nad morzem w stosunku do odcinka nad lądem (to jest ze zmniejszeniem odległości radiostacji nadawczej od brzegu).

Specjalne informatory podają sektory bezbłędnego namierzania dla większości radiostacji brzegowych. W wypadku kiedy nie ma tych danych, nie należy, znajdując się w małej odległości od lądu, namierzać radiostacji, jeżeli linia łącząca statek z radiostacją przecina linię brzegu pod kątem mniejszym niż 20° lub też jeżeli na pewnym odcinku ślizga się wzdłuż brzegu, zwłaszcza jeśli jest on silnie wzniesiony, na przykład górzysty.

§ 3. BŁĘDY POLARYZACJI

Fale średnie wykorzystywane w radionamierzeniu okrętowym charakteryzują się — jak wiadomo — tym, że w ciągu dnia energia elektromagnetyczna rozchodzi się jedynie za pośrednictwem fal przyziemnych. Nocą, w związku ze zmniejszeniem się słońca w jonosferze, sygnały radiowe rozchodzą się zarówno za pośrednictwem fal przyziemnych, jak i przestrzennych. A zatem w nocy na ramę radionamiernika oddziałują jednocześnie dwa pola: rozchodzące się przy powierzchni ziemi pole fali przyziemnej i odbite od jonosfery pole fali przestrzennej.

Gdyby fale odbite miały polaryzację normalną, to jest gdyby wektor pola elektrycznego znajdował się w płaszczyźnie rozchodzenia się, a wektor pola magnetycznego był do niej prostopadły, wówczas przy radionamierzeniu nie powstałyby błędy spowodowane obecnością odbitych fal przestrzennych. Praktycznie jednak odbite od jonosfery fale radiowe powracają na ziemię z reguły spolaryzowane nienormalnie, to jest wektor pola elektrycznego fali odbitej nie leży już w płaszczyźnie rozchodzenia się, a wektor pola magnetycznego zachowując położenie prostopadłe w stosunku do wektora pola elektrycznego nie jest już prostopadły do płaszczyzny rozchodzenia się. Powoduje to powstanie tak zwanych błędów polaryzacji, tym większych, im bardziej nachylona jest płaszczyzna polaryzacji (to jest płaszczyzna, w której leżą wektory E i H) w stosunku do swego normalnego położenia.

Ponieważ polaryzacja może się szybko zmieniać, radionamiernik z ramą, na którą działają fale odbite od jonosfery, będzie w ciągu nocy dawał błędy o wielkości zmieniającej się w takt ze zmianami ukształtowania jonosfery. Szczególnie silnie będą występowały te błędy w chwilach poprzedzających wschód i zachód słońca, gdy jonosfera doznaje gwałtownych zmian. Ponadto błędom polaryzacji towarzyszy często znaczne stepienie minimum słyszalności, które nie zawsze daje się wyeliminować za pomocą metod stosowanych przy kompensacji efektu antenowego ramy.

Ze względu na to, że błędy polaryzacji powstają przy radionamierzeniu w nocy, w praktyce nazywa się je często efektem nocnym lub błędami nocnymi.

Trzeba zaznaczyć, że efekt nocny występuje nie zawsze. Bywają wypadki, gdy przy radionamierzeniu w nocy jest on jedynie nieznaczny, a niekiedy nie występuje wcale. Im dłuższa jest fala, na której wykonuje się radionamierzenia, tym mniejszy jest efekt nocny. Decydującym czynnikiem wpływającym na wielkość błędów polaryzacji jest odległość od namierzanej radiostacji do namiernika. Przy namierzeniu na dużych odległościach, gdy pole fali przyziemnej znacznie maleje, a pole przestrzennej fali odbitej dzięki nieznacznym stratom w jonosferze ma duże natężenie, błędy polaryzacji mogą dochodzić do $\pm 90^\circ$.

Przy małych odległościach, gdy natężenie pola fali przyziemnej znacznie przewyższa natężenie pola fal odbitych, efekt nocny wyraźnie maleje i może nawet wcale nie występować.

Na rysunku 453 przedstawiono wykres błędów polaryzacji w zależności od odległości do namierzanej radiostacji. Wykres wykonany jest na podstawie obliczenia natężenia pól przyziemnej i odbitej fali radiowej dla wypadku rozchodzenia się nad lądem. Z wykresu wynika, że przy namierzeniu na małych odległościach błędy polaryzacji praktycznie można pomi-

nać, gdyż dla odległości do 20 mil morskich błąd nie przekracza ułamków stopnia.

Przy rozchodzeniu się fal radiowych nad morzem fala przyziemna jest mniej tłumiona niż nad lądem, wskutek czego natężenie jej pola jest dużo większe. Dlatego przy radionamierzeniu na morzu błędy polaryzacji są mniejsze niż przy namierzeniu na lądzie. Potwierdzają to liczne obserwacje praktyczne.

I tak na przykład przy namierzeniu na morzu na falach średnich nie zaobserwowano błędów polaryzacji na odległościach do 25 – 30 mil morskich od nadajnika. Dlatego w strefie, w której występuje silne oddziaływanie na radionamiernik pola fali przyziemnej, radionamierzenie można wykonywać w ciągu całej doby nie biorąc pod uwagę błędów polaryzacji.

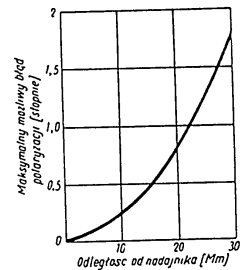
Praktyka również wykazuje, że radionamierzenie można wykonywać w nocy na odległościach do 80 mil morskich, lecz należy liczyć się z możliwą niedokładnością namiarów. Przy odległościach większych od 80 mil morskich błędy mogą osiągać duże wartości, dlatego na takich odległościach nie należy brać radionamiarów.

W wyniku licznych spostrzeżeń praktycznych, dotyczących radionamierzenia w warunkach morskich, można sformułować następujące wnioski:

- w ciągu dnia przy pracy w zakresie fal średnich radionamierzenie można prowadzić na dowolnych, praktycznie możliwych odległościach, nie uwzględniając błędów polaryzacji;
- w celu otrzymania dokładnych wyników nie należy namierzać w nocy radiostacji oddalonych o więcej niż 25 – 30 mil morskich; jeżeli przy namierzeniu nocnym otrzymane wyniki nie muszą być specjalnie dokładne, wówczas można namierzać radiostacje oddalone do 70 – 80 mil morskich, z tym jednak że radionamiary będą wykonywane na długofalowej części zakresu;
- jeżeli w nocy powstanie konieczność namierzenia znacznie oddalonej radiostacji, wówczas namierzenie trzeba przeprowadzać co najmniej przez 10 – 15 min i jako rezultat przyjąć wartość średnią z otrzymanych odczytów;
- należy pamiętać, że efekt nocny występuje szczególnie silnie przed oraz po zachodzie i wschodzie słońca, gdy w jonosferze zachodzą szczególnie silne zmiany.

§ 4. ELIMINOWANIE BŁĘDÓW POLARYZACJI

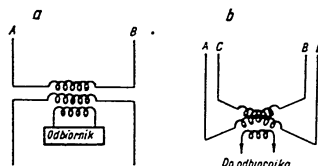
W celu wyeliminowania błędów polaryzacji stosuje się specjalne układy namierzenia. Na największą uwagę zasługuje układ anten rozsuniętych i układ namierzenia impulsowego.



Rys. 453

Układ anten rozsuniętych (syst. „Adcock” — przyp. tłum.). W układzie tym radionamiernik ma zamiast zamkniętej ramy dwie oddalone anteny pionowe A i B, obracające się wokół wspólnej osi pionowej (rys. 454a). Radionamiernik z antenami rozsuniętymi może mieć także urządzenie zewnętrzne nie obrotowe, lecz nieruchome; w tym wypadku stosuje się cztery nieruchome anteny pionowe AB i CD (rys. 454b), przy czym płaszczyzna anten AB powinna być prostopadła do płaszczyzny anten CD. Obie pary anten pionowych zasilają odpowiednio cewki polowe goniometru; cewki szukającą łączy się, jak zwykle, z odbiornikiem.

Poza usunięciem przewodu poziomego w górnej części anteny przez zastosowanie anten pionowych zamiast anteny ramowej, dla uniknięcia błędów polaryzacji konieczne jest również, aby w poziomych przewodach łączących anteny z odbiornikiem lub cewkami połowymi nie występował prąd powodowany przez SEM indukowaną w przewodach poziomych.



Rys. 454

W układzie z antenami nieruchomymi linie łączące ekranuje się starannie, a na łodzi zakopuje się je głęboko w ziemi.

Pomimo że radionamierniki tego systemu znane są od dawna, to jednakże ze względów konstrukcyjnych nie znalazły one zastosowania w radionawigacji morskiej.

Zakres fal średnich stosowanych w radionawigacji morskiej wymaga nadzwyczaj dużego urządzenia zewnętrznego, którego nie można umieścić nawet na dużym statku. Zmniejszenie wymiarów urządzenia antenowego do wymiarów zwykłej ramy tak bardzo zmniejsza wysokość skutecznej płaszczyzny antenowej, że z powodu nadzwyczaj małej czułości namiernika zastosowanie go w praktyce staje się niemożliwe. Z tego powodu układ z antenami rozsuniętymi na falach długich i średnich stosuje się jedynie w nadbrzeżnych stacjach namiarowych, gdzie duże wymiary anten nie odgrywają decydującej roli.

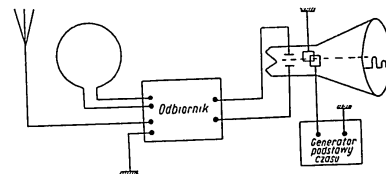
Dużo większe zastosowanie znalazły układy anten rozsuniętych w radionawigacji na falach krótkich.

W tym wypadku bowiem namierzanie za pomocą zwykłych ram zamkniętych jest prawie niemożliwe, nawet na stosunkowo niewielkich odległościach, a to z powodu dużego natężenia pola fal odbitych i bardzo słabego pola fal przyziemnej.

Radionamierniki impulsowe. Znacznie szerzej rozpowszechnione są w radionawigacji na statkach układy impulsowe. Przy radionawigacji impulsowym falę przyziemną i falę przestrzenną sygnału radiowego rozdziela się, wobec czego przy określaniu kierunku korzysta się jedynie

z fali przyziemnej, mającej polaryzację normalną. Fali przestrzennej, której polaryzacja podlega zmianom, nie wykorzystuje się w pomiarze, dzięki czemu urządzenie namierzające wolne jest od błędów polaryzacji.

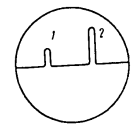
Zasadę działania impulsowego układu namierzania rozpatrzmy na uproszczonym schemacie blokowym radionamiernika impulsowego, pokazanym na rysunku 455. Układ ten składa się ze zwykłego radionamiernika z ramą obrotową, na wyjściu którego zamiast słuchawek włączona jest elektronowa lampa promieniowa. Zastąpienie słuchawek przez elektronową lampę promieniową ma na celu umożliwienie optycznego określenia opóźnienia sygnału radiowego, rozchodzącego się za pośrednictwem fal przestrzennych, w stosunku do sygnału odebranego przez radionamiernik wskutek oddziaływania na niego fal przyziemnych. Opóźnienia tego, liczonego w setnych i tysięcznych częściach sekundy, na słuch oczywiście określić nie można.



Rys. 455

Przy radionawigacji impulsowej urządzenie nadawcze promieniuje sygnały radiowe w postaci krótkotrwałych impulsów o czasie trwania do dziesięciotysięcznych części sekundy z częstotliwością rzędu kilkuset impulsów na sekundę. Sygnały impulsowe odebrane przez ramę, po wzmocnieniu i przemianie w odbiorniku, podaje się na jedną parę płytek odchylających elektronowej lampy promieniowej. Na drugą parę płytek odchylających podaje się napięcie z lokalnego generatora, zwanego generatorem podstawy czasu.

Napięcie generatora lokalnego przesuwają płamkę wzdłuż osi poziomej, stanowiącej oś czasu, napięcie zaś odebranych sygnałów powoduje wychylenie płamki prostopadle do osi czasu. Przy zgodności częstotliwości powstają odbieranych impulsów z częstotliwością drgań dawanych przez generator podstawy czasu, na ekranie elektronowej lampy promieniowej otrzymuje się obraz nieruchomy pokazany na rysunku 456. Przy założeniu, że podstawa czasu biegnie od strony lewej do prawej, wyskok 1 będzie odpowiadał odbiorowi sygnału radiowego, pochodzącego od oddziaływania na ramę radionamiernika fal przyziemnych, zaś wyskok 2 będzie odpowiadał sygnałowi pochodzącemu od fal przestrzennych; ponieważ ten ostatni sygnał przebywa dłuższą drogę, zostanie on odebrany przez namiernik z pewnym opóźnieniem.



Rys. 456

Przy namierzaniu sygnałów radiowych operator powinien obracać ramę radionamiernika aż do zaniku obrazu wyskoku 1; wyskoku 2, odpowiadającego odbiorowi sygnału odbitego, nie należy brać pod uwagę, pomimo że może on być większy od wyskoku 1. Rozumie się samo przez się, że przy namierzaniu na wyskok 1 błędy polaryzacji są wykluczone, gdyż namierzane są sygnały radiowe fal przyziemnych, nie dających błędów polaryzacji.

Przy metodzie namierzania impulsowego działanie zakłóceń zmniejsza się wskutek tego, że częstotliwość podstawy czasu jest stała i odpowiada, jak już zaznaczaliśmy, częstotliwości powtarzania impulsów sygnału. Natomiast zakłócenia, których częstotliwość zwykle zmienia się w czasie, nie dają na ekranie obrazu nieruchomego. Obraz zakłóceń przez cały czas przesuwa się po ekranie i dlatego można go łatwo odróżnić od obrazu sygnału.

Trzeba zaznaczyć, że namierzanie impulsowe można stosować tylko do określonych odległości od nadajnika i tak długo, dopóki długość impulsu nie będzie większa od różnicy czasów potrzebnych na przebycie drogi od nadajnika do namiernika przez falę bezpośrednią i falę odbitą.

Rozdział XV

OPIS RADIONAMIERNIKÓW OKRĘTOWYCH

§ 1. RADIONAMIERNIK AR-8709-A

Radionamiernik okrętowy typu AR-8709-A należy do kategorii radionamierników z ramą obrotową.

Opis ogólny. Radionamiernik AR-8709-A składa się z następujących części zasadniczych:

- 1) obrotowej ramy i anteny pomocniczej;
- 2) bloku odbiornika i wskaźnika;
- 3) bloku zasilania.

Widok ogólny radionamiernika pokazuje rysunek 457.

Urządzenie przeznaczone jest do radionamierzania radiostacji pracujących z drganiami modulowanymi i nie modulowanymi w zakresie częstotliwości od 270 do 520 kHz (długość fal w przybliżeniu od 576 do 1111 m).

Urządzenie ramy i antena pomocnicza. Urządzenie ramy składa się z jednej ekranowanej ramy obrotowej.

Uzwojenie ramy umieszczone jest w okrągłej metalowej rurze i ma trzy wyprowadzenia połączone z trzema płytkami kolektorowymi. Wyprowadzenia początku i końca uzwojenia z płytek kolektorowych przyłącza się do zacisków wejściowych odbiornika, a środek uzwojenia łączy się z kadmubem statku (uziemia się).

Antena pomocnicza ma postać pionowego promienia o wysokości od 5 do 7 m, zawieszzonego w pobliżu urządzenia ramy.

Odbiornik. Odbiornik radionamiernika AR-8709-A, zmontowany we wspólnej obudowie ze wskaźnikiem, jest sześciolampowym odbiornikiem superheterodynowym. Zasadniczy schemat odbiornika przedstawia rysunek 458.

- Odbiornik ma następujące stopnie:
- I stopień — wzmacniacz wielkiej częstotliwości na lampie 6K4 lub 6SG7 (pentoda);
 - II stopień — stopień przemiany na lampie 6A7 lub 6SA7 (pentagrid);
 - III stopień — wzmacniacz częstotliwości pośredniej na lampie 6K4 (pentoda);
 - IV stopień — detektor na lampie 6X8 lub 6SJ7 (pentoda);
 - V stopień — wzmacniacz częstotliwości akustycznej na lampie 6C4 (trioda);
 - VI stopień — heterodyna na lampie 6X8 (pentoda).

Napięcie zbierane z zacisków uzwojenia ramy podaje się na obwód wejściowy odbiornika, składający się z cewki indukcyjnej L-101 i kondensatorów C-101, C-102 i C-103.

Kondensator C-103, sprzężony z dwoma innymi kondensatorami, z których jeden znajduje się w obwodzie anodowym wzmacniacza wielkiej częstotliwości, a drugi w obwodzie pierwszej siatki lampy przemiany (w obwodzie pierwszej heterodyny), służy do strojenia obwodu wejściowego.

Kondensator C-101 jest kondensatorem podstrojeniowym (trymerem — przyp. tłum.).

Kondensator C-102 służy do wyostrzenia zaniku przez kompensację składowej promieniowania wtórnego, przesuniętej o 90° względem pola odbieranego. Dlatego też jego część ruchoma (rotor) jest połączona z anteną pomocniczą.

Tę samą antenę pomocniczą wykorzystuje się także do wyznaczania strony. W tym wypadku łączy się ją z obwodem wejściowym przez opór fazujący R-101.

Napięcie sygnału, zbierane z zacisków obwodu wejściowego po wzmacnieniu w pierwszym stopniu dochodzi na wejście lampy przemiany, na której wyjściu otrzymujemy stałą częstotliwość 175 kHz.

Po wzmacnieniu przez stopień częstotliwości pośredniej drgania te podaje się na wejście lampy detektora, gdzie jednocześnie doprowadza się drgania o częstotliwości 174,5 ÷ 176 kHz, wytwarzane przez heterodynę.

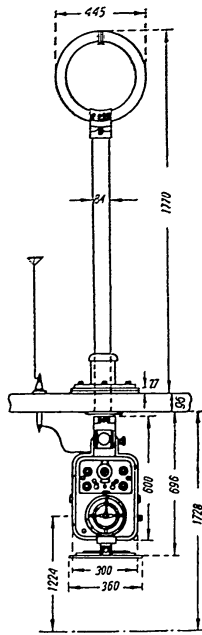
Powstałe przy tym dudnienia dają na wyjściu stopnia detekcji częstotliwość akustyczną 500 ÷ 1000 Hz, którą po wzmacnieniu przez lampę stopnia wyjściowego podaje się na słuchawkę.

Zrozumiałe jest, że przy odbiorze drgań modulowanych heterodyna jest niepotrzebna i pracę jej można przerwać za pomocą wyłącznika S-103.

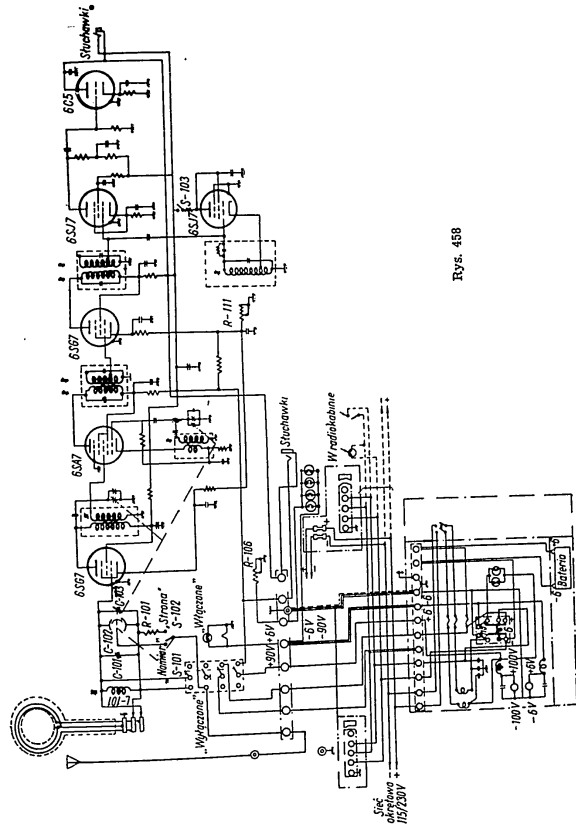
Wzmocnienie reguluje się w odbiorniku przez zmianę przedpięcia na siatkach sterujących lamp pierwszego i drugiego stopnia.

Uzyskuje się to dzięki włączeniu zmiennej oporności R-111 między katodę tych lamp i kadłub.

Widok zewnętrzny bloku odbiornika zmontowanego w jednej obudowie z blokiem wskaźnika pokazuje rysunek 459. W środkowej części płyty



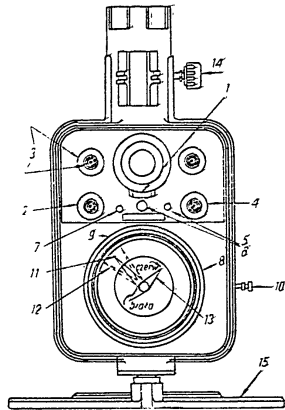
Rys. 457



Rys. 458

czołowej bloku odbiornika znajduje się pokrętko strojenia I odbiornika, którego skala wycechowana jest w kilohercach. W dolnym lewym kącie płyty czołowej bloku odbiornika umieszczony jest przełącznik główny 2. Przy ustawieniu dźwigni tego przełącznika w pozycji „Wyłączone” (patrz przełącznik S-101 na rysunku 458) obwód ramy zwiera się na krótko, antena pomocnicza zostaje uziemiona, wyłącza się zasilanie lamp, a bateria akumulatorów 6 V włączona jest na ładowanie.

Przy ustawieniu przełącznika 2 w pozycji „Włączone” rama zostaje przyłączona do zacisków wejściowych odbiornika, antena pomocnicza jest odłączona od ziemi oraz włącza się zasilanie lamp odbiornika.



Rys. 458

W lewym górnym kącie płyty czołowej znajduje się dźwignia przełącznika 3 anteny pomocniczej. Przy ustawieniu tej dźwigni w pozycji „Namiar” antena pomocnicza jest połączona z rotorem kondensatora kompensującego, za pomocą którego kompensuje się efekt antenowy, to jest wyostrza się minimum. Przy przetrzuceniu dźwigni do pozycji „Strona” antena pomocnicza zostaje przez opór fazujący połączona z uzwojeniem ramy.

W prawym dolnym kącie płyty czołowej znajduje się regulator wzmocnienia 4.

Na lewo od niego umieszczony jest przełącznik 5 heterodyny z napisem „Drgania nie tłumione”. Przy ustawieniu tego przełącznika w pozycji „Włączone” heterodyna pracuje, a w pozycji „Wyłączone” — nie pracuje.

Na lewo od przełącznika znajduje się pokrętko 6, służące do regulacji oświetlenia skali odbiornika; jest ono pokrętkiem zmiennego oporu R-106. Włączony szeregowo z żarówkami oświetlającymi skalę (patrz schemat zasadniczy na rysunku 458).

Na lewo od regulatora oświetlenia skali znajdują się gniazda 7 dla słuchawek.

Wskaźnik. Blok wskaźnika radionamiernika składa się z dwóch pierścieni azymutalnych oraz z kilku wskaźników sprzężonych z osią ramy obrotowej.

Zewnętrzny pierścień azymutalny 8, umocowany nieruchomo, orientuje płaszczyznę ramy w stosunku do płaszczyzny symetrii statku, to znaczy służy do odczytywania radiowego kąta kursowego.

Wewnątrz pierścienia azymutalny, wykonany w postaci tarczy kompasowej 9, jest ruchomy.

Niewielkie pokrętko 10, znajdujące się na prawej ścianie obudowy, służy do ręcznego obracania tarczy lub sprzęgania jej z powtarzaczem żyrokompasu, którego silniczek napędzający znajduje się wewnątrz bloku wskaźnika.

Dużą wskaźówką 11, pomalowaną na pomarańczowo, posługujemy się przy odczytywaniu radionamiaru lub radiowego kąta kursowego, przy czym pierwszy odczytujemy na wewnętrznej tarczy ruchomej, a drugi — na zewnętrznym pierścieniu azymutalnym.

Cienką wskaźówką 12, pomalowaną na szaro i umieszczoną pod główną wskaźówką pomarańczową, wykorzystujemy wyłącznie w celu określenia radiodewiacji. Wielkość radiodewiacji równa się różnicy kątowej między położeniami obu wskaźówek przy wykonywaniu odczytu na zewnętrznej skali nieruchomej.

Radionamiernik zaopatrzony jest w mechaniczny kompensator radiodewiacji, sprzężony z główną wskaźówką pomarańczową. Przy obracaniu ramy wskaźówka ta porusza się szybciej lub wolniej od ramy, dzięki czemu automatycznie zostaje wniesiona poprawka radiodewiacji.

Na wspólnej osi ze wskaźówką główną, prostopadle do niej, umocowana jest wskaźówka 13 z dwoma ostrzami, z których jedno pomalowane jest na czerwono, a drugie na białe; wskaźówka ta służy do wyznaczania strony.

Zasilanie radionamiernika przeprowadza się z sześciowoltowej baterii akumulatorów przez specjalną przetwornicę zasilającą lampy odbiornika. W chwilach przerwy w pracy radionamiernika akumulatory przełącza się za pomocą specjalnego przełącznika na ładowanie z okrętowej sieci przez lampy żarowe.

Uruchomienie radionamiernika. Upewniwszy się za pomocą odpowiedniego sygnału, że anteny okrętowe są izolowane, odkręcamy śrubę 14 unieruchamiającą ramę (rys. 459) i ustawiamy dźwignię przełącznika głównego 2 w pozycji „Włączone”. Po ustawieniu dźwigni 3 kompensatora w pozycji „Namiar” tak, aby pokrętko kompensatora znajdowało się na zerze, dostrajamy odbiornik za pomocą pokrętkła 1 dokładnie do częstotliwości sygnału radiowego.

Aby znalezienie radiostacji było łatwiejsze, zaleca się przed strojeniem włączyć heterodynę, w związku z czym przełącznik 5 znajduje się w pozycji „Włączone”, a regulator wzmocnienia 4 ustawia się na maksimum słyszalności. Po nastrojeniu odbiornika obracamy za pomocą wyrownicy 15 ramę w celu uzyskania minimum słyszalności, następnie konstruujemy minimum nieznacznie obracając pokrętko 3 kondensatora kompensującego w prawo i lewo od zera i posługując się regulatorem wzmocnienia 4.

Jeśli znana jest strona namierzanego sygnału, wówczas ramę radionamiernika trzeba obracać tak, aby strzałka wskaźówki głównej znajdowała się w odpowiedniej ćwiartce tarczy kompasowej. Jeżeli natomiast strona sygnału radiowego jest nieznaną, wówczas po namierzeniu przystępujemy się do jej wyznaczenia.

Wyznaczenie strony. W celu wyznaczenia strony po ukończeniu namierzenia dźwignię 3 ustawiamy w pozycji „Strona” i obracamy ramę tak,

aby główna wskaźówka pomiarowa przesunęła się w kierunku mniejszych odczytów liczbowych na tarczy. Jeżeli słyszalność sygnału będzie przy tym wzrastała, będzie to wskazywało na prawidłowość strony. Jeżeli natomiast słyszalność będzie malała, będzie to oznaczać, że strona jest nieprawidłowa; w tym wypadku trzeba obrócić ramę o 180°, ponownie wykonać namiar i sprawdzić stronę.

§ 2. RADIONAMIERNIK SRP-1

Opis ogólny. W skład radionamiernika okrętowego typu SRP-1 z nieruchomymi ramami wchodzi następujące elementy główne:

- 1) urządzenie ramowe;
- 2) zewnętrzne przewody łączące;
- 3) antena pomocnicza;
- 4) urządzenie odbiorczo-goniometryczne;
- 5) urządzenie kompensujące (eliminujące radiodewiację);
- 6) źródła zasilające;
- 7) urządzenie ładująco-wyładowujące;
- 8) tablica sygnalizacyjna;
- 9) przełącznik (tester);
- 10) kabel zasilania.

Ogólny schemat połączeń wszystkich elementów radionamiernika SRP-1 widoczny na rysunku 460.

Urządzenie ramowe składa się z dwóch wzajemnie prostopadłych ram okrągłych o średnicy 1200 mm, wykonanych z duraluminiowych rur o średnicy 60/7 mm. Wewnątrz rur na specjalnych podporach-wspornikach nawinięte jest izolowanym przewodem sześć szwajów. W celu zapewnienia większej sztywności, w środku ram znajduje się trzon metalowy. Całość układu umieszczona jest na kolumnie z rury duraluminiowej o średnicy 84/70 i wysokości 1800 mm. W razie konieczności urządzenie ramowe może być ustawione bez trzonu.

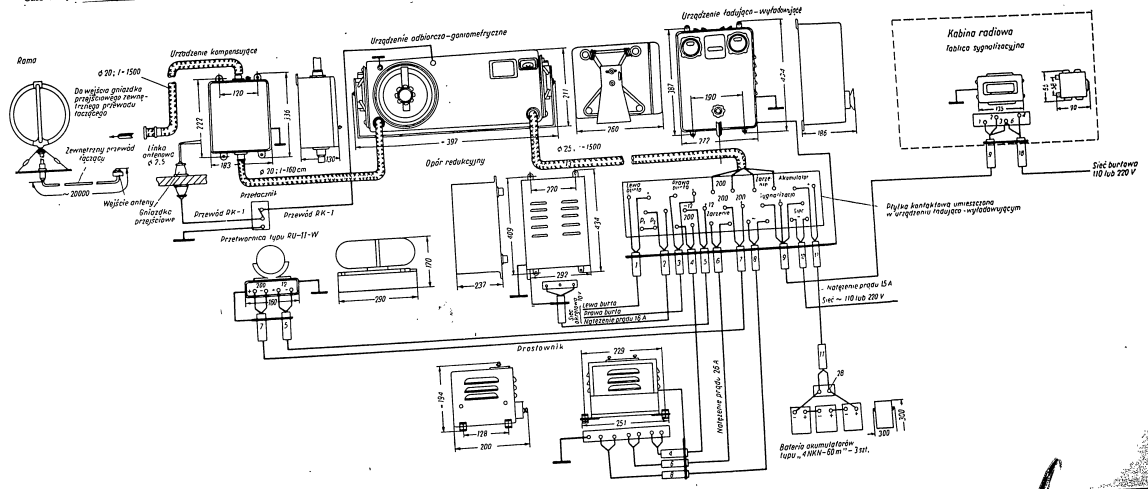
Na jednej z ram umieszczony jest napis „Dziób”, co umożliwia prawidłowe zorientowanie ram przy ustawianiu ich na statku. Zewnętrzne przewody łączące są to dwa dwuprzewodowe kable antenowe marki RD-16 o długości do 20 m, połączone szeregowo. Antena pomocnicza jest promień pionowy lub ukośny o długości 8 m.

Urządzenie odbiorczo-goniometryczne zawiera odbornik i goniometr, umieszczone we wspólnej skrzynce metalowej. Widok ogólny urządzenia pokazano na rysunku 461.

Na płycie czołowej umieszczona jest nieruchoma skala wewnętrzna oraz ruchoma skala zewnętrzna. Wewnątrz skali nieruchomej wykonane jest wyłoczenie, przeznaczone do nanoszenia pozostałej radiodewiacji. Krzywą radiodewiacji naniosi się zwykłym czarnym ołówkiem i w razie konieczności służy się wilgotną szmatką. W celu zabezpieczenia krzywnej pozostałej radiodewiacji od wpływów zewnętrznych wyłoczenie zakrywa się dwoma przezroczystymi półkolumnami.

Wewnątrz celownika wskaźówki goniometru znajduje się podłużna skala do odczytywania wielkości pozostałej radiodewiacji.

Całe urządzenie skali jest odświetlone od wewnątrz przez barwki.



Radionamiernik okrętowy - str. 374/375

...dużyma wielkością, numeracyjna przesunęła się w kierunku mniej...

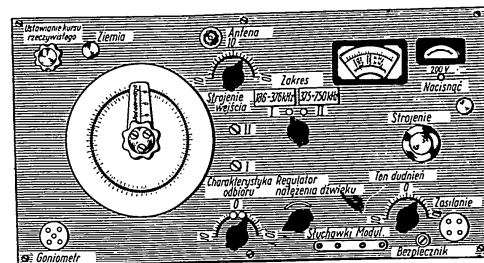
Całe urządzenie skali jest oświetlone od wewnątrz trzema żarówkami umieszczonymi w trzech punktach na obwodzie koła.

Odbiornik radionamiernika, typu superheterodynowego, przeznaczony jest do odbioru sygnałów modulowanych i nie modulowanych w zakresie 186 ÷ 750 kHz (długości fal 1600 ÷ 400 m). Cały ten zakres podzielony jest na dwa podzakresy:

186 ÷ 375 kHz (1600 ÷ 800 m);

375 ÷ 750 kHz (800 ÷ 400 m).

Do przejścia z jednego zakresu na drugi służy specjalny przełącznik. Strojenie odbiornika odbywa się za pomocą jednego pokręćła. Regulacja natężenia dźwięku, tak jak we wszystkich odbiornikach radionamierników, jest ręczna. Na wyjściu odbiornika załączone są słuchawki.



Rys. 461

Urządzenie kompensujące (eliminujące radiodewiację) składa się z trzech dławików dewiacyjnych wielkiej częstotliwości, umieszczonych w oddzielnej obudowie i przeznaczonych do kompensacji współczynników radiodewiacji ćwierćokręgowej D i E. Dławik środkowy 13 (patrz rys. 462) włącza się równolegle do podłużnej lub poprzecznej ramy; w pierwszym wypadku eliminuje on współczynnik +D, w drugim -D. Dwa dławiki skrajne 14 łączą z sobą końce obu ram, dzięki czemu uzyskuje się, jak wiadomo, eliminację współczynnika +E lub -E.

Dławiki dewiacyjne łączymy za pomocą specjalnych wtyczek i gniazd. Po wyznaczeniu współczynników radiodewiacji D i E, według tablicy umieszczonej na wewnętrznej stronie pokrywy urządzenia kompensującego znajdujemy numery pożądanego gniazd i następnie wtyczki dławików wkładamy w gniazda odpowiadające eliminowanej radiodewiacji.

Zasilanie radionamiernika SRP-1 jest kombinowane: z sieci prądu zmiennego poprzez prostownik kenotronowy lub z baterii akumulatorów 15 V przez przetwornicę RU-11-W.

Urządzenie ładująco-wyładowujące służy do przyłączenia źródła zasilania do odbiornika, a także do ładowania akumulatorów. Spełnia ono następujące funkcje:

- 1) włącza zasilanie odbiornika z sieci prądu zmiennego przez prostownik;
- 2) włącza zasilanie odbiornika z baterii akumulatorów przez przetwornicę;
- 3) włącza baterię akumulatorów na ładowanie z okrętowej sieci prądu stałego 110/220 V.

Tablica sygnalizacyjna umieszczona jest w kabinie radiowej i służy do przesyłania sygnału radiooperatorowi o konieczności izolowania anten. Tablica sygnalizacyjna ma kształt specjalnej osłony, wewnątrz której znajduje się żarówka.

Przy włączeniu zasilania na radionamiernik żarówka zapala się i w okienku tablicy sygnalizacyjnej pojawia się napis „Izolować antenę”.

Próbnik (tester) jest to oddzielny przyrząd, za pomocą którego sprawdza się napięcie anodowe, napięcie na siatkach ekranujących oraz prąd anodowy lamp odbiornika.

Opis układu radionamiernika. Całkowity schemat zasadniczy radionamiernika SRP-1 przedstawia rysunek 462.

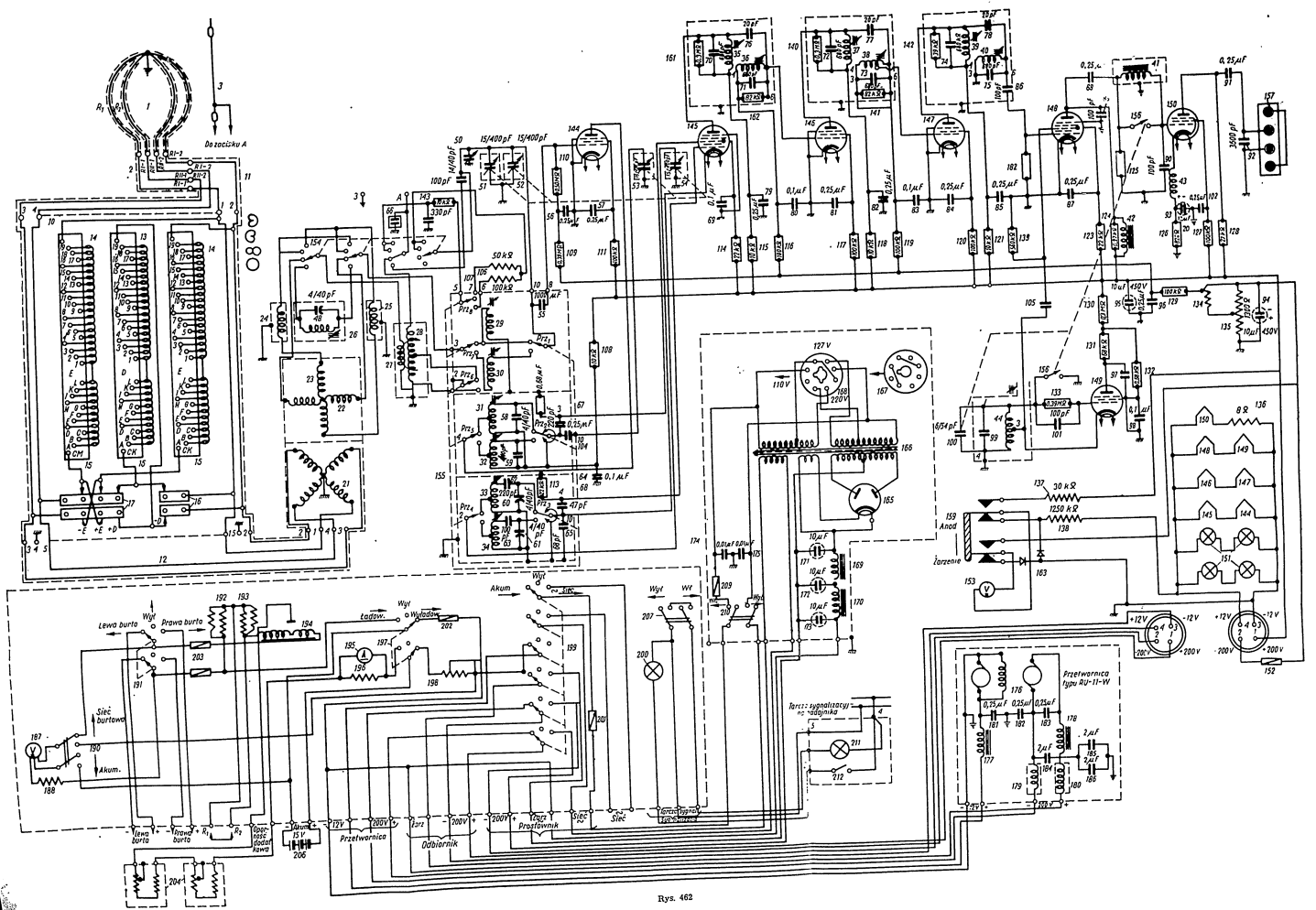
Część wejściowa układu zawiera dwie nieruchome, wzajemnie prostopadłe ramy 1, przewody łączące 2, dławiki dewiacyjne 13 i 14 z urządzeniem przełączającym 16 i 17 oraz cewki połowe 21 goniometru. Wewnątrz cewek połowych znajdują się dwie cewki szukające 22 i 23, umieszczone prostopadle względem siebie. Cewka szukająca 22 jest cewką podstawową i służy do namierzania. Cewka szukająca 23 z dwiema szeregowo połączonymi cewkami 24 i 25 jest cewką pomocniczą i służy do wyznaczania strony.

Odbiornik ma układ superheterodyny i zawiera następujące stopnie: wzmacniacz wielkiej częstotliwości, stopień przemiany częstotliwości, wzmacniacz częstotliwości pośredniej, stopień detekcji, drugą heterodynę oraz wzmacniacz małej częstotliwości.

Wyboru rodzaju pracy (odbior bezkierunkowy, odbiór kierunkowy i wyznaczanie strony) dokonuje się za pomocą przełącznika 154.

Gdy przełącznik 154 znajduje się w położeniu oznaczonym na schemacie kółkiem (na pierwszym zacisku od dołu), wówczas odbiór sygnałów jest bezkierunkowy. Obwód wejściowy odbiornika składa się w tym wypadku z cewki indukcyjnej 26, kondensatora półziemnego 48, kondensatorów strojenia obwodu wejściowego 51 i 52 (pierwsza i druga sekcja agregatu), kondensatora podstrojenowego obwodu wejściowego 50, cewki skracającej 29 (pierwszy podzakres) oraz cewki wydłużającej 30 (drugi podzakres). Sygnały odbiera się wówczas jedynie za pomocą anteny pomocniczej, włączanej do gniazdka A.

Przy namierzaniu przełącznik 154 ustawia się w pozycji oznaczonej na schemacie ósemką, to jest dwoma stycznymi okręgami (na drugim zacisku od dołu). Obwód wejściowy odbiornika składa się wówczas z podstawowej cewki szukającej 22, kondensatorów strojenia 51 i 52, kondensatora podstrojenowego 50 oraz cewek indukcyjnych 29 lub 30 (w zależności od podzakresu). Jednocześnie antena pomocnicza radionamiernika



Rys. 462

Radiotechnika okretowa - str. 276/277

jest połączona z uzwojeniem pierwotnym transformatora kompensującego 28 (rotor), którego uzwojenie wtórne 27 (stator) połączone jest szeregowo z uzwojeniem cewki szukającej 22.

Do wyznaczenia strony przełącznik 154 ustawia się w położeniach oznaczonych na schemacie kardioda o dwóch różnych kierunkach (na zacisku trzecim i czwartym licząc od dołu). Podstawowa cewka szukająca 22 jest wówczas odłączona, a włączona jest pomocnicza cewka szukająca 23 umieszczona pod kątem 90° do cewki podstawowej.

Jednocześnie antena pomocnicza radionamiernika przez opornik 143 i opór fazujący 106 (pierwszy podzakres) lub 107 (drugi podzakres) łączy się z wejściem odbiornika; na wejście odbiornika oddziałuje wtedy jednocześnie napięcie sygnału zbierane z cewki szukającej 23 oraz napięcie sygnału pochodzące z anteny pomocniczej radionamiernika.

Wzmocnienia o wielkiej częstotliwości pracuje na lampie 144; lampa ta jest pentodą typu 6K7. Obciążeniem anodowym lampy jest strojony obwód rezonansowy składający się z cewki indukcyjnej 31, kondensatora podstrojenowego 58 oraz kondensatora strojenia 53 na podzakresie drugim lub cewki indukcyjnej 32, kondensatora podstrojenowego 59 i kondensatora strojenia 53 na podzakresie pierwszym. Obwody te są sprzężone z anodą lampy autotransformatorowo.

Napięcie zbierane z obwodu wejściowego odbiornika przez kondensator sprzęgający 55 podaje się na siatkę sterującą lampy 144. Opornik 110 w obwodzie siatki sterującej jest oporem upływowym. Opornik 109 i kondensator 56 stanowią filtr odsprzęgający w obwodzie przedpięcia siatki sterującej.

Stopniem przemiany częstotliwości jest lampa 145, będąca pentagrem typu 6A7 (6SA7); spełnia ona funkcje mieszacza i pierwszej heterodyny.

Napięcie sygnału, wzmocnione przez stopień wielkiej częstotliwości, podaje się przez kondensator rozdzielający 67 z obwodu anodowego poprzedniego stopnia na siatkę sterującą (trzecią siatkę) lampy. Między siatką sterującą lampy a kadłubem włączony jest opór upływowy 112.

Pierwsza heterodyna pracuje w układzie trójpunktowym ze sprzężeniem autotransformatorowym w obwodzie siatki (pierwsza siatka lampy 145) i uziemioną dla wielkiej częstotliwości anodą (druga siatka lampy 145).

Opornik 113 jest oporem upływowym heterodyny, na który przez kondensator 68 podaje się napięcie z obwodu rezonansowego heterodyny. Obwód pierwszej heterodyny składa się z kondensatora zmiennej pojemności 54, włączanego do obwodu przy pracy na obu podzakresach odbiornika, cewki indukcyjnej 33, kondensatora wyrównawczego 62 (paddingu), kondensatora podstrojenowego 60 oraz kondensatora o stałej pojemności 65 służącego do wyrównywania początkowej pojemności obwodu (drugi podzakres) lub cewki indukcyjnej 34, kondensatora wyrównawczego 63, kondensatora podstrojenowego 61 i kondensatora o stałej pojemności 65 (pierwszy podzakres).

Obciążeniem anodowym lampy 145 jest filtr wstęgowy, w którym wyodrębnią się drgania o częstotliwości pośredniej 110 kHz. Filtr składa się z dwóch obwodów, w skład których wchodzi cewki indukcyjne 35 i 36, kondensatory 70 i 71 oraz oporniki 161 i 162, włączone w celu zwie-

kszenia szerokości przenoszonej wstęgi częstotliwości. Sprzężenie między obwodami jest pojemnościowo-zewnętrzne i odbywa się za pomocą kondensatora 76.

Wzmocniacz częstotliwości pośredniej składa się z dwóch stopni na lampach 146 i 147 typu 6K7.

Napięcie o częstotliwości pośredniej z pierwszego filtru wstęgowego podaje się na siatkę sterującą lampy 146. W obwód anody tej lampy włączony jest drugi filtr wstęgowy składający się z indukcyjności 37 i 38, kondensatorów 72 i 73, oporników 140 i 141 oraz z kondensatora sprzęgającego 77. Obciążeniem obwodu anodowego lampy 147 drugiego stopnia wzmocnienia częstotliwości pośredniej jest filtr wstęgowy, składający się z indukcyjności 39 i 40, kondensatorów 74 i 75, opornika 142 i kondensatora sprzęgającego 78.

Drugi detektor pracuje na lampie 148 typu 6A7 (6SA7) w układzie pentagrid przemiany. Wzmocnione napięcie częstotliwości pośredniej podaje się przez kondensator 86 na pierwszą siatkę lampy 148, gdzie włączony jest opór upływowy 182.

Na trzecią siatkę lampy 148 przez kondensator rozdzielający 105 podaje się drgania drugiej heterodyny; między trzecią siatką i katodą włączony jest opór upływowy 139. Obciążeniem obwodu anodowego drugiego detektora jest dławik małej częstotliwości 42, zbrocznikowany opornikiem 124 w celu zmniejszenia zniekształceń małej częstotliwości.

Druga heterodyna pracuje na pentodzie 149 typu 6K7 w układzie trójpunktowym ze sprzężeniem autotransformatorowym. Obwód heterodyny składa się z cewki indukcyjnej 44 i z kondensatorów 99 i 100. W obwód siatki sterującej włączony jest opór upływowy 133 zbrocznikowany kondensatorem 101. Do włączenia i wyłączenia heterodyny służy przełącznik 156. Częstotliwość drgań wytwarzanych przez heterodynę różni się od częstotliwości pośredniej o ± 2500 Hz i można ją zmieniać płynnie za pomocą kondensatora 100.

Wzmocniacz małej częstotliwości pracuje na pentodzie 150 typu 6Ф6. Napięcie małej częstotliwości podaje się na siatkę sterującą z obciążenia anodowego drugiego detektora (dławika małej częstotliwości 42) przez kondensator oddzielający 88. Opornik 125 jest oporem upływowym siatki. Przedpęcie podaje się na siatkę lampy dzięki istnieniu oporu katodowego 126 zbrocznikowanego kondensatorem elektrolitycznym 93.

W celu zmniejszenia wpływu szumów przy odbiorze drgań nie modulowanych do obwodu siatki lampy włączony jest filtr wstęgowy zwiężający wstęgę przepuszczanych częstotliwości. Składa się on z dławika 41 i kondensatora 90. Częstotliwość rezonansowa filtru jest rzędu 800 Hz. Włączenie i wyłączenie filtru wstęgowego przeprowadza się za pomocą przełącznika 156, sprzężonego z przełącznikami drugiej heterodyny.

Końcowym obciążeniem obwodu anodowego wzmocniacza małej częstotliwości są słuchawki włączone do obwodu anody lampy przez kondensator rozdzielający 91.

Obwody zasilania odbiornika. Odbiornik ma trzy obwody zasilania: obwód zasilania anod, obwód zasilania siatek ekranujących i obwód żarzenia lamp. Z zacisku z napisem +200 V (I) napięcie podaje się na anody

wszystkich lamp odbiornika i równolegle przez oporniki 111, 114, 117, 120, 123, 127 i 132 na siatki ekranujące.

W celu odprowadzania składowej zmiennej między siatką ekranującą a katodą każdej lampy włączone są kondensatory 57, 69, 81, 84, 87, 98 i 102. Oporniki te i kondensatory są jednocześnie filtrami odsprężającymi w obwodach siatek ekranujących lamp.

W obwodach anodowych lamp znajdują się także filtry odsprężające składające się z oporników 108, 115, 118, 121 i 131 oraz z kondensatorów 64, 79, 82, 85 i 97. Lampy żarzone są z akumulatorów lub z pokładowej sieci prądu zmiennego. Zarówno w pierwszym jak i w drugim wypadku napięcie żarzenia wynosi 12 V. Ze względu na to, że napięcie żarzenia poszczególnych lamp wynosi 6 V, stosuje się układ kombinowanego zasilania żarzenia.

Zarówki 151 oświetlają skalę odbiornika. W gałęzi „minus wysokiego napięcia” włączony jest bezpiecznik 152 wyłączający źródło zasilania anodowego w wypadku powstania krótkiego zwarcia w obwodach odbiornika.

Napięcie anodowe oraz napięcie żarzenia lamp odbiornika kontroluje się woltomierzem 153 zaopatrzonym w przełącznik 159.

Ponieważ woltomierz jest przyrządem prądu stałego, przy mierzeniu zmiennego napięcia żarzenia lamp układ przyrządu zaopatrzony jest w dwa prostowniki 163.

Regulator natężenia dźwięku. Aby uzyskać większą dokładność namierzania i korzystniejsze warunki wyznaczania strony, odbiornik zaopatruje się w ręczny regulator natężenia dźwięku (wzmocnienia).

Regulacja ta polega na podawaniu ujemnego przedpęcia na siatki sterujące lamp wzmocniacza wielkiej częstotliwości 144 i wzmocniacza częstotliwości pośredniej 146 i 147.

Napięcie ujemne zbiera się z potencjometru 134, który z kolei włączony jest równolegle do opornika przedpęcia 135, zablokowanego kondensatorem 94. Przez opornik 135 przepływa sumaryczny prąd anodowy i prąd siatek ekranujących wszystkich lamp odbiornika wytwarzając na oporniku 135 spadek napięcia, którego minus podaje się na siatki lamp 144, 146 i 147.

Aby uniknąć sprzężenia między stopniami odbiornika na ogólnym źródle przedpęcia, w obwodach siatek każdej ze wspomnianych lamp znajdują się filtry odsprężające (oporniki 109, 116 i 119 oraz kondensatory 56, 80 i 83).

Prostownik przeznaczony jest do zasilania odbiornika z sieci prądu zmiennego 110, 127 i 220 V. Pracuje on w układzie dwupółokwowy na lampie 5II4C (165).

W skład prostownika wchodzi transformator sieciowy 166 mający uzwojenie pierwotne i trzy uzwojenia wtórne.

Jedno z uzwojeń wtórnych — podwyższające napięcie — zasilają lampy prostowniczej 165. Dwa pozostałe uzwojenia wtórne obniżają napięcie, przy czym jedno z nich (środkowe) zasilają żarzenie lampy prostowniczej, a drugie daje napięcie 12 V do zasilania obwodów żarzenia lamp odbiornika.

Uzwojenie pierwotne transformatora jest podzielone na sekcje. Uzwo-

jenie to można przełączać za pomocą specjalnej wtyczki 168 przystosowując je do zasilania z sieci prądu zmiennego 110, 127 i 220 V.

Wyglądzenie pulsacji występującej na wyjściu prostownika uzyskuje się dzięki zastosowaniu filtru dwusekcyjnego składającego się z dławików 169 i 170 z rdzeniami żelaznymi oraz kondensatorów elektrolitycznych 171, 172 i 173. Na wyjściu filtru otrzymuje się napięcie stałe 200 V, którym zasila się anody lamp odbiornika.

Należy pamiętać o tym, że prostownik można włączać jedynie przy włączonym odbiorniku. W przeciwnym razie, z powodu braku obciążenia, podwyższone napięcie dawane przez prostownik może przebić kondensatory filtru.

Do włączania i wyłączania prostownika służy wyłącznik 210.

Przetwornica RU-11-W (176) jest silnikiem-prądnicą prądu stałego. Część silnikowa przetwornicy jest zasilana napięciem stałym 12 V przy prądzie 2,8 A (pobierana moc 33,6 W). Część prądnicowa daje napięcie stałe 200 V i obliczona jest na maksymalny prąd 0,05 A (moc oddawana 10 W). Napięcie to zasila anody lamp odbiornika.

Przetwornica wyposażona jest w specjalny filtr zarówno od strony silnika, jak i od strony prądnicy.

W obwodzie silnika filtrem jest dławik małej częstotliwości 177 i kondensator 181. W obwodzie prądnicy filtr składa się z dławika małej częstotliwości 178, z kondensatorów 183, 184, 185 i 186 oraz dwóch ekranowanych dławików wielkiej częstotliwości 179 i 180.

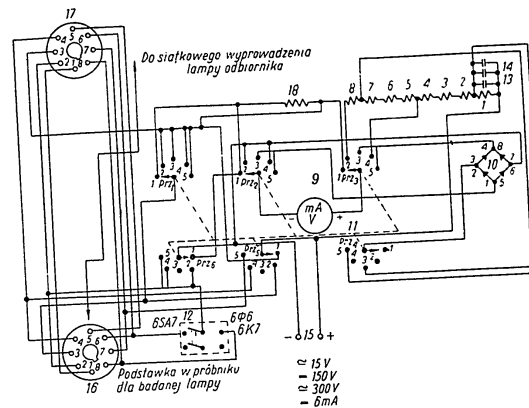
Filtr ma za zadanie eliminowanie, podczas odbioru sygnałów radiowych, zakłóceń pochodzących od iskrzenia szczotek przetwornicy oraz wyglądanie pulsacji wytwarzanej przez kolektor prądnicy.

Urządzenie ładująco-wyładowujące. Jak już wspominaliśmy, urządzenie ładująco-wyładowujące zapewnia włączenie zasilania odbiornika z sieci prądu zmiennego, włączanie zasilania odbiornika z baterii akumulatorów oraz przełączanie akumulatorów na ładowanie z sieci pokładowej prądu stałego 110/220 V.

Urządzenie zawiera następujące elementy: woltomierz 187 z przełącznikiem 190, służący do mierzenia napięcia sieci pokładowej i napięcia akumulatorów; przełącznik 191 o trzech położeniach: „Lewa burta”, „Prawa burta” i „Wyłączone”; bezpieczniki 203; przełącznik prądu przeciwnego 194 z dodatkowymi opornikami 192 i 193; dodatkowy opornik ładujący 204; amperomierz 195 z bocznikiem 196 do pomiaru prądu ładującego; przełącznik o trzech położeniach: „Ładowanie”, „Wyładowanie” i „Wyłączone”; bezpiecznik 202 w obwodzie zasilania przetwornicy; zmienny opór regulujący żarzenie lampy 198; przełącznik o trzech położeniach: „Akumulator”, „Wyłączone” i „Sieć prądu zmiennego”.

Próbnik (tester), którego schemat zasadniczy widzimy na rysunku 463, służy do sprawdzania warunków pracy lamp odbiornika i może być także używany do mierzenia napięcia stałego 15, 150 i 300 V, napięcia zmiennego 15 i 300 V oraz prądu stałego do 6 mA.

Układ próbnika zawiera: przełącznik 12 pomiaru warunków pracy lamp z oznaczeniem elektrod i skal przyrządu, woltomierz-miliamperomierz 9, prostownik kuprytowy 10, przełącznik woltomierza-miliamperomierza 11, wtyczkę przejściową 17 oraz podstawkę dla badanej lampy 16.



Rys. 463

Przy posługiwaniu się przyrządem do mierzenia warunków pracy lamp zaleca się przestrzegać następującej kolejności:

- 1) zdjąć pokrywę skrzyni próbnika;
- 2) wyjąć badaną lampę z odbiornika;
- 3) wstawić na miejsce badanej lampy wtyczkę przejściową;
- 4) założyć siatkowe wyprowadzenie lampy na siatkę wtyczki przejściowej;
- 5) wstawić badaną lampę do podstawki próbnika;
- 6) założyć przewód siatkowy na czopek lampy;
- 7) ustawić przełącznik zgodnie z prądem badanej lampy;
- 8) ustawić przełącznik zgodnie ze sprawdzanym parametrem;
- 9) włączyć zasilanie odbiornika i poczekać aż rozgrzeją się włókna lampy;
- 10) ustawić pokrętko regulatora natężenia dźwięku (regulatora wzmocnienia) na maksimum;
- 11) wykonać odczyt na przyrządzie;
- 12) porównać dane z pomiaru z danymi w tablicy roboczej.

Przy pomiarze napięcia i prądu w dowolnym punkcie układu odbiornika, a także napięcia sieci pokładowej, po ustawieniu przełącznika na odpowiedni zakres przyrząd pomiarowy próbnika łączy się specjalnym kablem z badanymi punktami.

Rozdział XVI
RADIOLATARNIE

Radiolatarne są to umieszczone w dokładnie określonych i znanych miejscach radiostacje nadawcze, które w określonym czasie, według rozkładu, nadają swoje sygnały rozpoznawcze i specjalne.
Dla uniknięcia błędów przy radionamierzeniu i ułatwienia radiookreślenia radiolatarne ustawia się w pobliżu latarni lub na latarniach pływających i łączy się je w grupy nawigacyjne, składające się z dwóch lub trzech radiolaterni. Przykładowo na rysunku 464 pokazano rozmieszczenie radiolaterni na Morzu Północnym według stanu z 1954 r.

Ze względu na charakter systemu promieniowania (antena) radiolatarne dzieli się na:

- 1) bezkierunkowe (radiolatarne o promieniowaniu kołowym);
- 2) kierunkowe (radiolatarne o promieniowaniu kierunkowym).

§ 1. RADIOLATARNIE BEZKIERUNKOWE

W radiolatarнях bezkierunkowych urządzenie antenowe promieniuje energię elektromagnetyczną równomiernie we wszystkich kierunkach.

Pozycję statku według radiolaterni bezkierunkowej można wyznaczyć jedynie za pomocą radionamiernika okrętowego.

Zasięg działania, a także położenie radiolaterni wybiera się wychodząc z przesłanek nawigacyjnych, takich jak: ukształtowanie linii brzegowej, konieczność obserwacji radiowej na określonych, najbardziej odpowiedzialnych odcinkach drogi statków morskich itd.

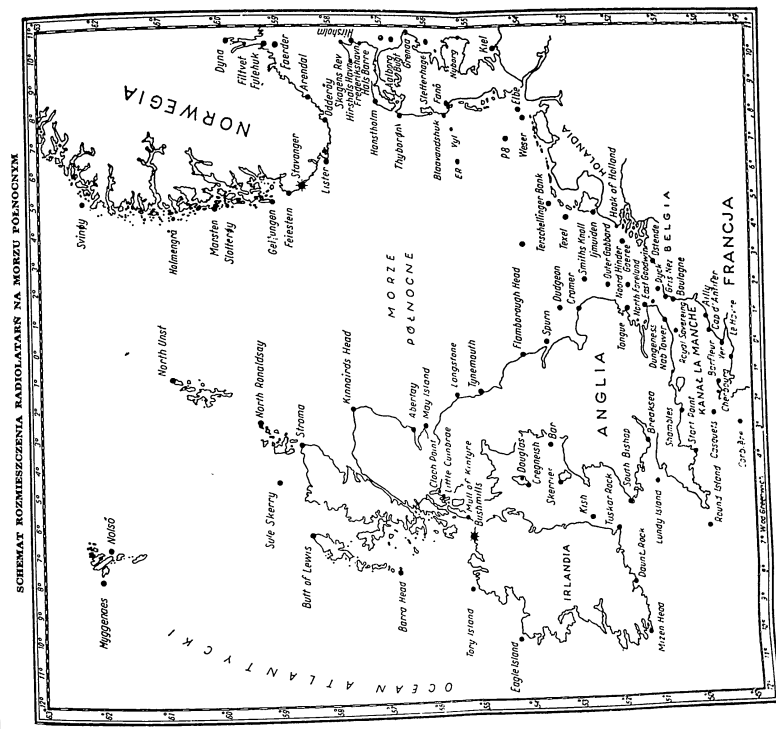
Radiolatarne bezkierunkowe dzieli się na:

- a) radiolatarne o dużym zasięgu służące do namiarów radiowych na odległościach większych niż 50 mil morskich od brzegu;
- radiolatarne o zasięgu 30 → 40 mil morskich, zapewniające namiary radiowe na bliskich odległościach od brzegu, na przykład przy podchodzeniu do portów itp.

W związku z tym podziałem moc radiolaterni waha się w granicach od 30 do 200 W.

Urządzenie radiolaterni bezkierunkowej składa się z następujących części zasadniczych:

- a) sieci radiowej, będącej zwykłą anteną bezkierunkową w kształcie litery T lub odwróconego L z krótką częścią poziomą; antena zawieszona w miarę możliwości na dużej wysokości, aby zwiększyć sprawność



radiolatarni i ponadto zapewnić przewagę pola fali przyziemnej nad polem fali przestrzennej;

b) nadajnika, pracującego z drganiami nie tłumionymi (emisji rodzaju A-1) lub najczęściej z drganiami tonowanymi (emisji rodzaju A-2) w zakresie 315 ÷ 290 kHz (fale 952 ÷ 1034 m);

c) automatu (znamiennika — *przyyp. tłum.*) kierującego pracą radiolatarni, składającego się z dokładnego mechanizmu zegarowego, automatycznego oporu rozruchowego, przekaźnika i przyrządu sygnalizującego; mechanizm zegarowy, zależnie od pogody, ustawia się na „Pogodnie” lub „Mgła”; w pierwszym wypadku mechanizm włącza przetwornicę zasilającą nadajnik radiowy tylko w czasie przewidzianym na nadawanie sygnałów, przy ustawieniu mechanizmu na „Mgła” przetwornica pracuje ciągle; kontakty mechanizmu zegarowego regulują włączanie i wyłączanie zespółów zasilania radiolatarni i nadawanie sygnałów;

d) radioodbiornika kontrolnego;

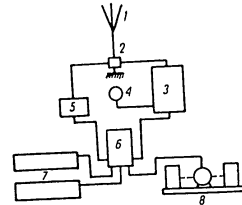
e) źródła zasilania z odpowiednimi urządzeniami mocy i rozrządu. Przykładowo na rysunku 465 przedstawiono schemat blokowy radiolatarni bezkierunkowej, w skład której wchodzi następujące części zasadnicze: antena z uziemieniem 1, przełącznik antenowy 2, nadajnik radiowy 3, zegary kontrolno-rozrządzące 4, odbiornik kontrolny 5, tablica ładująco-rozrządca 6, bateria akumulatorów 7, zespół ładowania 8.

Niektóre radiolatarnie bezkierunkowe są kombinowane, to znaczy sygnały tych radiolatarni nadaje się w określonym związku z sygnałami podwodnych lub powietrznych nadajników dźwiękowych.

Zasięg działania podwodnych lub powietrznych nadajników dźwiękowych nie jest stały, dlatego przy określaniu odległości za pomocą sygnałów radiowych i akustycznych do otrzymanych wyników należy odnosić się krytycznie i w miarę możliwości stosować dodatkowe metody wykonywania pomiarów.

Radiolatarnie bezkierunkowe nadają sygnały radiowe przy dobrej pogodzie (według rozkładu „Pogodnie”) oraz w czasie mgły, gdy widzialność w zasięgu działania radiolatarni maleje (według rozkładu „Mgła”). Przy złej widzialności radiolatarnie pracują ciągle. Radiolatarnie o zasięgu działania 20 mil morskich i więcej pracują z sześciominutowym okresem pracy, to jest przez dwie minuty radiolatarnia pracuje, a przez cztery — milczy. W czasie milczenia pierwszej radiolatarni, kolejno po dwie minuty pracują dwie pozostałe radiolatarnie wchodzące w skład danej grupy nawigacyjnej.

Radiolatarnia pracująca jako pierwsza w grupie nawigacyjnej zaczyna nadawanie o każdej pełnej godzinie (00 min); druga radiolatarnia zaczyna nadawanie po skończeniu pracy pierwszej radiolatarni, to jest 02 min po każdej godzinie, a trzecia pracuje w przerwie między



Rys. 465

pracą drugiej i pierwszej radiolatarni, to jest od 04 do 06 min, po czym cały okres zaczyna się od nowa.

Tablica 16 podaje przykładowy schemat pracy radiolatarni według rozkładu „Mgła”.

Tablica 16

Przykładowy schemat pracy radiolatarni według rozkładu „Mgła”

Pierwsza radiolatarnia			Druga radiolatarnia			Trzecia radiolatarnia		
od min	do min sek		od min	do min sek		od min	do min sek	
00	01 50	02	03 50	04	05 50			
06	07 50	08	09 50	10	11 50			
12	13 50	14	15 50	16	17 50			
18	19 50	20	21 50	22	23 50			
24	25 50	26	27 50	28	29 50			
30	31 50	32	33 50	34	35 50			
36	37 50	38	39 50	40	41 50			
42	43 50	44	45 50	46	47 50			
48	49 50	50	51 50	52	53 50			
54	55 50	56	57 50	58	59 50			

Z tablicy tej wynika, że w ciągu godziny mglistej pogody operator korzystając z pracy jednej grupy nawigacyjnej radiolatarni może dziesięciokrotnie wyznaczyć pozycję statku według trzech namiarów.

Przerwa 10 sek między okresami pracy dwóch radiolatarni ma na celu skompensowanie niedokładności w pracy urządzeń rozrządnych, to jest ma zapobiegać zachodzeniu sygnałów jednej radiolatarni na sygnały drugiej.

Radiolatarnie o mniejszym zasięgu działania (5 + 10 mil) mają mniejszy czas trwania pracy i przy rozkładzie „Mgła” pracują ciągle w każdej minucie.

Gdy widzialność wzrasta i staje się normalna, radiolatarnie pracują z przerwami, włączając się zależnie od ogólnogrupowego rozkładu według schematu podanego w tablicy 17.

Radiolatarnie nie wchodzące do grupy nawigacyjnej (pracujące pojedynczo) powinny pracować według rozkładu pierwszej radiolatarni.

Częstotliwości akustyczne (tony), którymi moduluje się częstotliwość nośną (wielką) radiolatarni, rozdziela się wewnątrz grupy w następujący sposób: pierwsza radiolatarnia pracuje na najniższej spośród częstotliwości należących do grupy częstotliwości akustycznych; trzecia radiolatarnia pracuje na częstotliwości najwyższej, a druga — na częstotliwości środkowej danego zakresu.

Każda radiolatarnia ma swój sygnał rozpoznawczy, składający się z zespołu liter (nadawanych alfabetem Morse'a), charakteryzujący nazwę radiolatarni.

Po nadaniu sygnału rozpoznawczego nadaje się kreski dla radionamierzenia. Sygnały nadaje się z prędkością 15 + 20 znaków na minutę. Długie kreski ustala się w granicach 6 + 16 sek.

Tablica 17

Przykładowy schemat pracy radiolatarni według rozkładu „Pogodnie”

Rozkład ogólnogrupowy	Pierwsza radiolatarnia			Druga radiolatarnia			Trzecia radiolatarnia		
	od min	do min	do sek	od min	do min	do sek	od min	do min	do sek
a	00	01	50	02	03	50	04	05	50
	06	07	50	08	09	50	10	11	50
	30	31	50	32	33	50	34	35	50
	36	37	50	38	39	50	40	41	50
b	06	07	50	08	09	50	10	11	50
	12	13	50	14	15	50	16	17	50
	36	37	50	38	39	50	40	41	50
	42	43	50	44	45	50	46	47	50
c	12	13	50	14	15	50	16	17	50
	18	19	50	20	21	50	22	23	50
	42	43	50	44	45	50	46	47	50
	48	49	50	50	51	50	52	53	50
d	18	19	50	20	21	50	22	23	50
	24	25	50	26	27	50	28	29	50
	48	49	50	50	51	50	52	53	50
	54	55	50	56	57	50	58	59	50
e	00	01	50	02	03	50	04	05	50
	24	25	50	26	27	50	28	29	50
	30	31	50	32	33	50	34	35	50
	54	55	50	56	57	50	58	59	50

Namierzenie radiolatarni o nadawaniu kombinowanym przeprowadza się także w czasie nadawania długiej kreski.

Nadawaną przez kombinowaną radiolatarnię serię 14 + 15 kreski (kropek) wykorzystuje się do określania odległości od nadajnika dźwiękowego do statku.

Odległość tę można w obu przypadkach — sygnałów radiowych i hydroakustycznych oraz sygnałów radiowych i akustycznych — określić dwiema metodami.

Określenie odległości w przypadku sygnałów radiowych i hydroakustycznych. Metoda pierwsza. Liczba kropek radiowych usłyszanych do chwili pojawienia się pierwszego sygnału nadajnika dźwiękowego odpowiada odległości od tego nadajnika do statku w milach (w niektórych wypadkach w połówkach mil).

Dokładność określenia odległości przy tej metodzie równa się w przybliżeniu jednej mili (albo połowie mili).

Metoda druga, dająca większą dokładność (w przybliżeniu 1 do 2 kabli), polega na pomiarze za pomocą stopera czasu od chwili zakończenia poprzedzającego sygnału radiowego (stoper włącza się

w chwili zakończenia ostatniej kropki pierwszej serii liter odróżniających) do chwili pojawienia się sygnału dźwiękowego nadanego przez podwodny nadajnik dźwiękowy. Liczba sekund pomnożona przez 0,8 lub podzielona przez 1,25 równa się w przybliżeniu odległości w milach.

Sygnaly podwodne, nadawane przez nadajnik dźwiękowy umieszczony na dnie morza w określonej odległości od radiolatarni lub zawieszony pod latarnią pływającą, odbiera się na statku za pomocą specjalnych urządzeń odbiorczych (hydrofonów, namierników akustycznych) jednocześnie z sygnałami radiowymi.

Określanie odległości w przypadku sygnałów radiowych i akustycznych. Metoda pierwsza. Liczba specjalnych sygnałów radiowych odebranych do chwili przyścia sygnału akustycznego z nadajnika dźwiękowego odpowiada odległości od niego do statku w milach lub połówkach mil. Dokładność określenia może zmieniać się zależnie od stanu atmosfery.

Metoda druga polega na pomiarze za pomocą stopera czasu między chwilą zakończenia ostatniej kropki sygnału poprzedzającego a momentem przyścia sygnału akustycznego. Stoper włącza się w chwili zakończenia poprzedzającego sygnału radiowego i włącza się w chwili odebrania dźwięku przez powietrzny odbiornik dźwiękowy. Liczba sekund pomnożona przez 0,18 lub podzielona przez 5,5 daje w przybliżeniu odległość w milach.

§ 2. RADIOLATARNIE KIERUNKOWE

Radiolatarnie kierunkowe wysyłają sygnały w określonym kierunku. Ze względu na przeznaczenie można je podzielić na następujące kategorie podstawowe:

- 1) radiolatarnie nabeżnikowe (kursowe), ułatwiające statkom żeglugę po torach wodnych;
- 2) radiolatarnie rozpoznawcze sygnalizujące statkom zbliżenie się do obszaru wytyczonego przez te radiolatarnie;
- 3) radiolatarnie dla samoorientacji statków służące do określania pozycji statku w morzu bez pomocy radionamiernika;
- 4) radiolatarnie kombinowane pracujące na przemian jako latarnie nabeżnikowe i jako latarnie o charakterystyce kołowej lub jako latarnie nabeżnikowe i latarnie dla samoorientacji (praca na „Kurs” i na „Namiar”).

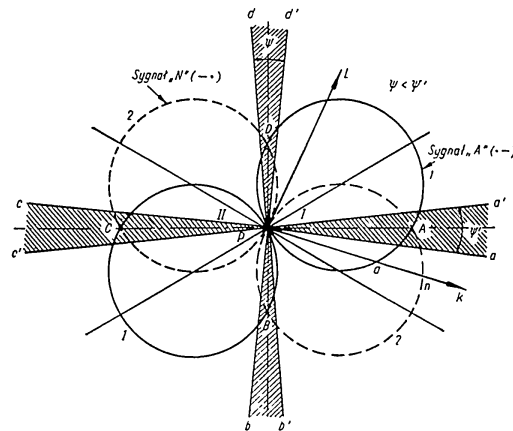
Radiolatarnie nabeżnikowe. Radiolatarnia nabeżnikowa jest nadajnikiem, którego urządzenie antenowe składa się z dwóch ram zamkniętych, umieszczonych pod pewnym kątem względem siebie lub z jednej ramy i jednej anteny otwartej.

Dzięki temu, że wykres kierunkowy promieniowania ramy, tak samo jak i wykres kierunkowy odbioru, ma kształt ósemki, wypadkowy wykres kierunkowy radiolatarni z dwiema ramami ma postać pokazaną na rysunku 466.

Cztery kierunki PA, PB, PC i PD, otrzymane w wyniku połączenia punktów przecięcia wykresów A, B, C i D ze środkiem I i II ram P, są kierunkami jednakowej słyszalności sygnałów wysyłanych przez obydwie ramy zamknięte.

Praktycznie jednakowa słyszalność wystąpi nie tylko w tych kierunkach, lecz także w sektorach aPa' , bPb' , cPc' i dPd' . Obszary wewnątrz tych kątów, gdzie natężenie sygnałów praktycznie jest jednakowe, nazywa się strefami równej słyszalności lub kursami radiolatarni.

Ramy radiolatarni orientuje się tak, aby dwusieczne stref równej słyszalności znajdowały się w kierunkach, po których mogą chodzić statki, a wielkość kąta strefy równej słyszalności powinna być mniejsza od szerokości wytyczonego toru wodnego.



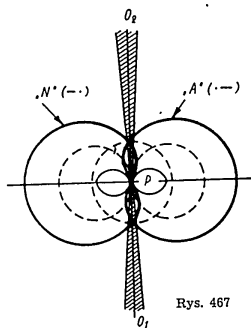
Rys. 466

Jeżeli urządzenie promieniujące radiolatarni składa się z jednej ramy zamkniętej i anteny otwartej, to dodając pole anteny otwartej, mającej wykres kierunkowy w postaci koła, i pole anteny zamkniętej, mającej wykres kierunkowy w postaci ósemki, otrzymamy wypadkowy wykres kierunkowy całego układu pokazany na rysunku 467.

Zmieniając za pomocą przełącznika fazę prądu w antenie otwartej, możemy „przerzucić” wykres kierunkowy nie zmieniając jego kształtu i wielkości, to jest zmieniać kierunek o 180° . W wyniku tego w kierunkach PO_1 i PO_2 od radiolatarni powstaną strefy równej słyszalności, w których natężenie pola będzie równe natężeniu pola wytwarzanemu przez antenę otwartą.

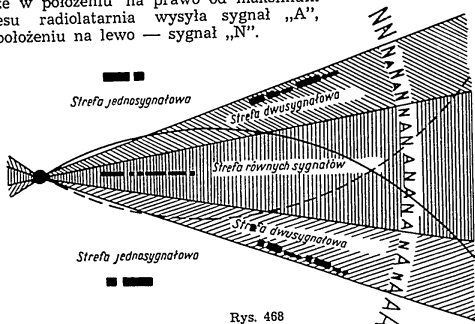
Aby możliwe było porównywanie natężenia sygnałów radiolatarni, sygnały promieniowane przez nią według jednego z wykresów kierun-

kowych powinny różnić się od sygnałów wysyłanych przez antenę według drugiego wykresu kierunkowego. W omawianym wyżej przykładzie urządzenia antenowego składającego się z dwóch ram zamkniętych (rys. 466) rama I wysyła sygnał „A”, a rama II sygnał „N”, przy czym sygnały te są wysyłane przez obie ramy na przemian. Jeżeli operator znajduje się w kierunku PL od radiolatarń, to łatwo zauważyć, że odbierze on jedynie sygnał „A”, to jest znajdzie się w strefie jednosygnalowej radiolatarń. Gdy obserwator znajdzie się w kierunku PK, wówczas odbierze sygnały „A” i „N”, lecz o niejednakowym natężeniu. Sygnał „N” będzie głośniejszy niż sygnał „A” (odcinek Pn jest większy od odcinka Pa). Kierunek ten nazywa się strefą dwusygnalową.



Rys. 467

W radiolatarniach nabeźnikowych z charakterystyką kierunkową przedstawioną na rysunku 467 nadawanie różnych sygnałów odbywa się tak, że w położeniu na prawo od maksimum wykresu radiolatarńia wysyła sygnał „A”, a w położeniu na lewo — sygnał „N”.



Rys. 468

Gdy statek idzie torem wodnym, operator słysząc sygnały radiolatarńi manewruje tak, aby statek znajdował się w strefie równych sygnałów w tym wypadku, jak już zaznaczyliśmy, będzie słyszał obydwa sygnały jednakowo (rys. 468).

Przy zбочzeniu statku z kursu w prawo lub w lewo od strefy równych sygnałów obserwator słyszy dwa sygnały o różnym natężeniu (statek wchodzi do strefy dwusygnalowej), a przy jeszcze większym zбочzeniu statek może znaleźć się w obszarze strefy jednosygnalowej, gdzie będzie słyszany tylko jeden sygnał „A” lub „N”.

Rozpatrzona metoda pracy radiolatarńi nabeźnikowych ma tę niedogodność, że operator powinien bez przerwy porównywać oba sygnały.

W celu uniknięcia tej wady stosuje się inną metodę nadawania sygnałów, tak zwaną metodę przeplatających się sygnałów. Przy tej metodzie nadawania, gdy statek znajduje się w strefie równych sygnałów, obserwator słyszy jednakowo obydwa sygnały, które zlewają się w długą kreskę (strefa ciągła — przyp. tłum.). Przy zбочzeniu z kursu, to jest gdy statek wykracza poza strefę równych sygnałów, obserwator zaczyna odbierać z większą siłą sygnał „A” lub sygnał „N”, zależnie od tego, w którą stronę nastąpiło zбочzenie.

Oprócz wymienionej kombinacji sygnałów można także wykorzystywać inne, na przykład „E” i „T” itd.

Każda radiolatarńia nabeźnikowa pracuje z przerwami, co ułatwia jej rozpoznanie i pozwala uniknąć zakłóceń. Liczba sygnałów wysyłanych w jednej grupie jest różna dla różnych latarni i wynosi od 2 do 12 sygnałów na cykl. Operator w tym wypadku będąc na kursie odbiera nie dźwięk ciągły, lecz szereg kreszek oddzielonych przerwami.

Dla większego udogodnienia po każdym cyklu dana radiostacja nadaje swój sygnał rozpoznawczy.

Radiolatarńie rozpoznawcze. Radiolatarńie rozpoznawcze są to nadajniki radiowe małej mocy, których promień zasięgu nie przekracza 8 ÷ 10 mil morskich. W większości wypadków system promieniowania tych radiolatarńi jest bezkierunkowy. Znajdują one szerokie zastosowanie jako „radionabeźniki sieczne” dla rozpoznawania miejsca przy podchodzeniu do punktu załamania toru wodnego itd.

Radiolatarńie dla samookreślenia statków mogą być dwójakiego rodzaju:

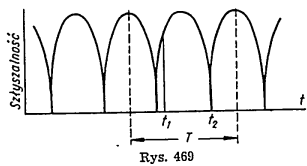
- a) z ramą obrotową;
- b) sektorowe.

Radiolatarńia z ramą obrotową jest nadajnikiem radiowym pracującym na zamkniętą antenę ramową, która obraca się wokół swej osi z prędkością jednego obrotu na minutę. Gdy statek znajduje się w dowolnym kierunku od radiolatarńi, słyszalność jej sygnałów, odbieranych za pomocą zwykłego odbiornika, będzie przebiegała zgodnie z wykresem na rysunku 469: w ciągu okresu czasu T, który w danym wypadku równa się jednej minucie, otrzymamy dwa minima słyszalności, odległe od siebie o pół minuty (pół okresu).

Zasada wyznaczania namiaru za pomocą radiolatarńi obrotowej polega na tym, że w chwili t₁, gdy płaszczyzna ramy zajmuje położenie prostopadłe do południka geograficznego (rys. 470a) radiolatarńia daje specjalny sygnał, różniący się od normalnego sygnału nadawanego w ciągu całego czasu obracania się ramy.

Sygnał ten zostanie odebrany na statku, który może znajdować się w dowolnym kierunku (z wyjątkiem kierunku pokrywającego się z po-

łudnikiem geograficznym) od radiolatarń. W chwili odbioru sygnału umownego, zwanego sygnałem „północ”, na statku naciska się stoper, którego strzałka zaczyna poruszać się z tą samą prędkością co rama radiolatarń. W chwili t_2 płaszczyzna zerowego promieniowania ramy pokryje się z kierunkiem na statek (rys. 470b). W tym momencie słyszalność sygnałów radiolatarń zaniknie i operator zatrzyma stoper, którego strzałka obróciła się do tej chwili o taki sam kąt p , o jaki obróciła się płaszczyzna ramy radiolatarń. Jak łatwo wywnioskować, kąt p w danym wypadku jest namiarem rzeczywistym z radiolatarń na statek; wyznaczamy go łatwo za pomocą stopera.



Rys. 469

Ponieważ rama radiolatarń obraca się z prędkością jednego obrotu na minutę, więc w ciągu sekundy obróci się ona o kąt α równy:

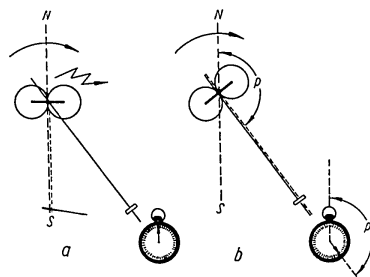
$$\alpha = \frac{360^\circ}{60} = 6^\circ,$$

zaś w czasie t sekund, jaki upłynie od chwili odbioru sygnału „północ” do momentu zaniku słyszalności radiolatarń, kąt odczytany na stoperze okrętowym wyniesie:

$$p = \alpha t = t \cdot 6^\circ.$$

Jeżeli w chwili określania statek znajduje się na linii południka geograficznego, wówczas nie można odebrać na nim sygnału „północ”. Dlatego oprócz sygnału „północ”, w chwili gdy płaszczyzna promieniowania zerowego radiolatarń przechodzi przez równoleżnik, daje się jeszcze sygnał „wschód”. Przy włączeniu stopera w chwili sygnału „wschód” dla otrzymania namiaru rzeczywistego p trzeba skorygować otrzymany odczyt o 90° .

Zaznaczyliśmy już, że przy wyznaczaniu namiaru możemy w każdej minucie wykorzystać dwa minima, następujące jedno po drugim co 30 sek. Te dwa namiary otrzymane w ciągu jednej minuty różnią się od siebie o 180° , jednakże nie ma to poważniejszego znaczenia, ponieważ pozycja zliczona statku będzie zawsze znana



Rys. 470

następujące jedno po drugim co 30 sek. Te dwa namiary otrzymane w ciągu jednej minuty różnią się od siebie o 180° , jednakże nie ma to poważniejszego znaczenia, ponieważ pozycja zliczona statku będzie zawsze znana

z wystarczającą dokładnością. Aby zwiększyć dokładność pomiarów, namiar rzeczywisty należy obliczać jako średni z dwóch otrzymanych namiarów.

Na dokładność wyznaczenia pozycji za pomocą radiolatarń obrotowej wywiera wpływ zarówno efekt nocny, jak i błędy brzegowe; te ostatnie eliminuje się wybierając odpowiednie położenie radiolatarń i przeprowadzając jej kalibrację.

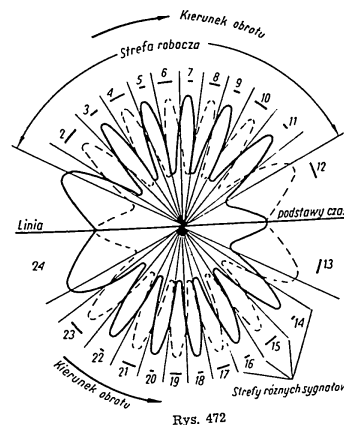
Dokładniejsze namiary uzyskuje się w ciągu dnia i na mniejszych odległościach od radiolatarń. Oczywiście przy odpowiednich różnicach długości geograficznych należy wprowadzić poprawkę loskodomoczną.

Posługiwanie się radiolatarńiami obrotowymi ułatwia stosowanie specjalnych stoperów, których tarcza podzielona jest na 360° i ma wygląd tarczy kompasu (rys. 471).

Radiolatarńia sektorowa (radiolatarńia z wachlarzem obracających się stref równych sygnałów*) stanowi urządzenie radionadawcze z trzema pionowymi antenami, umieszczonymi na linii prostej w odległości, w przybliżeniu, $(2,5 \div 3) \lambda$ jedna od drugiej. Zasilanie anten z nadajnika przeprowadza się za pomocą specjalnego urządzenia, dzięki czemu charakterystyka promieniowania tej radiolatarńi ma postać wachlarza listków, których szerokość równa się średnio 15° (rys. 472).



Rys. 471



Rys. 472

Pełny cykl nadawania radiolatarńi trwa jedną minutę. W ciągu pierwszych 28 sek pracuje tylko jedna antena środkowa, dająca bezkierunkowe promieniowanie sygnałów. W tym czasie zostają wysłane sygnały rozpoznawcze radiolatarńi (telegrafem) i długa kreska. Dalej następuje przerwa trwająca 1,5 sek, po czym rozpoczyna się wysyłanie kropek i kresek trwające 30 sek. W ciągu tych 30 sek zostaje wysłanych 30 kropek i 30 kresek. Potem następuje przerwa trwająca 0,5 sek i następnie zaczyna się nadawanie cyklu od nowa.

Pełny cykl nadawania radiolatarńi trwa jedną minutę. W ciągu pierwszych 28 sek pracuje tylko jedna antena środkowa, dająca bezkierunkowe promieniowanie sygnałów. W tym czasie zostają wysłane sygnały rozpoznawcze radiolatarńi (telegrafem) i długa kreska. Dalej następuje przerwa trwająca 1,5 sek, po czym rozpoczyna się wysyłanie kropek i kresek trwające 30 sek. W ciągu tych 30 sek zostaje wysłanych 30 kropek i 30 kresek. Potem następuje przerwa trwająca 0,5 sek i następnie zaczyna się nadawanie cyklu od nowa.

* stref ciągłych; jest to tak zwany system Consol (przyp. tłum.)

W ciągu nadawania kropek i kresek prąd zasilający antenę środkową płynnie i jednostajnie zmienia swą fazę o 180° , wskutek czego charakterystyka promieniowania, mająca początkowo kształt pokazany na rysunku 472 linią ciągłą, przyjmuje postać pokazaną linią przerywaną.

Równocześnie z tym obróca się wszystkie listki wykresu, wobec czego w sektorze, w którym na początku cyklu nadawania słyszano kropki, w końcu cyklu nadawania będzie się słyszeć kreski i na odwrót.

Na początku następnego cyklu, w okresie gdy nadawany jest sygnał bezkierunkowy, faza prądu zasilającego antenę środkową przyjmuje z powrotem wartość wyjściową itd.

Operator na statku znajdującym się w dowolnym sektorze po odebraniu sygnałów rozpoznawczych latarni usłyszy kropki lub kreski. Następnie, gdy statek znajdzie się w strefie równych sygnałów, kropek i kreski zlewają się w ton stały i słyszalność gwałtownie maleje. Dalej, po przejściu strefy równych sygnałów, pojawi się drugi sygnał, czyli kreski, jeżeli na początku były słyszane kropki, i na odwrót.

Posługiwanie się radiolatarnią sektorową jest bardzo proste i sprowadza się do liczenia odebranych kropek lub kresek; według liczby odebranych sygnałów, przy pomocy specjalnych tablic i map, wyznacza się namiar.

W związku z tym, że charakterystyka promieniowania radiolatarni jest wielolistkowa (wielosektorowa), aby uniknąć niejednoznaczności wyznaczenia namiaru, trzeba uprzednio wiedzieć, w jakim sektorze znajduje się statek. Informację tę można uzyskać przez wstępne namierzenie radiolatarni podczas bezkierunkowego nadawania sygnałów. W wypadku gdy na pokładzie nie ma radionamiernika, trzeba stosować inną metodę nawigacyjną wyznaczania pozycji.

Radiolatarnie sektorowe pracują w zakresie fal średnich (720 → 1150 m) z drganiami nie modulowanymi (emisja rodzaju A-1). Dlatego sygnały tych latarni można odbierać za pomocą odbiornika wyposażonego w zwykłą antenę lub odbiornika radionamiernika, pod warunkiem że istnieje w nim specjalny podzakres dla bezkierunkowego odbioru sygnałów.

Zasięg działania radiolatarni sektorowej zależy od mocy radionamiernika i od wysokości anteny. Praktycznie przy wysokości anten około 100 m i mocy nadajnika 2 kW zasięg działania nad morzem wynosi około 1000 mil w ciągu dnia i około 1500 mil w nocy. Dokładność wyznaczenia pozycji przy braku zakłóceń, gdy możliwy jest odbiór całkowitej liczby znaków, dochodzi do jednego znaku, co odpowiada wyznaczeniu kierunku z dokładnością do $1/6^\circ$.

Obok zakłóceń, na dokładność wyznaczenia pozycji ma także wpływ położenie statku w stosunku do radiolatarni. Najmniejsze błędy występują wtedy, gdy statek znajduje się w kierunku prostopadłym do linii podstawy anten radiolatarni; w miarę odchylenia od prostopadłej błędy wzrastają.

Nocą, wskutek wpływu fal przestrzennych błędy wzrastają, szczególnie w kierunkach znajdujących się pod kątem 40° do prostopadłej. Największe i niestale są błędy w nocy na odległości 350 → 500 mil, gdzie natężenia pól fali przyziemnej i fali odbitej są współmierne.

Według danych doświadczalnych w ciągu dnia w pobliżu prostopadłej 50% błędów pomiarów nie przekracza $\pm 0,2^\circ$. Jedyne w pięciu wypad-

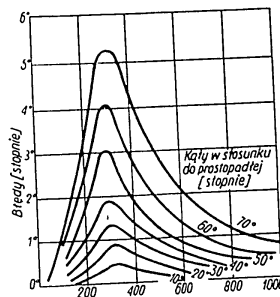
kach na sto pomiarów błędy przekraczają $\pm 0,5^\circ$. Na skraję strefy roboczej, to jest w sektorach leżących pod kątem 60° do prostopadłej, błędy wzrastają w przybliżeniu dwukrotnie.

Błędy powstające podczas nocnego wyznaczania pozycji można scharakteryzować krzywymi przedstawionymi na rysunku 473.

Dla ilustracji posługiwania się radiolatarniami sektorowymi w załączniku 6 podano rozmieszczenie sektorów radiolatarni Stavanger (Norwegia) i Bushmills (Północna Irlandia), a w załączniku 8 — tablice dla wyznaczania namiarów według tych radiolatarni.

Sektor radiolatarni, w którym znajduje się statek, określa się za pomocą radionamiernika lub innej metody nawigacyjnej.

Po przełączeniu radionamiernika na odbiór bezkierunkowy lub stosując inny odbiornik zaczynamy odczytywać ilość kropek (lub kresek) następujących za sygnałem rozpoznawczym radiolatarni, aż do pojawienia się strefy równych sygnałów. Następnie odczytujemy ilość kresek (lub kropek) do końca cyklu nadawania. Z ilości kropek (lub kresek) odczytanych do momentu wystąpienia strefy równych sygnałów wyznaczamy za pomocą tablic (załącznik 8) namiar na radiolatarnię.



Rys. 473

Rozdział XVII

URZĄDZENIA RADIOLOKACYJNE

§ 1. WSTĘP

Urządzenia radiolokacyjne (radar) są to urządzenia przeznaczone do wykrywania i określania położenia, to jest kierunku i odległości, różnych obiektów za pomocą fal radiowych.

W warunkach żeglugi morskiej takimi obiektami są statki, nabrzeża, boje, góry lodowe, wyspy, brzeg i inne konstrukcje nadwodne zdolne do odbijania energii elektromagnetycznej.

Podstawy techniki radiolokacyjnej zawdzięczamy wielkiemu uczonemu rosyjskiemu, wynalazcy radia, A. S. Popowowi, który pierwszy na świecie wykrył zjawisko, na którym opiera się podstawowa zasada radiolokacji — odbicie fal radiowych od metalowego kadłuba statku.

Prowadząc wspomniane już wyżej doświadczenia na redzie kronsztadzkiej w lecie 1897 r. Popow w taki sposób sformułował wyniki swych badań: „Wpływ urządzenia okrętu jest następujący: wszystkie przedmioty metalowe — maszty, rury, osprzęt — powinny zakłócać działanie przyrządów zarówno na stacji nadawczej jak i na stacji odbiorczej, ponieważ znajdując się na drodze fali elektromagnetycznej naruszają jej prawidłowość po części podobnie do tego, jak działa falochron na zwykłą falę rozchodzącą się po powierzchni wody, po części — wskutek interferencji fal wzbudzonych w nich z falami źródła; a więc wpływ ich jest szkodliwy”.

Dalej pisze Popow: „Stwierdzono także wpływ statku pośredniego, znajdującego się między statkami utrzymującymi łączność. W czasie wykonywania doświadczeń między transportowcami „Europa” i „Afryka” znajdował się niekiedy krążownik „Lejtnant Iljin”; jeżeli zdarzało to się przy dużych odległościach, wówczas łączność między statkami przerywała się, dopóki statki nie zeszyły z jednej linii”.

Wykorzystanie w praktyce odkrycia Popowa stało się możliwe wskutek rozwoju techniki fal ultrakrótkich, opracowania systemu anten kierunkowych, udoskonalenia i wynalazków w dziedzinie lamp elektronowych itp.

Kierownicza rola przypadła tu uczonym i inżynierom rosyjskim i radzieckim.

Opracowana jeszcze w 1907 r. przez uczonego rosyjskiego, prof. B. L. Rozinga, elektronowa lampa promieniowa dla odbioru obrazów. a także przedstawiona przez innego znanego uczonego radzieckiego, aka-

demika Ł. I. Mandelsztama, metoda zastosowania elektronowej lampy promieniowej do badania szybkich drgań elektrycznych, pozwoliły zbudować jeden z najważniejszych elementów stacji radiolokacyjnej — indykator.

Prace uczonych radzieckich B. A. Wwiedńskiego, W. A. Foka, Ł. I. Mandelsztama, N. D. Papaleksiego i innych, obejmujące badania nad rozchodzeniem się fal radiowych, stały się podstawą obliczania zasięgu działania urządzeń radiolokacyjnych i określania odległości do wykrywanych obiektów.

Wybitny uczony radziecki, członek-korespondent Akademii Nauk ZSRR, M. A. Boncz-Brujewicz, budując według zaleceń Lenina i Stalina pierwsze stacje radiofoniczne wykonał ogromną pracę z dziedziny budowy falowodów i anten tubowych oraz podał ideę budowy całkowicie nowego typu generatora fal centymetrowych — magnetronu dużej mocy.

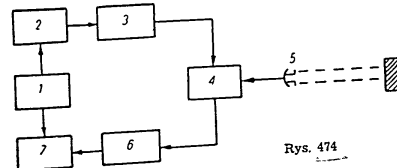
Razem ze znanymi uczonymi radzieckimi, W. W. Tatarinowem, A. A. Pistol Korssem i innymi pracownikami Niżnogrodzkiego Laboratorium Radiowego, Boncz-Brujewicz pierwszy na świecie opracował szereg systemów anten kierunkowych, stosowanych szeroko w stacjach radiolokacyjnych i pierwszy zastosował obrotową antenę kierunkową do określania współrzędnych kątowych.

Prof. D. A. Rożański opracował w 1932 r. zasadę grupowania elektronów, stosowaną szeroko w lampach nowego typu — klistronach.

W 1938 r. inżynierowie radzieccy, N. D. Diewiatkow, M. D. Guriewicz, W. K. Chochłow i J. N. Danilew, zbudowali modele całkowicie nowych lamp elektronowych dla fal centymetrowych.

§ 2. ZASADA DZIAŁANIA URZĄDZENIA RADIOLOKACYJNEGO

Przedstawiony na rysunku 474 schemat blokowy urządzenia radiolokacyjnego składa się z urządzenia sterującego — synchronizatora 1, modulatora 2, generatora bardzo wielkiej częstotliwości 3, przełącznika antenowego 4, anteny kierunkowej 5, odbiornika 6 i indykatora (wskaźnika) 7.

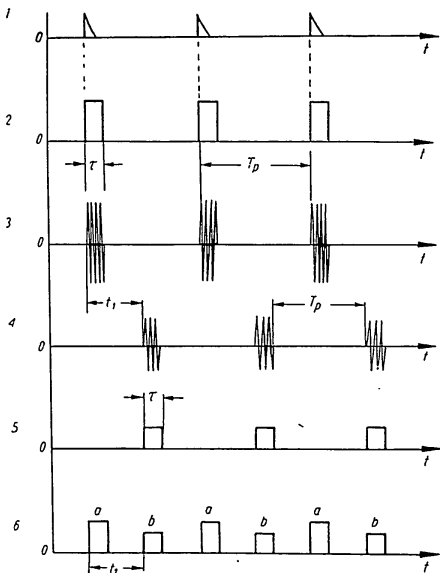


Rys. 474

Urządzenie sterujące — synchronizator wytwarza impulsy napięcia, zwane spustowymi, które uzgadniają w czasie pracę poszczególnych elementów stacji radiolokacyjnej.

Modulator daje impulsy wysokiego napięcia o pożądanym czasie trwania (długości), podawane na anodę lampy generatora bardzo wielkiej częstotliwości. W chwili podania napięcia w generatorze powstają impulsowe drgania bardzo wielkiej częstotliwości.

Długość impulsów dawanych przez generator równa się długości impulsów napięcia przychodzących z modulatora. Z generatora drgania dochodzą do anteny i zostają wypromieniowane w postaci impulsów energii elektromagnetycznej w pewnym określonym kierunku.



Rys. 475

Napotykać na swej drodze jakiś obiekt (statek, nabrże itp.) impuls elektromagnetyczny wzbudza w nim prąd bardzo wielkiej częstotliwości, który z kolei powoduje promieniowanie energii (promieniowanie wtórne), co objawia się jako odbicie.

Elektromagnetyczna energia promieniowania wtórnego rozchodzi się we wszystkich kierunkach i jedynie niewielka jej część jest odebrana przez antenę urządzenia radiolokacyjnego.

Odebrane drgania podaje się na wejście odbiornika, wzmacnia się i z powrotem podaje się przemianę na krótkotrwałe impulsy napięcia doprowadzane do indykatora.

Po odbiorze odbitego sygnału synchronizator znowu daje impuls spustowy a proces powtarza się w tej samej kolejności.

Jednocześnie z doprowadzeniem do modulatora impuls spustowy podaje się także na indykator, ustalając w ten sposób moment wysłania impulsu przez urządzenie radiolokacyjne.

Otrzymany przez indykator odbity sygnał impulsowy będzie opóźniony o czas t_1 w stosunku do impulsu wysłanego. Jak łatwo zauważyć, czas ten będzie zależał od odległości do wykrytego obiektu.

Ustaliliśmy na indykatorze czas t_1 możemy łatwo wyznaczyć odległość do obiektu:

$$D = \frac{ct_1}{2}$$

gdzie

D — odległość do wykrytego obiektu;
 c — prędkość rozchodzenia się fal radiowych.

Rysunek 475 przedstawia wykresy procesów roboczych w poszczególnych elementach urządzenia radiolokacyjnego.

Na wykresie 1 pokazano impulsy spustowe dawane przez synchronizator; powtarzają się one co ściśle określony odcinek czasu T_p .

Na wykresie 2 widzimy impulsy wysokiego napięcia wytwarzane przez modulator; mają one długość τ i okres T_p . Wykres 3 przedstawia impulsy drgań generatora bardzo wielkiej częstotliwości, mające także długość τ i okres T_p .

Na wykresie 4 przedstawiono drgania odebranego sygnału odbitego, dochodzące na wejście odbiornika. Długość τ i okres T_p odbitych sygnałów nie ulegają zmianie; sygnały te są jedynie przesunięte o czas t_1 w stosunku do impulsu wysłanego.

Wykres 5 przedstawia impulsy odebranego sygnału na wyjściu odbiornika podawane na indykator. Wykres 6 przedstawia impulsy: wysłany a i odbity b , doprowadzone do indykatora i przesunięte o odcinek czasu t_1 równy czasowi przebywania przez sygnał drogi od urządzenia radiolokacyjnego do obiektu odbijającego i z powrotem.

§ 3. PODSTAWOWE PARAMETRY URZĄDZENIA RADIOLOKACYJNEGO

Podstawowymi parametrami urządzenia radiolokacyjnego są:

- 1) maksymalny zasięg działania;
- 2) minimalny zasięg działania;
- 3) zdolność różniczenia odległości;
- 4) zdolność różniczenia azymutu;
- 5) długość fali (częstotliwość);
- 6) częstotliwość powtarzania (wysyłania) impulsów.

Maksymalny zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego bez uwzględnienia wpływu ziemi oraz innych czynników, na przykład tłumienia energii w atmosferze, można wyznaczyć z wzoru:

$$D_{\max} = \sqrt{\frac{4 P_r A^2 G}{P_o^4 \pi^2 \lambda^2}}$$

gdzie D_{max} — maksymalny zasięg działania, w metrach;
 P_i — moc promieniowana w impulsie, w watach;
 τ — długość impulsu, w sekundach;
 A — powierzchnia skuteczna anteny, w m²;
 σ — skuteczna powierzchnia odbijająca obiektu, w m² (zależna od wymiarów obiektu; tablica 18 podaje wartości σ dla różnych typów statków);
 P_o — minimalna moc odebranego sygnału odbitego, w watach, przy której na wyjściu odbiornika otrzymuje się sygnał możliwy do odróżnienia na tle szumów;
 λ — długość fali, w metrach.

Powyższy wzór wskazuje na to, że maksymalny zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego jest proporcjonalny do pierwiastka czwartego stopnia z:

- energii impulsu (iloczynu mocy impulsu P_i przez długość impulsu τ);
- czułości odbiornika, będącej wielkością odwrotnie proporcjonalną do minimalnej mocy sygnału odbitego ($\frac{1}{P_o}$);
- skutecznej powierzchni odbijającej obiektu σ .

Tablica 18

Typ statku	Tonaż	Wyokość [m]	σ [m ²]
Bardzo mały	20 ÷ 50	2,5 ÷ 4	50 ÷ 250
Mały	50 ÷ 200	4 ÷ 6	250 ÷ 750
Trawler rybacki	200 ÷ 600	6 ÷ 10	750 ÷ 4 000
Zeglugi przybrzeżnej	600 ÷ 1 000	9 ÷ 13	4 000 ÷ 12 000
Towarowy:			
średni	1 000 ÷ 3 000	12 ÷ 16	12 000 ÷ 30 000
duży	3 000 ÷ 10 000	16 ÷ 20	30 000 ÷ 50 000

A zatem widoczny wzrost zasięgu działania urządzenia radiolokacyjnego można osiągnąć jedynie przez znaczne zwiększenie promieniowanej energii, czułości odbiornika i wymiarów obiektu odbijającego.

Abym uzyskać na przykład dwukrotne zwiększenie zasięgu działania urządzenia radiolokacyjnego, trzeba jeden z przytoczonych czynników zwiększyć szesnaście razy itd.

Z podanego wzoru wynika, że dużą rolę odgrywa tu również powierzchnia skuteczna anteny i długość fali. Wzrost zasięgu działania w danym wypadku jest wprost proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z powierzchni skutecznej anteny i odwrotnie proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z długości fali.

Minimalny zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego zależy przede wszystkim od długości impulsu. Dopóki trwa promieniowanie energii impulsu, odbiór sygnałów odbitych jest niemożliwy, ponieważ antena przez cały ten czas jest przyłączona do nadajnika. Gdyby nawet do odbioru sygnałów odbitych używać oddzielnej anteny, to obraz impulsu wy-

sylanego zasłoni w czasie jego trwania na ekranie indykatora wszystkie sygnały odbite.

A zatem w danym wypadku minimalna odległość, na jakiej będą wykrywane obiekty odbijające, wyrazi się wzorem:

$$D_{min} = \frac{c\tau}{2}$$

gdzie

D_{min} — minimalna odległość, w metrach;
 c — prędkość rozchodzenia się fal radiowych, w m/sec;
 τ — długość impulsu, w sekundach.

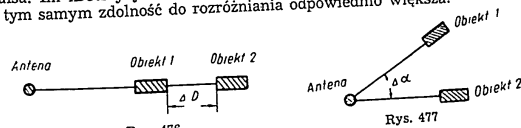
Na przykład przy długości impulsu $\tau = 0,5$ μ sek minimalny zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego wynosi:

$$D_{min} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 0,5}{10^6 \cdot 2} = 75 \text{ m.}$$

W celu zmniejszenia minimalnego zasięgu działania należy stosować impulsy o mniejszej długości.

Zdolność urządzenia radiolokacyjnego do rozróżniania odległości określa możliwość obserwowania z osobna (rozróżniania) obiektów znajdujących się jeden niedaleko drugiego w tym samym kierunku i wyraża się za pomocą tak zwanej odległości rozróżniania ΔD (rys. 476). Im mniejsza jest odległość rozróżniania, tym większą zdolność rozróżniania ma urządzenie radiolokacyjne, i odwrotnie.

Odległość rozróżniania zależy w głównym stopniu od długości impulsu. Im krótszy jest impuls, tym mniejsza jest odległość rozróżniania, a tym samym zdolność do rozróżniania odpowiednio większa.



Rys. 476

Rys. 477

Jeżeli wysłany impuls dobiega do dwóch obiektów znajdujących się w odległości mniejszej od długości impulsu w przestrzeni $\frac{c\tau}{2}$, wówczas odbite od obu obiektów sygnały zleją się w jeden i na indykatorze zmierzają się odległość tylko do pierwszego obiektu.

Zdolność rozróżniania azymutu jest to zdolność urządzenia radiolokacyjnego do rozróżniania obiektów odbijających, znajdujących się blisko siebie, lecz nie leżących w jednej płaszczyźnie (rys. 477). Zdolność rozróżniania określona jest tak zwanym kątem rozróżniania $\Delta\alpha$. Im kąt rozróżniania jest mniejszy, tym większa jest zdolność rozróżniania azymutu, i odwrotnie.

Wielkość kąta rozróżniania zależy w głównym stopniu od szerokości azymutalnej charakterystyki kierunkowej anteny. Im węższa jest azy-

mutalna charakterystyka kierunkowa anteny (im mniejszy jest kąt α), tym mniejszy jest kąt $\Delta\alpha$, i odwrotnie.

W przybliżeniu można przyjmować, że:

$$\Delta\alpha \approx \alpha,$$

gdzie

$\Delta\alpha$ — kąt rozróżniania, w stopniach;
 α — szerokość charakterystyki kierunkowej anteny, w stopniach.

Długość fali (częstotliwość) urządzenia radiolokacyjnego wybiera się w oparciu o szereg warunków. W pierwszej kolejności do warunków tych zalicza się zapewnienie pożądanej długości impulsu i szerokości charakterystyki kierunkowej anteny przy ograniczonych jej wymiarach.

Zaznaczyliśmy wyżej, że impuls wielkiej częstotliwości o długości rzędu jednej mikrosekundy można otrzymać jedynie przy pracy w zakresie fal ultrakrótkich, przy czym w miarę zmniejszania długości impulsu długość fali powinna maleć. Konieczność stosowania fal ultrakrótkich w jeszcze większym stopniu wynika stąd, że przy dużej kierunkowości anteny wymiary jej nie powinny być duże.

W okrętowych urządzeniach radiolokacyjnych, gdzie najczęściej stosuje się antenę z reflektorem parabolicznym, kierunkowość anteny określona jest przez stosunek wymiarów anteny do długości fali:

$$\alpha = 0,6 \frac{\lambda}{A},$$

gdzie

α — szerokość charakterystyki kierunkowej anteny, w stopniach;
 λ — długość fali, w centymetrach;
 A — powierzchnia pochłaniająca anteny, w m².

Na przykład przy $\alpha = 2^\circ$ i $A = 1,5 \text{ m}^2$ długość fali

$$\lambda = \frac{A \cdot \alpha}{0,6} = \frac{1,5 \cdot 2}{0,6} = 5 \text{ cm}.$$

Przykład ten jeszcze raz potwierdza konieczność stosowania w radiolokacji fal ultrakrótkich, w szczególności fal z zakresu centymetrowego, na których pracują zwykle nawigacyjne urządzenia radiolokacyjne.

Częstotliwość powtarzania (wysyłania) impulsów. Ażeby zapewnić stałą obserwację wysyłanych (wysyłania) impulsów. Aby zapewnić stałą obserwację wysyłanych i odbieranych po odbiciu sygnałów impulsowych, ze względu na krótki czas ich trwania wysyła się nie jeden, lecz całą serię impulsów na sekundę.

Przy wyborze częstotliwości powtarzania impulsów trzeba kierować się tym, że odbity sygnał impulsowy może być odebrany jedynie w tym czasie, gdy nadajnik nie pracuje. Warunek ten będzie spełniony wtedy, gdy impuls odbity od najdalszego obiektu zostanie przyjęty wcześniej, niż będzie wysłany następny sygnał impulsowy.

A zatem z tego punktu widzenia, częstotliwość powtarzania impulsów, oznaczana przez F_p , zależy od największej odległości, na której operator chce jeszcze wykrywać obiekty.

Jeżeli na przykład największa odległość wykrywania powinna wynosić 60 km, wówczas czas opóźnienia, równy podwójnej odległości podzielonej przez prędkość rozchodzenia się fal radiowych, wyniesie:

$$t_1 = \frac{2D_{\max}}{c} = \frac{2 \cdot 60}{3 \cdot 10^8} = 0,0004 \text{ sek.}$$

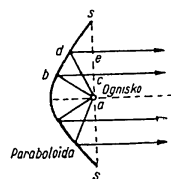
Oznacza to, że częstotliwość powtarzania impulsów nie powinna przekraczać:

$$F_p = \frac{1}{0,0004} = 2500 \text{ imp/sek.}$$

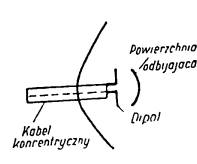
Oczywiście stosowanie największej dopuszczalnej częstotliwości powtarzania nie jest konieczne. W praktyce, w zależności od maksymalnej odległości wykrywania, częstotliwość powtarzania F_p przyjmuje się od kilkuset do kilku tysięcy impulsów na sekundę (herców).

§ 4. URZĄDZENIA ANTENOWE

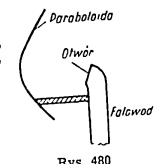
Zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego, dokładność wyznaczenia współrzędnych wykrytego obiektu oraz zdolność rozróżniania w wielkim stopniu zależą od konstrukcji anteny. W nawigacyjnych urządzeniach ra-



Rys. 478



Rys. 479



Rys. 480

diolokacyjnych na statkach najbardziej rozpowszechnione są anteny z reflektorem parabolicznym (rys. 478), który cechują następujące właściwości:

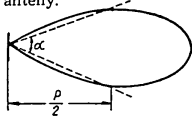
- 1) promień elektromagnetyczny wychodzący z ogniska odbija się od paraboloidy w kierunku równoległym do jej osi;
- 2) wszystkie odległości przebywane przez różne promienie z ogniska do płaszczyzny paraboloidy s-s mają tę samą długość, to jest droga abc równa się drodze ade.

A zatem promienie wychodzące z ogniska z tą samą fazą dojdą do płaszczyzny paraboloidy z tym samym przesunięciem fazowym. Te właściwości paraboloidy pozwalają uzyskać wąską wiązkę energii elektromagnetycznej w dowolnym kierunku, podobnie jak uzyskuje się wąską wiązkę światła w reflektorze świetlnym.

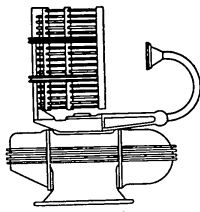
W ognisku paraboloidy umieszcza się półfalowy dipol (rys. 479) lub otwarty koniec falewodu (rys. 480).

W pierwszym wypadku, ażeby skierować promieniowanie anteny na paraboloidę, z przodu dipola w odległości $\frac{\lambda}{4}$ umieszcza się płaską lub półokrągłą powierzchnię odbijającą.

Kierunkowość anteny z reflektorem parabolicznym, przez którą rozumie się kąt α zawarty między prostymi przechodzącymi przez punkty odpowiadające połowie mocy wykresu kierunkowego, czyli listka (rys. 481), zależy od stosunku średnicy paraboloidy do długości fali. Im większy jest ten stosunek (im większe są wymiary paraboloidy i mniejsza długość fali), tym mniejszy jest kąt α , to jest tym większa jest kierunkowość anteny.

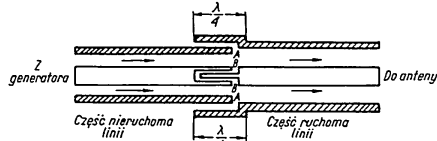


Rys. 481



Rys. 482

Aby otrzymać pożądaną zdolność rozróżniania azymutu, szerokość charakterystyki kierunkowej anteny nawigacyjnego urządzenia radiolokacyjnego w płaszczyźnie poziomej powinna być nie większa niż $\alpha = 2-3^\circ$. W płaszczyźnie pionowej nie można stosować tak dużej kierunkowości, gdyż przy kołysaniu się statku obiekt odbijający może wychodzić ze strefy oświetlonej przez antenę. W związku z tym szerokość charakterystyki kierunkowej anteny w płaszczyźnie pionowej przyjmuje się rzędu $25-30^\circ$.



Rys. 483

Ponieważ reflektor paraboliczny o jednolitej konstrukcji ma dużą powierzchnię oporu i duży ciężar, dla zmniejszenia tych wartości wykonuje go się często z metalowych prętów lub taśmy. Konstrukcję takiej anteny pokazuje rysunek 482; w ognisku anteny znajduje się wyjście falowodu w postaci tuby.

Antena zmontowana jest na mechanizmie obrotowym, zapewniającym obracanie się jej w płaszczyźnie poziomej. Energię doprowadza się do anteny, to jest do półfalowego dipola, najczęściej za pomocą kabla koncentrycznego. Ponieważ antena przy pracy obraca się, stosuje się specjalne połączenie ruchomej i nieruchomej części linii koncentrycznej. Konstruk-

cję takiego połączenia (złącza obrotowego) pokazuje rysunek 483. Połączenie to działa na zasadzie właściwości ćwierćfalowego, rozwartego na końcach odcinka linii. Wiadomo, że oporność wejściowa takiego odcinka wynosi zero. Dzięki tej właściwości oporność w punktach AA przewodu zewnętrznego oraz w punktach BB przewodu wewnętrznego linii koncentrycznej równa się zeru i energia bez żadnych strat będzie przekazywana z nadajnika do anteny przez złącze obrotowe kabla koncentrycznego.

Na falach krótszych od 10 cm, gdy w ognisku paraboloidy umieszcza się otwarty koniec falowodu, doprowadzenie energii do anteny przeprowadza się za pomocą falowodu. Dla przykładu na rysunku 484 pokazano taki system falowodowy, składający się z falowodów okrągłych i prostokątnych.

Drgania mikrofalowe z magnetronu przez odcinek linii koncentrycznej doprowadza się do odcinka falowodu prostokątnego. Linia zakończona jest ruchomą zworą, pozwalającą na uzyskanie najlepszego dopasowania falowodu i linii koncentrycznej. Pętla dopasowująca linii koncentrycznej umożliwia otrzymanie maksymalnej mocy z magnetronu. W celu zwiększenia skuteczności przekazywania energii pierwszy odcinek falowodu połączony jest z odcinkiem falowodu o dużej średnicy.

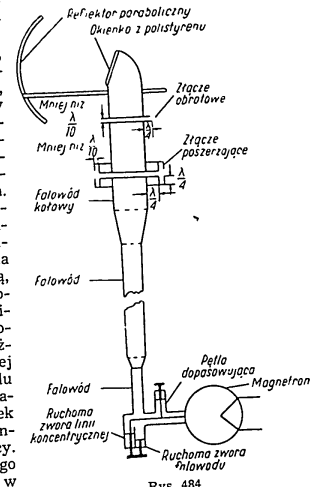
W pobliżu złącza obrotowego falowód prostokątny przechodzi w kołowy.

Po przejściu przez specjalne złącze poszerzające i przez złącze obrotowe (dławikowe) falowód kołowy dochodzi do anteny, gdzie zginając się stopniowo skierowuje energię na reflektor paraboliczny. Wylot falowodu, zabezpieczony przed wpływami atmosferycznymi okiemienkiem polistyrenowym, umieszczony jest w ognisku reflektora parabolicznego.

§ 5. OKREŚLANIE KIERUNKU*

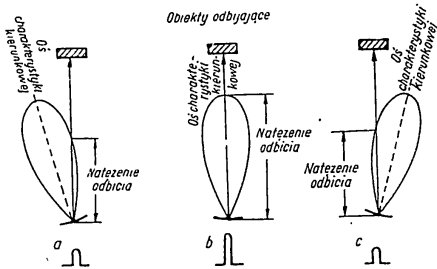
Przy określaniu kierunku (azymutu) stosuje się dwie metody: metodę maksimum sygnału i metodę równych sygnałów.

* Opisana w § 5 metoda określania kierunku (azymutu) na obiekt jest obecnie w morskich radarach nawigacyjnych nie używana. Stosuje się ją dla celów wojskowych (kierowanie ogniem artylerii za pomocą radaru) — przyp. opintodawcy.



Rys. 484

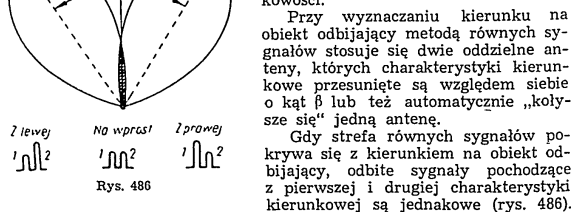
Zasadę wyznaczania kierunku według metody maksimum sygnału ilustruje rysunek 485. Chcąc wykryć obiekt operator obraca antenę aż do chwili, gdy na wskaźniku pojawi się obraz odbitego sygnału. Natężenie tego obrazu będzie największe wówczas, gdy oś charakterystyki kierunkowej anteny pokryje się z kierunkiem na obiekt odbijający (rys. 485b). Przy odchyleniu anteny w lewo lub prawo od kierunku na obiekt natężenie sygnału odbitego zmaleje (rys. 485a i 485c).



Rys. 485

Dokładność wyznaczania kątów przy metodzie maksimum sygnału zależy od szerokości charakterystyki kierunkowej anteny. W przybliżeniu można przyjąć, że maksymalny błąd przy wyznaczaniu kąta równa się kątowi kierunkowości anteny α . A zatem, aby zwiększyć dokładność wyznaczania azymutu, trzeba stosować anteny wąskowiazkowe o małym kącie kierunkowości.

Przy wyznaczaniu kierunku na obiekt odbijający metodą równych sygnałów stosuje się dwie oddzielne anteny, których charakterystyki kierunkowe przesunięte są względem siebie o kąt β lub też automatycznie „kolejną” jedną antenę.



Rys. 486

Gdy strefa równych sygnałów pokrywa się z kierunkiem na obiekt odbijający, odbite sygnały pochodzące z pierwszej i drugiej charakterystyki kierunkowej są jednakowe (rys. 486). Przy odchyleniu w lewo lub w prawo odbite sygnały będą różne. Wyznaczanie kierunku metodą równych sygnałów jest dokładniejsze niż przy użyciu metody maksimum sygnału, jednakże ponieważ konstruk-

cja urządzenia antenowego jest w tym wypadku bardzo złożona, metody równych sygnałów nie stosuje się w urządzeniach radiolokacyjnych na statkach.

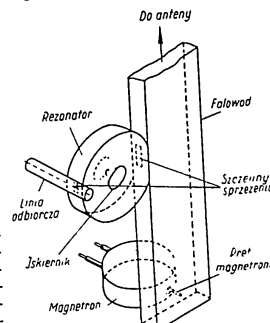
§ 6. PRZELĄCZNIK ANTENOWY

W urządzeniach radiolokacyjnych typu nawigacyjnego do nadawania i odbioru sygnałów stosuje się tę samą antenę. Trzeba wówczas stosować przełącznik antenowy, który w chwili wysyłania sygnału automatycznie przełącza antenę na generator bardzo wielkiej częstotliwości i chroni wejście odbiornika przed działaniem impulsu o dużej mocy z generatora, a w czasie między wysyłaniem sygnałów przełącza antenę na wejście odbiornika i izoluje ją od linii biegnącej do generatora.

Na rysunku 130 widzieliśmy układ takiego przełącznika antenowego z iskiernikiem w postaci lampy gazowanej.

W wypadkach gdy do przekazywania energii z generatora do anteny stosuje się falowody, konstrukcja przełącznika antenowego bywa inna.

Dla przykładu na rysunku 487 schematycznie pokazano prostszą konstrukcję przełącznika antenowego w falowodzie. Falowód zakończony jest na jednym końcu anteną, a na drugim ścianką zwierającą. Wzbudzenie falowodu doprowadza się z generatora magnetronowego za pomocą pręta. Impuls z generatora biegnąc wzdłuż falowodu dochodzi przez szczelinę do rezonatora wewnętrznego. Rezonator wytwarza duże natężenie pola w szczelinie iskiernika. Następuje przebicie powodujące rozstrojenie rezonatora. Następuje przebicie powodujące rozstrojenie rezonatora. Następuje przebicie powodujące rozstrojenie rezonatora. Następuje przebicie powodujące rozstrojenie rezonatora. Następuje przebicie powodujące rozstrojenie rezonatora.



Rys. 487

§ 7. INDIKATORY

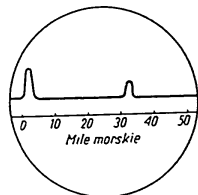
Indykator jest to urządzenie, które umożliwia optyczne odczytywanie odległości i kierunku (w razie konieczności i kąta miejsca) na wykryty obiekt.

Głównym elementem indykatora jest elektronowa lampa promieniowa (zwana również lampą oscylograficzną — przyp. tłum.), z odchyleniem elektrostatycznym lub magnetycznym.

Najprostszym indykatorem jest indykator odległości, tak zwany indykator wychyłowy (zwany także indykatorem typu A).

Praca indykatora wygląda następująco. W chwili gdy synchronizator daje impuls spustowy, włącza się nadajnik (modulator i generator bardzo wielkiej częstotliwości) oraz generator podstawy czasu (generator drgań piłkowształtnych). Napięcie generatora podstawy czasu dochodzi na płytki poziomo odchylające elektronowej lampy promieniowej. Pod wpływem tego napięcia promień elektronowy przesuwa się po ekranie z prędkością zależną od okresu napięcia piłkowształtnego. Na ekranie lampy pojawia się linia pozioma (rys. 488). Ponieważ włączenie nadajnika i generatora podstawy czasu następuje jednocześnie, początek linii podstawy czasu zgadza się z chwilą wystąpienia impulsu.

Dla wygody pomiaru często na początku linii podstawy czasu wytwarza się odchylenie promienia w kierunku pionowym. Pojawienie się tego odchylenia tłumaczy się tym, że część energii promieniowanego impulsu dostaje się poprzez odbiornik na pionowo odchylające płytki lampy.



Rys. 488

Po pewnym czasie przychodzi sygnał odbity, który po wzmocnieniu i odpowiedniej przemianie w odbiorniku zostanie podany na pionowo odchylające płytki lampy. Pod wpływem odebranego sygnału promień znowu odchyli się w kierunku pionowym i na ekranie lampy ustali się nieruchomy sygnał odbity w postaci występu przesuniętego o określoną odległość od początku podstawy czasu, to jest od impulsu wysłanego, czyli tak zwanego impulsu sondującego.

Ponieważ promień elektronowy przesuwa się po ekranie z określoną prędkością, wielkość odcinka między impulsem wysłanym i odbitym jest proporcjonalna do odległości do wykrytego obiektu.

Jeżeli na przykład całkowitą drogę od jednego skrajku ekranu do drugiego promień przebiega w 200 usek, to w ciągu tego czasu impuls elektromagnetyczny dojdzie do obiektu oddalonego o 30 km od urządzenia radiolokacyjnego i wróci. A zatem impuls odbity pojawi się na ekranie w końcu linii podstawy czasu. Jeżeli natomiast obiekt odbijający będzie znajdował się w odległości wynoszącej 15 km, wówczas impuls odbity pojawi się po środku linii podstawy czasu, to jest w środku ekranu itd. Na tej podstawie ekran lampy można zawczasu wykalibrować, to jest nanieść skalę, według której odzyskuje się odległość do wykrytego obiektu.

We wskaźniku typu A kierunek na wykryty obiekt wyznacza się obracając antenę. W chwili gdy antena jest skierowana dokładnie na wykryty obiekt, natężenie odbicia, czyli wielkość odbitego impulsu na ekranie lampy jest największa. Ponieważ na statkach antena jest zwykle zorientowana w stosunku do płaszczyzny symetrii statku, kąt kursowy (lub namiar) na wykryty obiekt wyznacza się według kąta obrotu.

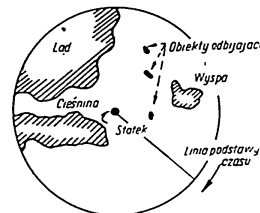
W urządzeniach radiolokacyjnych typu nawigacyjnego stosowany jest prawie wyłącznie indykator panoramowy (typu P).

W indykatorze tym w chwili wysłania impulsu promień elektronowy rozpoczyna swój ruch nie od skrajku, lecz od środka ekranu elektronowej lampy promieniowej i porusza się w kierunku radialnym. Radialny kie-

runek podstawy czasu jest zsynchronizowany z kierunkiem anteny. Podczas obrotu anteny synchronicznie porusza się również linia radialnej podstawy czasu, tak że kierunek jej w dowolnym momencie odpowiada kierunkowi anteny. Dla udogodnienia obserwacji sygnału odbitego przed pojawieniem się tego sygnału ekran wygasza się.

Gdy wykryty obiekt znajduje się na danym kierunku, odebrany sygnał odbity wytworzy na ekranie lampy jasną plamkę, której wymiary zależą od odbijającej powierzchni obiektu, a jasność uwarunkowana jest w zasadzie jego właściwościami odbijającymi (rys. 489). Odległość od środka indykatora do jasnej plamki jest proporcjonalna do odległości od miejsca obserwatora (statku) do wykrytego obiektu, a położenie katowe plamki jest namiarem lub kątem kursowym na ten obiekt.

W indykatorze panoramowym antena obraca się w płaszczyźnie poziomej za pomocą specjalnego napędu z prędkością 10-20 obr./min. Ponieważ prędkość obrotu anteny jest znacznie mniejsza od częstotliwości powtarzania impulsów, więc dla pewnego, ustalonego odstępu między impulsami antenę można praktycznie uważać za nieruchomą. Oznacza to, że podstawy czasu dla dwóch sąsiednich impulsów przesuną się o kąt tak mały, iż nie wpłynie to na dokładność wyznaczenia azymutu, nawet przy wykrywaniu obiektów najdalej położonych w przyjętym zakresie odległości (20-40 mil). Jeżeli na przykład antena obraca się z prędkością 15 obr./min, a częstotliwość powtarzania impulsów wynosi 1000 Hz, wówczas w ciągu jednego obrotu anteny podstawa czasu przebiega 4000 razy, w związku z czym w ciągu czasu upływającego między dwoma impulsami kierunek podstawy czasu zmienia się tylko o 0,09°.



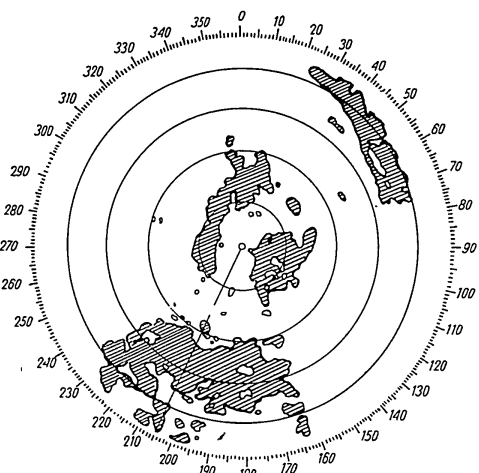
Rys. 489

Taka konstrukcja indykatora umożliwia nie tylko otrzymanie odczytu odległości i azymutu na wykryty obiekt, lecz także pozwala obserwować całe otoczenie statku, to jest widzieć na ekranie w zasięgu działania stacji wszystkie obiekty nadwodne zdolne do odbijania energii elektromagnetycznej.

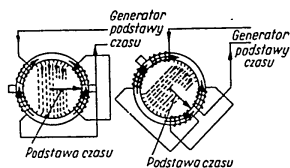
Uzyskuje się to przez pokrycie ekranu lampy indykatora specjalną warstwą dającą poświatę, dzięki której obraz obiektu, pojawiający się na ekranie lampy, nie zanika w ciągu czasu potrzebnego do pełnego obrotu anteny o 360°.

Na rysunku 490 pokazano schematycznie obraz na ekranie takiego indykatora. Oprócz sylwetek obiektów odbijających na ekranie widoczne są także specjalne pierścienie kalibracyjne służące do określania odległości od obiektu oraz koło azymutalne, według którego wyznacza się kierunek na ten obiekt.

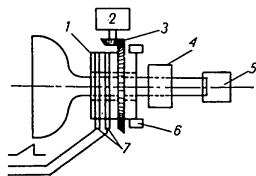
W indykatorach panoramowych najczęściej stosuje się elektronowe lampy promieniowe z odchylem magnetycznym. Aby uzyskać ruch obrotowy podstawy czasu, trzeba obracać pole magnetyczne wytwarzane



Rys. 490



Rys. 491



Rys. 492

przez prąd o przebiegu piłokształtnym, przepływający przez cewki odchylające lampy.

Dzięki temu, że pole magnetyczne wiruje, promień elektronowy zmienia swój kierunek, pozostaje jednak stale prostopadły do kierunku linii sił pola magnetycznego (rys. 491). Wirowanie odchylającego pola magnetycznego można uzyskać kilkoma sposobami.

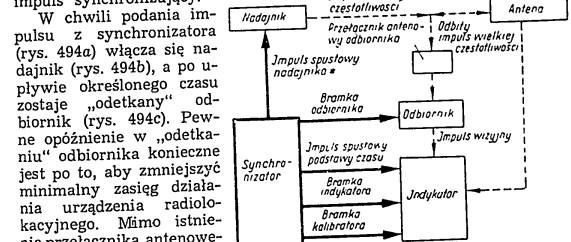
Dla przykładu na rysunku 492 pokazano sposób obracania pola przez obracanie jarzma cewki wokół szyjki elektronowej lampy promieniowej.

Jarzmo cewki odchylającej 1, umieszczone na łożyskach 6, obraca się wokół osi elektronowej lampy promieniowej, synchronicznie z obrotem anteny. Jarzmo to napędzane jest silnikiem 2 poprzez koła zębata 3. Prąd o przebiegu piłokształtnym doprowadza się do płytek odchylających przez pierścienie kontaktujące.

Na rysunku pokazano również pozostałe elementy lampy: cewkę ogniskującą 4 i cokol 5.

§ 8. SYNCHRONIZATOR

Synchronizatorem nazywa się urządzenie uzgadniające w czasie pracę różnych elementów stacji radiolokacyjnej. Rysunek 493 pokazuje układ sprzężenia synchronizatora z innymi elementami urządzenia radiolokacyjnego, a rysunek 494 — przebieg napięć w tych elementach w momencie, gdy działa na niego impuls synchronizujący.



* Ustala początek odczytu czasu w układzie

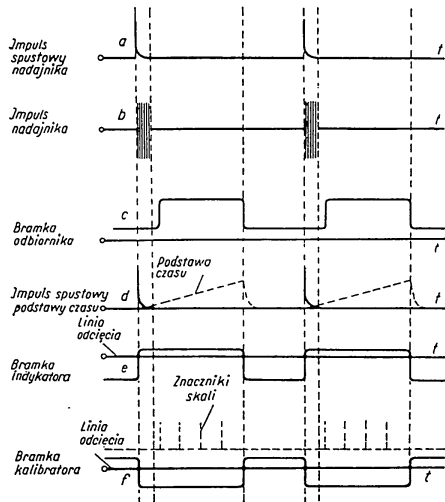
Rys. 493

W chwili podania impulsu z synchronizatora (rys. 494a) włącza się nadajnik (rys. 494b), a po upływie określonego czasu zostaje „odetkany” odbiornik (rys. 494c). Pewne opóźnienie w „odetkaniu” odbiornika konieczne jest po to, aby zmniejszyć minimalny zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego. Mamo istnienia przełącznika antenowego chroniącego odbiornik przed dostawaniem się na jego wejście impulsu dużej mocy z nadajnika, na wejście odbiornika dochodzi część energii impulsu sondującego, wskutek czego odbiornik traci na pewien czas swą czułość. Aby przyspieszyć czułość odbiornika do stanu normalnego, w czasie pracy nadajnika zdejmują się napięcie z anod i siatek lamp wzmacnienia częstotliwości pośredniej odbiornika. Napięcie to podaje się ponownie, za pomocą impulsu bramkującego odbiornika, dopiero po zakończeniu promieniowania impulsu przez nadajnik. Minimalny zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego będzie wówczas określony w zasadzie przez długość impulsu.

Jednocześnie z podaniem impulsu spustowego na nadajnik uruchamia się podstawę czasu indykatora (rys. 494d). Jeżeli elektronowa lampa promieniowa pracuje w ciągu całego okresu między impulsami sondującymi, wówczas widoczne są na niej obydwie ruchy podstawy czasu — ruch rozciągający podstawę czasu i jej ruch powrotny. W tym wypadku na ekranie

nie lampy pojawiają się obrazy obiektów znajdujących się poza granicami zasięgu roboczego; zakłócają one obserwację sygnałów podstawowych.

Aby uniknąć tej wady, w układzie zasilania elektronowej lampy promieniowej przewidziana jest możliwość sterowania promieniem elektronów za pomocą specjalnego napięcia prostokątnego (impulsu bramkującego indykatora). Na rysunku 494d widzimy, że impuls ten jest dodatni jedynie podczas ruchu podstawy czasu do przodu. Po zakończeniu ruchu podstawy czasu do przodu promień zostaje wygaszony i obraz ruchu powrotnego promienia nie utrwała się na ekranie.

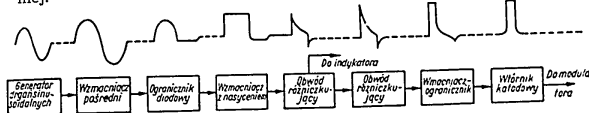


Rys. 494

Odległość na ekranie lampy możemy odczytać dzięki specjalnym znacznikom odległości, wytworzonym przez osobne urządzenie zwane kalibratorem. Pracą kalibratora steruje synchronizator, wytwarzający prostokątny impuls napięcia (bramkę kalibratora). Bramka kalibratora włącza układ wytwarzający znaczniki skali jedynie w czasie rozwijania podstawy czasu (rys. 494f), w pozostałym czasie kalibrator nie pracuje.

Do wytwarzania początkowych drgań w synchronizatorze służą generatory drgań sinusoidalnych, multiwibratory lub generatory samodławne.

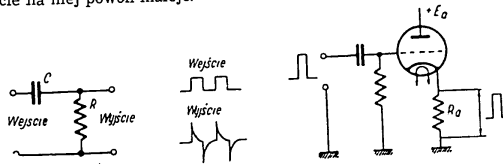
Przykładowo na rysunku 495 pokazano schemat blokowy synchronizatora z generatorem drgań sinusoidalnych, którego częstotliwość równa się częstotliwości powtarzania impulsów. Drgania sinusoidalne, wytwarzane przez generator, podaje się na ogranicznik diodowy wyprostowujący drgania. Na jego wyjściu otrzymujemy się napięcie pulsujące o biegunowości dodatniej.



Rys. 495

Dodatnie impulsy napięcia przekazują się następnie na stopień wzmacnienia pracujący z nasyceniem. Po przejściu przez ten wzmacniacz impulsy napięcia przyjmują kształt prostokątny. Następnie prostokątne impulsy napięcia podaje się na tak zwany obwód różniczkujący, który składa się z kondensatora C i oporności R (rys. 496).

W chwili gdy napięcie podawane na okładziny kondensatora wzrasta, przez małą oporność R przepływa duży prąd. Na oporności tej występuje napięcie, które prawie natychmiast wzrasta do maksimum. W miarę jak ładuje się kondensator, prąd płynący przez oporność R zmniejsza się i napięcie na niej powoli maleje.



Rys. 496

Rys. 497

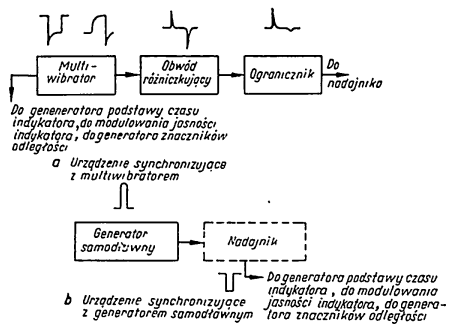
Gdy kondensator C naładuje się całkowicie i napięcie na nim będzie równe napięciu przyłożonego impulsu prostokątnego, napięcie na oporności R zmaleje do zera.

W chwili gdy impuls prostokątny skończy się, kondensator rozładuje się gwałtownie i przez oporność R popłynie prąd o dużym natężeniu. Na oporności znowu pojawi się napięcie, ale już o biegunowości przeciwnej. W miarę jak kondensator będzie się rozładowywał, napięcie będzie malało do zera. Następnie układ będzie bezczynny aż do podania nowego prostokątnego impulsu napięcia, itd.

Otrzymane po różniczkowaniu impulsy napięcia, mające postać zębów pily, podaje się dalej na wzmacniacz-ogranicznik, gdzie drgania zostaną wzmocnione i przyjmą pożądaną długość. Następnie otrzymane drgania przepuszcza się przez tak zwany wtórnik katodowy i podaje się na modulator, który pod działaniem impulsu synchronizatora uruchamia generator bardzo wielkiej częstotliwości.

Wtórnik katodowy różni się od zwykłego wzmacniacza oporowego tym, że obciążenie R_0 włącza się w tym układzie między katodę lampy i minus anodowego źródła zasilającego, a napięcie na wejście stopnia podaje się na zacisk siatki i na minus anodowego źródła zasilania lampy (rys. 497). Wówczas, w odróżnieniu od zwykłego wzmacniacza, wtórnik katodowy nie wzmocni napięcia, lecz zachowa taką samą jego bieguność na wyjściu, jak i na siatce.

Drugą cechą wtórника katodowego jest mała oporność wyjściowa, co jest bardzo dogodne przy dopasowywaniu wysokoomowego stopnia poprzedzającego do niskoomowego obciążenia (na przykład praca na linii w postaci kabla koncentrycznego o oporności falowej wynoszącej $70 \div 75 \Omega$).



Rys. 498

Zastosowanie multiwibratora lub generatora samodzielnego jako generatora impulsów pierwotnych upraszcza układ synchronizatora. Słuszność tego twierdzenia ilustrują podane na rysunku 498 schematy blokowe synchronizatora z multiwibratorem i generatorem samodzielnym.

§ 9. NADAJNIK

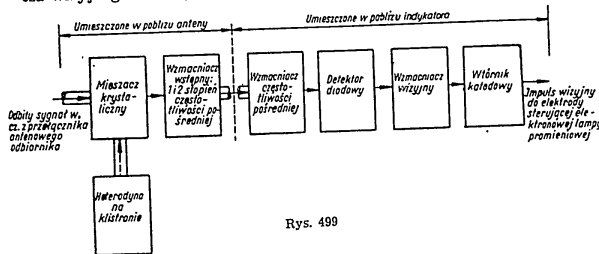
Nadajnik urządzenia radiolokacyjnego składa się z zespołu modulatora i zespołu generatora bardzo wielkiej częstotliwości.

Zasadę działania modulatora impulsowego rozpatrzyliśmy szczegółowo w rozdziale V. Elementem magazynującym energię w tych modulatorach jest najczęściej sztuczna linia długa. Za przełącznik służy zazwyczaj iskierownik, lampa elektronowa, lub najczęściej, przyrząd gazowany (zwykły tyratron, tyratron wodorowy i inne). Jako generatora bardzo wielkiej częstotliwości w zakresie fal centymetrowych, stosowanych w nawigacyjnych urządzeniach radiolokacyjnych, używa się magnetronu.

§ 10. ODBIORNIK

Odbiornik urządzenia radiolokacyjnego ma wspomniane przez nas właściwości charakterystyczne dla odbiorników zakresu fal centymetrowych. Przykładowo na rysunku 499 pokazano schemat blokowy odbiornika urządzenia radiolokacyjnego; składa się on z:

- 1) generatora klitronowego jako heterodyny;
- 2) mieszacza krystalicznego umieszczonego w rezonatorze wnękowym;
- 3) stopni wzmocnienia częstotliwości pośredniej;
- 4) detektora diodowego;
- 5) szerokostopowego wzmacniacza impulsowego (zwanego wzmacniaczem wizyjnym);
- 6) wtórника katodowego służącego do dopasowania wyjścia wzmacniacza wizyjnego z obciążeniem końcowym.



Rys. 499

Zasadnicze właściwości odbiornika radiolokacyjnego polegają na większym wzmocnieniu w zestawieniu z odpowiednim stosunkiem sygnału do szumu, łatwości strojenia oraz zastosowaniu osobnego zespołu mieszacza i wzmocnienia wstępnego przed zasadniczym zespołem odbiornika. Zachowanie tego ostatniego warunku pozwala na umieszczenie stopnia mieszającego odbiornika w pobliżu anteny, a pozostałych stopni — w pobliżu inductoru.

§ 11. ZASTOSOWANIE URZĄDZEŃ RADIOLOKACYJNYCH W Nawigacji Okrętowej

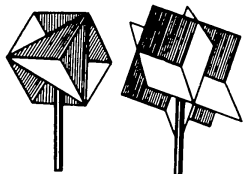
Okrętowe urządzenie radiolokacyjne zwiększa bezpieczeństwo żeglugi w warunkach złej widzialności, może bowiem uchronić statek przed zderzeniem się z innymi statkami, górami lodowymi i przed innymi nawodnieniami się z innymi statkami, tak przy żegludze na otwartym morzu, jak i w ciśnieniach.

Oprócz rozwiązywania zadań czysto nawigacyjnych, za pomocą urządzenia radiolokacyjnego można wykrywać fronty sztormowe lub ciężkie fronty burzowe i deszczowe oraz określać kierunek ich poruszania się.

Przy żegludze w ciągłych lodach urządzenie radiolokacyjne pozwala wykrywać bramy i przestrzenie otwarte. Zastosowane na rybackich stat-

kach-przetwórniami, ułatwia wykrywanie wielorybów, gęstych stad morsów i fok na lodach, a także odszukiwanie pław wystawionych narzędzi połowu.

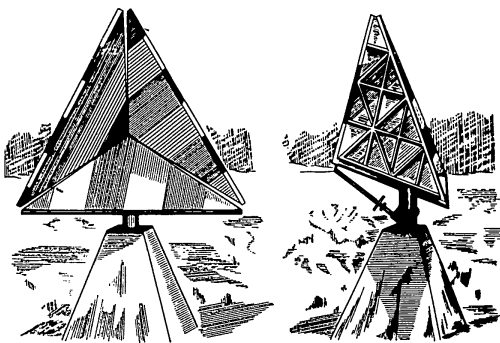
Posługując się urządzeniem radiolokacyjnym można wyznaczać pozycję statku znajdującego się w niebezpieczeństwie, znajdować łodzie ratunkowe z pasażerami i załogą itd.



Rys. 500

Statek wyposażony w urządzenie radiolokacyjne może utrzymać większą prędkość średnią w ciągu całego rejsu, zmniejszając odległość obchodzenia miejsc niebezpiecznych dla żeglugi, zmniejszając zboczenie z wyznaczonego kursu, a także bezpieczniej wchodzić i wychodzić z portu.

Aby zwiększyć bezpieczeństwo statków w cieśninach, na szlakach wodnych lub w rejonach niebezpiecznych, w miejscach tych umieszcza się dobrze widoczne na ekranie indykatora znaki, będące tak zwanymi reflektorami narożnikowymi fal radiowych. Reflektory takie są to ostrosłupy trójsienne, otwarte z jednej strony, z kątami prostymi przy wierzchołku (rys. 500). Mają one zdolność dokładnego odbijania promienia elektromagnetycznego, bez rozpraszania go na boki.



Rys. 501

Na rysunku 501 pokazano budowę bardziej złożonych reflektorów narożnikowych, ustawionych na brzegu osłanianego obszaru.

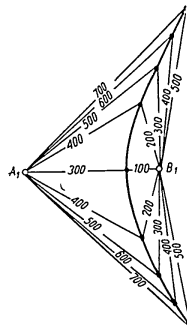
Rozdział XVIII

SYSTEMY HIPERBOLICZNE,

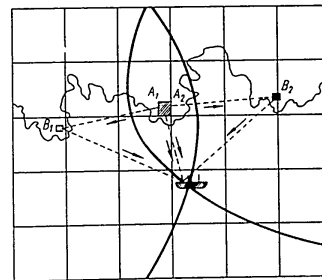
CZYLI SYSTEMY OPARTE NA POMIARZE RÓŻNICZY ODLEGŁOŚCI

Zasada wyznaczania pozycji statków za pomocą systemów hiperbolicznych, czyli systemów opartych na zasadzie pomiaru różnicy odległości, jest następująca.

Wiadomo, że miejscem geometrycznym punktów, mających stałą różnicę odległości od punktów A_1 i B_1 , jest hiperbola, a punkty A_1 i B_1 są ogniskami tej hiperboli (rys. 502). A zatem mając mapę z naniesionymi liniami położenia, czyli



Rys. 502

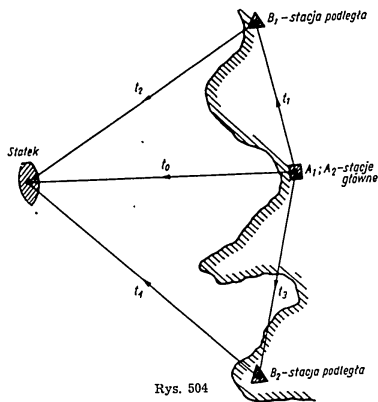


Rys. 503

liniami jednakowej różnicy odległości (hiperbolami) od punktów A_1 , B_1 i A_2 , B_2 (rys. 503) i wyznaczywszy w jakiś sposób tę różnicę, łatwo możemy określić miejsce swego położenia, które będzie znajdowało się w punkcie przecięcia odpowiednich krzywych pozycyjnych (hiperbol).

Stosuje się dwie metody wyznaczania różnicy odległości od punktów A_1 i B_1 i odpowiednio od punktów A_2 i B_2 : impulsową i fazową. Zasadę metody impulsowej ilustruje rysunek 504. Na brzegu umieszcza się dwie pary stacji radionadawczych A_1 , B_1 i A_2 , B_2 .

Radiostacja główna A_1 promieniuje krótkotrwałe impulsy energii elektromagnetycznej wielkiej częstotliwości, które po czasie t_0 odbierane są na statku odbiornikiem zapatrzonym w elektronową lampę promienową i utrwalone na ekranie lampy w postaci impulsu a (rys. 505).



Rys. 504

Ten sam sygnał impulsowy po czasie t_1 odbiera się na radiostacji podległej B_1 . Odpowiednio do sygnału odebranego ze stacji A_1 , stacja B_1 wysyła swój sygnał, który zostaje odebrany na statku po czasie t_2 . Sygnał stacji B_1 daje na ekranie lampy impuls b (rys. 505), przesunięty w czasie o wielkość Δt_1 równą opóźnieniu sygnału w stosunku do sygnału stacji A_1 :

$$\Delta t_1 = (t_2 + t_1) - t_0.$$

Dokładnie w taki sam sposób określa się opóźnienie sygnału stacji B_2 w stosunku do sygnału stacji A_2 :

$$\Delta t_2 = (t_3 + t_4) - t_0.$$

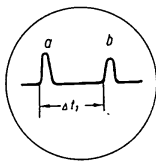
Znając prędkość rozchodzenia się fal radiowych możemy na podstawie czasu opóźnienia znaleźć różnicę odległości od stacji A_1 i B_1 oraz od stacji A_2 i B_2 .

Dla wygody linie położenia oznacza się na mapie numerami odpowiadającymi czasowi opóźnienia sygnału.

Urządzenia typu impulsowego pracują na falach 150–200 m. Dokładność wyznaczenia położenia metodą impulsową wynosi średnio 0,5–1% odległości od danej bazy. Zasięg działania sięga do 600 mil morskich i więcej.

Wielką wadą metody impulsowej jest złożona i trudna do sterowania aparatura stacji okrętowych, a zwłaszcza nadbrzeżnych.

Metoda fazowa, wynaleziona już w 1930 r. przez uczonych radzieckich, Mandelsztama i Papaleksiego, stała się wielkim wkładem do radiotechniki oraz podstawą powstania nowego jej kierunku — radiodystansometrii (pomiaru odległości za pomocą fal radiowych). Przyrządy opracowane przez członków Akademii Nauk ZSRR,



Rys. 505

Mandelsztama i Papaleksiego oraz doktora nauk technicznych, prof. Szczegolewa, pozwoliły rozwiązać szereg nadzwyczaj ważnych zagadnień radiotechniki, w szczególności przeprowadzić podstawowe badania nad rozchodzeniem się fal radiowych przy powierzchni ziemi.

Zasadę wykorzystania metody fazowej* do wyznaczania różnicy odległości od określonych punktów rozpatrzmy w oparciu o rysunek 506.

Niech w punktach A i B znajdują się stacje radionadawcze, wysyłające w sposób ciągły drgania o częstotliwości nośnej f . W punkcie O znajduje się statek, którego położenie należy wyznaczyć. Odległość między statkiem i radiostacją A wynosi R_A , a między statkiem i radiostacją B — odpowiednio R_B . Jak widzimy z rysunku 506, przy odbiorze sygnału radiowego stacji A między stacją a statkiem układa się N_A pełnych cykli fazowych oraz ponadto pewna część cyklu zwana kątem końcowym, który wynosi:

$$\psi_A = 2\pi f \frac{R_A}{c},$$

gdzie

c — prędkość rozchodzenia się fal radiowych.

Przy odbiorze sygnałów od stacji B liczba pełnych cykli fazowych wyniesie N_B , a końcowy kąt fazowy:

$$\psi_B = 2\pi f \frac{R_B}{c}.$$

A zatem różnica faz (czyli również różnica czasów) między sygnałami stacji A i B wyniesie:

$$\varphi_1 = (N_A - N_B) + (\psi_A - \psi_B).$$

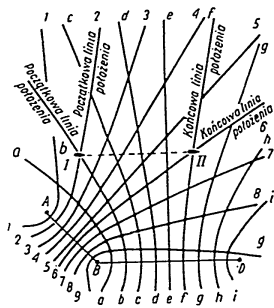
W ten sam sposób wyznacza się różnicę faz (czasów) odbioru sygnałów radiowych od drugiej pary stacji, na przykład B i D :

$$\varphi_2 = (N_B - N_D) + (\psi_B - \psi_D).$$

Przecięcie się linii położenia (hiperbol) odpowiadających równej różnicy faz (czasów) odbioru sygnałów od stacji A , B i D wyznacza nam rzeczywistą pozycję statku. Przyrząd mierzący różnicę faz (fazomierz), znajdujący się wraz z odbiornikiem na statku, pozwala mierzyć jedynie końcowe kąty fazowe. Wykonując odczyt operator może wyznaczyć jedynie swoją pozycję na jednej z wielu linii położenia odpowiadającej otrzymanemu kątowi fazowemu, na której jednak z nich — nie wiadomo.

* Na zasadzie metody fazowej oparty jest szeroko rozpowszechniony w nawigacji morskiej tak zwany system Decca (przyr. red. tłum.).

Dlatego niezbędne jest zainstalowanie w odbiorniku specjalnych liczników fazowych, które notują liczbę linii położenia, jakie statek przeszedł od znanego punktu. Na początku rejsu lub przy wejściu w strefę obsługiwaną przez dany system radionawigacyjny operator wyznacza dowolną metodą pozycję statku i ustawia



Rys. 507

wskazania liczników fazowych na numery odpowiadające początkowym liniom położenia. Podczas dalszego rejsu liczniki fazowe rejestrują liczbę przebytych linii położenia, a fazomierz daje odczyt części cyklu. Odczytując wskazania liczników i wskazując punkty przecięcia otrzymanych linii położenia, wyznaczamy pozycję statku (rys. 507).

Zasięg działania metody fazowej przy pracy na falach średnich w ciągu dnia wynosi około 600 mil, a nocą sięga do 1000 mil i więcej.

W porównaniu z metodą impulsową metoda fazowa ma wiele zalet. W pierwszym rzędzie zaliczają się do nich: prosta konstrukcja aparatury nadbrzeżnej i okrętowej, duża do-

kładność wyznaczania odległości, dochodząca w szeregu wypadków do kilku metrów, nieskomplikowana i łatwa obsługa aparatury.

Wadą metody fazowej jest konieczność początkowego wyznaczenia pozycji statku oraz nieprzerwanej pracy zarówno stacji nadbrzeżnych, jak i aparatury okrętowej w ciągu całego rejsu statku.

Rozdział XIX ECHOSONDY*

§ 1. ZASADA DZIAŁANIA ECHOSONDY

Zasada działania echosondy polega na pomiarze czasu echa impulsu dźwiękowego. Zasadę tę wyjaśnia rysunek 508.

Na powierzchni wody umieszczony jest nadajnik *N* i odbiornik *O*. W określonym momencie czasu nadajnik nadaje krótki, silny impuls dźwięku, który rozchodzi się w wodzie z prędkością *c*, dochodzi do dna, odbija się od niego i jako echo wraca na powierzchnię wody, gdzie trafia do odbiornika *O*. Przy stałej prędkości rozchodzenia się dźwięku *c* czas, jaki upływa od momentu nadania impulsu do momentu powrotu echa, jest wprost proporcjonalny do przebytej przez impuls drogi, a więc do dwukrotnej głębokości *h*.

Stąd podstawowy związek:

$$h = \frac{c \cdot t}{2}$$

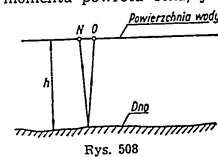
Pomiar czasu *t* umożliwia więc określenie głębokości *h*, oczywiście przy założeniu stałego *c*.

Na podstawie powyższej zasady określić można podstawowe elementy składowe echosondy. Są nimi: nadajnik, odbiornik i urządzenie do pomiaru czasu, zwane indykatozem. Prócz tych zasadniczych urządzeń w skład całości aparatury wchodzi jeszcze dalsze części składowe, które pełnią wprawdzie funkcje pomocnicze, lecz konstrukcyjnie stanowią odrębne zespoły.

Konieczność istnienia zespołów pomocniczych wynika z bliższej analizy fizycznej zasady działania echosondy. Mianowicie energia potrzebna do nadania impulsu musi być w odpowiedniej formie przygotowana i we właściwym, określonym przez indykatozem momencie czasu przekazana na nadajnik. Funkcję tę pełni impulsator sterowany przez indykatozem.

Energia odebrana przez odbiornik jest zbyt mała, by mogła bezpośrednio uruchomić urządzenie wskazujące lub rejestrujące indykatoza. Między odbiornikiem a indykatozem musi być umieszczony odpowiedni wzmacniacz.

* Autorem niniejszego rozdziału jest Zenon Jagodziński (przyp. red. wyd. polsk.).



Rys. 508

Ostatecznie więc na całość urządzenia echosondy składają się następujące części, wyliczone w kolejności działania: indykator, impulsator, nadajnik, odbiornik i wzmacniacz. Ze wzmacniacza odebrany impuls wraca do indykatora, który wskazuje wynik pomiaru. Ogólny schemat urządzenia przedstawia rysunek 509.

Na rysunku tym strzałki wskazują kolejność działania poszczególnych zespołów. Widać tu zamknięty „cykl działania” aparatury, który zaczyna się i kończy w indykatorze.

Zespoły tworzące echosondę muszą być rozmieszczone na statku w miejscach, gdzie mogą najlepiej spełniać swoje zadania.

Indykator powinien być zainstalowany w pomieszczeniu umożliwiającym odczytywanie wyników pomiaru. Musi on być zabezpieczony przed wilgocią, silnymi wahaniami temperatury i innymi tego rodzaju czynnikami. Odpowiednim pomieszczeniem indykatora jest na przykład kabina nawigacyjna.

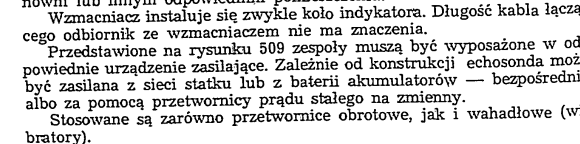
Nadajnik i odbiornik są oczywiście zainstalowane na dnie statku, w okolicy, gdzie dno jest najbardziej płaskie. Impulsator musi mieścić się w pobliżu nadajnika.

Ze względów konstrukcyjnych kabel łączący impulsator i nadajnik musi być jak najkrótszy, a długość jego nie powinna przekraczać 4-6 m. Odpowiednie umieszczenie impulsatora często następuje trudności, gdyż nie łatwo w pobliżu dna statku znaleźć pomieszczenie suche, czyste, łatwo dostępne i nie narażające impulsatora na uszkodzenia mechaniczne. Zwykle impulsatory umieszcza się w maszynowni lub innym odpowiednim pomieszczeniu.

Wzmacniacz instaluje się zwykle koło indykatora. Długość kabla łączącego odbiornik ze wzmacniaczem nie ma znaczenia.

Przedstawione na rysunku 509 zespoły muszą być wyposażone w odpowiednie urządzenie zasilające. Zależnie od konstrukcji echosonda może być zasilana z sieci statku lub z baterii akumulatorów — bezpośrednio albo za pomocą przetwornicy prądu stałego na zmienny.

Stosowane są zarówno przetwornice obrotowe, jak i wahadłowe (wibratory).



§ 2. INDYKATOR

Zasady ogólne. Indykator optyczny. Zadaniem indykatora jest kierowanie pracą całej aparatury oraz wykazanie wyniku pomiaru na skali głębokości.

Kierowanie pracą aparatury polega na wyznaczeniu momentu nadania impulsu, pomiar głębokości zaś — na pomiarze czasu, jaki upłynie od

momentu nadania impulsu do momentu odebrania echa, to jest impulsu powrotnego ze wzmacniacza. Wynik pomiaru czasu przedstawiony jest w jednostkach głębokości na skali optycznej lub na taśmie papierowej.

Indykator wyznacza moment nadania impulsu za pomocą kontaktu nadawczego, który poprzez impulsator uruchamia nadajnik.

Pomiar czasu odbywa się przez wykorzystanie ruchu jednostajnego — liniowego lub obrotowego. Większość echosond wykorzystuje ruch obrotowy, gdyż jest to rozwiązanie konstrukcyjnie proste i wygodne. Zasadę tę wyjaśnia rysunek 510, przy czym jako przykład przedstawiono indykator optyczny.

Naprzeciwko nieruchomej skali A wiruje ze stałą prędkością tarcza B, napędzana silnikiem elektrycznym poprzez odpowiednią przekładnię. W szczylinie tej tarczy znajduje się mała rurka neonowa C stanowiąca wskaźnik.

Rurka ta zapala się na krótki moment pod wpływem impulsu powrotnego (to jest echa), otrzymanego z odbiornika za pośrednictwem wzmacniacza.

Rurka połączona jest ze wzmacniaczem za pomocą pierścieni ślizgowych F. Do uruchomienia impulsatora służy kontakt nadawczy D, umieszczony nieruchomo nad wałkiem tarczy E.

Zależnie od konstrukcji impulsatora stosuje się kontakty zwierające lub rozwierające. Zwieranie kontaktów zwierających odbywa się za pomocą tarczy kontaktowej E. Tarcza ta osadzona jest na wałku i wiruje razem z tarczą wskaźnikową B.

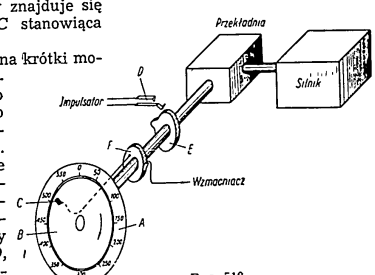
Działanie urządzenia jest następujące. Gdy wskaźnik C przechodzi przez zero skali, tarcza kontaktowa E zwierza swoim występem kontakt nadawczy D i w ten sposób uruchamia impulsator, który z kolei przekazuje impuls na nadajnik.

W rzeczywistości zwarcie kontaktu musi nastąpić nieco wcześniej ze względu na bezwładność przekładników.

Zwarcie kontaktu należy tak wyregulować przez zmianę położenia tarczy E na wałku, aby impuls został nadany przez nadajnik dokładnie w momencie, gdy wskaźnik C przechodzi przez zero skali.

Gdy echo odbite od dna dojdzie po upływie czasu t do odbiornika, zostanie ono wzmocnione i wróci do indykatora, gdzie na moment zapali wskaźnik C, co na skali objawi się jako krótki błysk.

W tym czasie tarcza B obróci się o pewien kąt. Jest rzeczą oczywistą, że prędkość ruchu tarczy, to jest liczba obrotów, musi być tak dobrana, by w momencie odebrania echa (zapalenia wskaźnika) wskaźnik znalazł się naprzeciwko zaznaczonej na skali liczby, odpowiadającej głębokości h.



Przy liczbie n obrotów na minutę czas jednego obrotu wynosi:

$$t = \frac{1}{n} \text{ min} = \frac{60}{n} \text{ sek.}$$

Jednemu obrotowi tarczy odpowiada głębokość pełnej skali, to jest liczba „nakładająca się” na zero; w przykładzie pokazanym na rysunku 510 głębokość ta wynosi 600 m. Jest to głębokość h_{\max} odpowiadająca czasowi echa

$$t = \frac{60}{n} \text{ sek.}$$

Stąd

$$h_{\max} = \frac{c \cdot 60}{2n} = \frac{30c}{n} [\text{m}],$$

czyli

$$n = \frac{30c}{h_{\max}} [\text{obr/min}].$$

Z wzoru tego można obliczyć liczbę obrotów, właściwą dla danej skali echosondy przy znanej prędkości dźwięku.

Warunki prawidłowego pomiaru głębokości. Z podanego wyżej wzoru wynikają trzy zasadnicze warunki prawidłowego wskazania echosondy:

- impuls musi być nadany przez nadajnik ściśle w momencie, gdy wskaźnik przechodzi przez zero;
- prędkość dźwięku w wodzie w czasie wykonywania pomiaru musi być znana;
- liczba obrotów tarczy musi być właściwa dla danej skali.

Jeżeli te trzy warunki zostaną spełnione, wskazanie jest na pewno prawidłowe. Uszkodzenie jakiegokolwiek części aparatury — byle nie zmieniło liczby obrotów i momentu nadania impulsu — nie może spowodować błędu. Przy takim zastrzeżeniu, uszkodzenie lub wadliwe działanie może spowodować zupełny brak wskazania — zdarza się na przykład zanik echa na większych głębokościach — lecz odebrane echo wykaże prawidłową głębokość.

Co prawda, prócz wskazania prawidłowego może wystąpić jedno lub więcej wskazań pasożytniczych, spowodowanych na przykład zakłóceniami. Z tego powodu prawidłowe działanie wszystkich zespołów aparatury jest koniecznym warunkiem otrzymania pomiaru bezbłędnego i godnego zaufania.

Jeżeli jeden z określonych wyżej warunków nie zostanie spełniony, pomiar głębokości będzie obarczony błędem.

Jeżeli na przykład nie będzie spełniony warunek a), to jest jeżeli impuls zostanie nadany w nieprawidłowym momencie, gdy wskaźnik jest przesunięty w stosunku do zera, powstanie przesunięcie całego pomiaru, a więc błąd stały, niezależny od głębokości. Przy nadaniu impulsu spóźnionym na przykład o 3 m, czyli następującym w momencie, gdy wskaźnik przechodzi przez działkę skali odpowiadającą głębokości 3 m, wszystkie pomiary — bez względu na mierzoną głębokość — wykażą głębokość o 3 m za dużą. Błąd taki łatwo wykryć sprawdzając zero.

Podczas normalnej pracy w momencie nadania impulsu wzmacniacz jest zwykle zablokowany (unieruchomiony) i nadawany impuls nie jest uwidoczniiony na skali. Powinien on być jednak zaopatrzony w urządzenie umożliwiające chwilowe wyłączenie tej blokady w celu sprawdzenia zera.

Należy poza tym pamiętać, że oscylator nadawczy umieszczony jest na dnie statku, wobec czego głębokość mierzona jest od stępki. Aby otrzymać głębokość od powierzchni wody, należy dodać zanurzenie statku mierzone w miejscu umocowania nadajnika. Na statkach o stałym zanurzeniu poprawkę tę można nastawić na indykatorze przesuwając odpowiednio zero.

Jeżeli zanurzenie statku zmienia się, należy oczywiście poprawić położenie tarczy kontaktowej.

Obliczenie właściwej liczby obrotów n oparte jest na założeniu, że prędkość dźwięku w wodzie.

W rzeczywistości prędkość ta zmienia się w zależności od temperatury, zasolenia i ciśnienia.

Zależność od temperatury i zasolenia wyraża się wzorem empirycznym:

$$c = 1410 + 4,21 T - 0,037 T^2 + 1,14 S \quad [\text{m/sek}],$$

gdzie

T — temperatura w stopniach Celsjusza;
 S — zasolenie w promilach (‰).

Na indykatorach zwykle podana jest nominalna liczba obrotów, odpowiadająca prędkości dźwięku w przeciętnych warunkach, to jest przy średniej temperaturze rocznej i przeciętnym zasoleniu danego obszaru. Zwykle przyjmuje się, że:

$$c = 1450 \text{ m/sek (dla Bałtyku) lub } 1500 \text{ m/sek (dla mórz ciepłych) albo } 800 \text{ sążni/sek, czyli } 1464 \text{ m/sek.}$$

W pomiarach precyzyjnych, na przykład hydrograficznych itp., konieczne jest obliczenie rzeczywistej prędkości w danych warunkach.

Zamiast obliczeń możemy posłużyć się wykresem (rys. 511) obliczonym na podstawie podanego wyżej wzoru.

Na tej podstawie należy skorygować wynik pomiaru. Przy nominalnej liczbie obrotów, prędkości nominalnej c odpowiada głębokość:

$$h = \frac{ct}{2}.$$

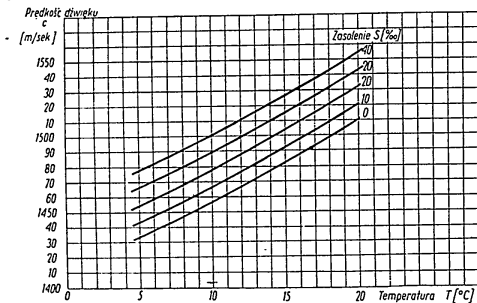
Głębokość tę wykaże wskaźnik na skali indykatora. Jeżeli jednak rzeczywista prędkość dźwięku w danych warunkach jest c' , odpowiada jej rzeczywista głębokość:

$$h' = \frac{c't}{2}.$$

A zatem głębokość rzeczywista w porównaniu z głębokością wskazaną na skali indykatora wynosi:

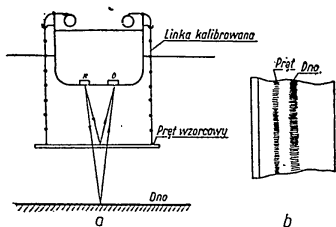
$$\frac{h}{h'} = \frac{c}{c'}, \text{ czyli } h' = \frac{hc'}{c}.$$

Przy większej liczbie pomiarów w danych warunkach fizycznych zamiast obliczać poprawkę dla każdego pomiaru z osobna, wygodniej jest wyregulować indykator na liczbę obrotów odpowiadającą rzeczywistym warunkom.



Rys. 511

Empiryczne wzory dla obliczenia prędkości rzeczywistej, podawane przez różnych autorów, dają niezupełnie zgodne wyniki. Dlatego w wypadkach wątpliwych lepiej jest wykonać pomiar prędkości rzeczywistej w warunkach lokalnych za pomocą pręta wzorcowego. W tym celu na



Rys. 512

znanej głębokości zawieszona się na kalibrowanych linkach pręt wzorcowy, który odbija echo (rys. 512).

Porównanie wskazania sondy przy nominalnej liczbie obrotów z głębokością rzeczywistą (pod stępką) zmierzona przez zawieszenie ekranu, daje rzeczywistą prędkość dźwięku w danych warunkach lokalnych:

$$c' = c \frac{h'}{h}$$

Liczba obrotów indykatora jest ściśle związana z prędkością dźwięku. Związek ten został omówiony wyżej i nie wymaga komentarzy. Warto jednak pamiętać, że błąd spowodowany niewłaściwą liczbą obrotów jest błędem procentowym w przeciwieństwie do błędu stałego spowodowanego przesunięciem zera.

Przy zbyt wielkich obrotach indykatora wskazana głębokość jest za duża i odwrotnie. Gdy rzeczywista prędkość dźwięku nie jest dokładnie znana, należy być ostrożnym w jej ocenie i zakładać raczej prędkość za niską.

Założenie takie daje pewność, że otrzymany wynik pomiaru nie wskazuje zbyt dużej głębokości. Jest to szczególnie ważne przy sprawdzaniu głębokości dla przejścia statku.

Jest rzeczą zrozumiałą, że silnik indykatora musi być wyposażony w bardzo sprawnie działający regulator liczby obrotów, utrzymujący stałe obroty pomimo wahań napięcia zasilającego.

Indykator rejestrujący (echograf). Z zasady działania indykatora optycznego wynika, że daje on wskazania chwilowe, to jest pojedynczy pomiar głębokości w linii pionowej pod dnem statku. Zarówno w nawigacji, jak i w hydrografii bardzo szerokie zastosowanie mają indykatory rejestrujące — echografy.

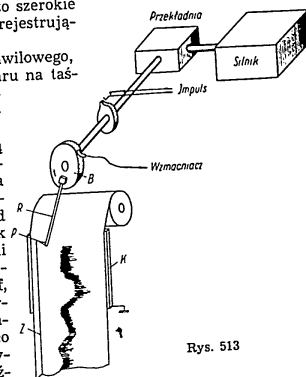
Echograf, prócz odczytu chwilowego, daje możność utrwalenia pomiaru na taśmie papierowej kreśląc przekrój dna na przebytej przez statek trasie.

Ponadto cenną właściwością echografu jest możliwość przybliżonej oceny charakteru dna oraz łatwego stosunkowo wykrywania większych przeszkód podwodnych (wraków itp.), jak również ławic rybnych, dzięki czemu jest on szeroko stosowany w rybołówstwie. Echograf, zwany przez niektóre wytwórnie również rekorderem, pracuje na tej samej zasadzie co indykator optyczny, z tą jedyną różnicą, że zamiast wskaźnika optycznego wyposażony jest w urządzenie samopiszące, rejestrujące wynik pomiaru na wolno przesuwającej się taśmie odpowiednio przygotowanego papieru.

Zasadę najczęściej spotykanej konstrukcji echografu przedstawia rysunek 513.

Zamiast wskaźnika optycznego, na wirującym bębnie B znajduje się ramię R, na końcu którego osadzony jest pisak P. W części swego ruchu obrotowego pisak przesuwa się po taśmie papierowej, która poruszana przez wałek osobną przekładnią, powoli przesuwa się na płycie metalowej K. Ramię oraz płyta K połączone są ze wzmacniaczem, na wyjściu którego umieszczony jest prostownik.

Materiałem taśmy jest najczęściej papier elektrolytyczny, impregnowany odpowiednim roztworem jodku potasu i skrobi. Papier ten musi być używany w stanie wilgotnym, co jest pewną wadą.

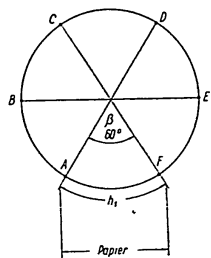


Rys. 513

Rejestracja polega na tym, że impuls odebranego echa powoduje przepływ prądu od pisaka poprzez papier do płyty *K*, wskutek czego następuje rozkład jodku potasu na jod i potas. Wydzielony w ten sposób jod barwi skrobię na kolor brunatny zaznaczając na papierze plamkę w miejscu, w którym wysąpiło echo.

Innym rodzajem papieru stosowanego w echografie jest na przykład papier barwiony i pokryty cienką warstwą proszku kredowego, odpowiednio naklejonego parafiną. Rejestracja odbywa się w tym wypadku przez zeszkrobanie nieprzejrzystej białej warstewki, dzięki czemu odsłania się zasadniczy kolor papieru.

Jeszcze inną, często stosowaną odmianą jest suchy papier, impregnowany od spodu tiosiarczanem ołowiu, a z wierzchu pokryty cienką nie-

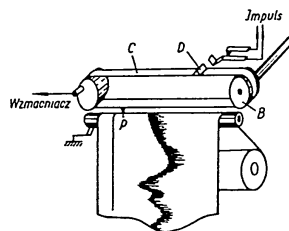


Rys. 514

przejrzystą warstwą papieru barwionego. Rejestracja echa polega na przebiegu warstwy zewnętrznej za pomocą iskry elektrycznej, którą wytwarza wzmacniacz w momencie odebrania impulsu. Oczywiście konstrukcja obwodu wyjściowego wzmacniacza oraz pisak muszą być wykonane odpowiednio do rodzaju zastosowanego papieru.

Nadawanie impulsu przez echograf odbywa się w momencie, gdy pisak przechodzi przez linię zerową na papierze.

Zwykle w momencie nadawania wzmacniacz jest zablokowany, a linię zerową *Z* znaczy osobny kontakt, nie uwidoczny na rysunku 513, zasilany napięciem stałym. Od momentu nadania impulsu do momentu odebrania echa pisak przesuwa się o pewien kąt zależny od liczby obrotów. Odebranie echa pisak zaznacza na papierze jako krótką kreskę, której lewy skraj oznacza głębokość. W czasie pracy aparatu papier przesuwa się powoli na płycie *K*, a wskutek tego kolejno znaczone kreski echa tworzą linię ciągłą, stanowiącą profil dna. Papier poruszany poprzez przekładnię przesuwa się z odpowiednią prędkością, która, porównana z prędkością statku, umożliwia obliczenie skali długości trasy — oczywiście różnej od skali głębokości. Obliczenie liczby obrotów jest analogiczne jak w wypadku indykatora optycznego. Należy przy tym zwrócić uwagę, że dla rejestracji wykorzystuje się tylko część ruchu obrotowego.



Rys. 515

jednak liczbę obrotów należy obliczać dla pełnego obrotu ramienia. Wyjaśnia to rysunek 514.

Obszar rejestracji, to jest kąt β , pod którym pisak przesuwa się po taśmie, daje możliwość pomiaru głębokości w zakresie h_1 . Z rysunku 514 wynika, że przy tak obliczonych obrotach można mierzyć również głębokości większe niż h_1 , aż do h_{max} . Wystarczy bowiem przesunąć moment nadania impulsu do punktu *B*, by pisak rejestrował na taśmie głębokości w zakresie od h_1 do $2h_1$.

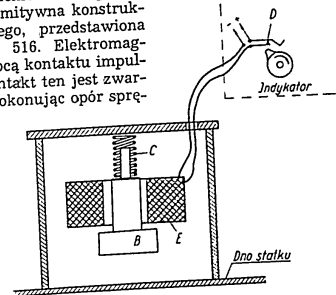
Rejestracja za pomocą ramienia obrotowego jest prosta w konstrukcji. Ma ona jednak tę wadę, że głębokość znaczonej nie po linii prostej, lecz po łuku koła o promieniu *R*. Wskutek tego do odczytywania głębokości na gotowej taśmie należy posługiwać się specjalną skalą o odpowiedniej krzywiźnie. Rejestrację po linii prostej uzyskać można przez zamianę ruchu obrotowego wałka na jednostajny ruch prostoliniowy. Zasada takiej konstrukcji wyjaśnia rysunek 515.

Obrotowy ruch wałka napędza za pomocą rolki *B* taśmę metalową *C*, która w ten sposób pomusza się ruchem jednostajnym. Na taśmie znajduje się pisak *P* oraz występ *D* zwierający w odpowiednim momencie kontakty impulsujące.

§ 3. NADAJNIK I ODBIORNIK. WYTWARZANIE IMPULSÓW ULTRADŹWIĘKOWYCH

Ogólne zasady nadawania impulsu. Celem nadajnika jest nadanie impulsu dźwiękowego, zaś celem odbiornika — odebranie powracającego echa. Wygodnym wprowadzeniem w zagadnienie wytwarzania impulsu może być przestarzała i prymitywna konstrukcja nadajnika uderzeniowego, przedstawiona schematycznie na rysunku 516. Elektromagnes *E* włączony w indykatorze. Kontakt ten jest zwarty, wskutek czego magnes pokonując opór sprężyny spiralnej *C* przyciąga kotwiczę *B*, wykonaną w kształcie młota.

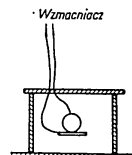
W momencie nadania impulsu tarcza kontaktowa indykatora rozwiera kontakt *D*, wskutek czego magnes puszcza, a sprężyna odpycha młot, który silnie uderza o dno statku. Pod dnem powstaje impuls dźwiękowy, który rozchodzi się w wodzie, odbija się od dna i jako echo dochodzi do odbiornika. Odbiornikiem jest mikrofon węglowy umieszczony w zbiorniku napełnionym wodą (rys. 517). Urządzenie to prócz oczywistych braków, jak mała czułość, ciężka konstrukcja, wrażliwość mikrofonu na zakłócenia, wstrząsy itp., ma wady



Rys. 516

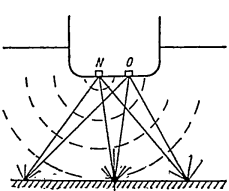
zasadnicze, wynikające z rodzaju impulsu i warunków jego rozchodzenia się.

Impuls ma charakter uderzenia o częstotliwości niskiej, zależnej od grubości płyty dennej i innych tym podobnych czynników. Z miejsca uderzenia impuls taki rozchodzi się w przybliżeniu kulistście (rys. 518). Jak zawsze przy odbiciu, kąt padania równa się kątowi odbicia, więc jako echo wykorzystana jest tylko ta część energii danego impulsu, która dochodzi do dna w przybliżeniu prostopadłe. Wskutek nierówności dna odbicie jest rozproszone i rozchodzi się w górę również kulistście. Zatem jedynie bardzo drobny ułamek energii wysłanej przez impuls trafia jako echo do odbiornika.

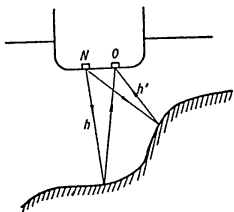


Rys. 517

Drugą, również bardzo poważną wadą promieniowania kulistkiego jest możliwość fałszywego wskazania, przedstawiona na rysunku 519. Jeżeli dno pod statkiem jest pochyle, oprócz prawidłowego odbicia pionowego h , na intrykatorze wystąpi również jedno lub więcej odbić ukośnych h' , które oczywiście dadzą zupełnie fałszywy obraz głębokości.



Rys. 518



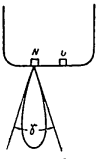
Rys. 519

Obie te wady można usunąć, a przynajmniej wydatnie zmniejszyć koncentrując energię promieniowaną przez impuls w wiązkę skierowaną pionowo w dół (rys. 520).

Korzyść promieniowania kierunkowego jest oczywista, gdyż skoncentrowanie energii daje silniejsze odbicie, a przy tym odbicie ukośne (h' na rys. 519) jest znacznie mniej prawdopodobne. Charakterystyka promieniowania nie może być jednak zbyt wąska, gdyż grozi to „uciekaniami echa” przy przechyłach statku, zwłaszcza na większej głębokości.

Na ogół stosuje się promieniowanie kierunkowe o kącie brylowym γ , zawartym w granicach mniej więcej między 20 i 45°.

Przedstawiony na rysunku 516 nadajnik uderzeniowy nie daje możliwości promieniowania kierunkowego o dostatecznie małym kącie. Z tego powodu nie stosuje się go w obecnych konstrukcjach echosondy.



Rys. 520

Uzyskanie nieco lepszych wyników możliwe jest przy zastosowaniu membrany elektromagnetycznej, uruchamianej przez elektromagnes zasilany prądem zmiennym.

Podstawowym czynnikiem wpływającym na kształt wiązki jest częstotliwość wytwarzanego dźwięku.

Zgodnie z ogólną zasadą promieniowania kierunkowego wymiary elementu promieniującego muszą być większe od długości fali λ , przy czym

$$\lambda, f = c,$$

gdzie

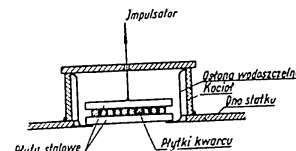
f — częstotliwość drgań.

Wynika stąd, że otrzymanie korzystnej charakterystyki promieniowania, przy zachowaniu rozsądnych wymiarów nadajnika, możliwe jest przy zastosowaniu impulsów o częstotliwości co najmniej kilkunastu kiloherców. Są to częstotliwości dla ucha ludzkiego niesłyszalne i noszą nazwę ultradźwięku. Wszystkie nowoczesne echosondy są echosondami ultradźwiękowymi.

Wytwarzanie impulsów ultradźwiękowych za pomocą drgań elektromagnetycznych, to jest drgającej membrany, jest niemożliwe; nadajniki i odbiorniki wytwarzające impulsy ultradźwiękowe pracują na zupełnie innych zasadach. Wykorzystane są w tym celu dwa zjawiska: piezoelektryczność oraz magnetostrykcja.

Oscylator piezoelektryczny. O zjawisku piezoelektryczności mówiliśmy już szerzej w § 7 rozdziału V. Wiemy więc, że polega ono na zmianie wymiarów płytki kwarcu (lub innych kryształów, np. soli Seignette'a) pod wpływem przyłożonych do niej ładunków elektrycznych. Dzięki tej właściwości płytka kwarcu, na której ścianki doprowadzone jest zmienne napięcie elektryczne, drga mechanicznie z częstotliwością przyłożonego napięcia. Zjawisko ma charakter rezonansowy, to jest występuje specjalnie silnie, gdy częstotliwość przyłożonego napięcia równa się częstotliwości rezonansu mechanicznego płytki.

Na tej zasadzie zbudowany jest oscylator piezoelektryczny pracujący jako nadajnik echosondy (rys. 521). Między płytami stalowymi ułożone



Rys. 521

przykręcanej lub przyspawanej, przykręcanej lub przyspawanej do płyty dennej statku. W płycie dennej płyty stalowej z wodą morską. Zalivający bezpośredni kontakt dolnej płyty stalowej z wodą morską. Za pomocą oscylatora piezoelektrycznego można bez trudności otrzymać pożądaną częstotliwość kilkudziesięciu kiloherców.

Piezoelektryczność jest zjawiskiem odwracalnym. Jeżeli płytkę zanurzyć w wodzie, w której rozchodzą się fale ultradźwiękowe, to wskutek drgań mechanicznych na powierzchni wystąpią ładunki elektryczne, objawiające się jako napięcie zmienne o częstotliwości wzbudzających drgań mechanicznych. Dzięki tej właściwości oscylator piezoelektryczny może być również użyty jako odbiornik ultradźwięku. Istnieją także konstrukcje, w których ten sam oscylator wykorzystany jest jako nadajnik i odbiornik.

Oscylatory piezoelektryczne, pomimo swych cennych właściwości, mają bardzo poważne wady. Ponieważ są one elementami wysokooporowymi, prawidłowe ich działanie zależy od bardzo dobrego stanu izolacji. Dlatego bardzo szkodliwe są dla nich wszelkie uszkodzenia mechaniczne w czasie instalacji, wstrząsy, zmiany temperatury itp. Należy przy tym pamiętać, że umieszcza się je w dnie statku, gdzie ochrona przed wilgocią jest bardzo trudna. Z tego powodu oscylatory piezoelektryczne są nietrwałe i często zawodzą. Sytuacja jest tym bardziej niekorzystna, że ze względu na otwór w płycie dennej wymiana ich odbywać się może tylko w suchym doku.

Oscylator magnetostrykcyjny. Magnetostrykcja jest specyficzną właściwością metali ferromagnetycznych, a zwłaszcza niklu. Metale te, umieszczone w polu magnetycznym, zmieniają swoje wymiary mechaniczne. Dzięki tej właściwości w sztabie niklu umieszczonej w zmiennym polu magnetycznym powstają drgania mechaniczne.

Na powyższej zasadzie pracują oscylatory magnetostrykcyjne, będące obecnie najczęściej stosowanymi nadajnikami i odbiornikami w echosondach ultradźwiękowych.

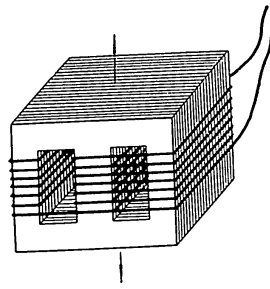
Ze względu na prądy wirowe oscylator taki wykonany jest jako stos z blach niklowych izolowanych, o wymiarach odpowiednich dla danej częstotliwości. Stosowane są częstotliwości w granicach 13 ± 40 kHz. Kształt poszczególnych blach jest zwykle zbliżony do kształtu stosowanego powszechnie w rdzeniach transformatorowych („płaszczowego” — rys. 522) lub pierścieniowy — uzwojony toroidalnie (rys. 523a).

Uzwojenie wzbudzające składa się z kilkudziesięciu zwojów grubego, dobrze izolowanego drutu. Kierunek promieniowania ultradźwięku w wypadku rdzenia płaszczowego wskazują strzałki na rysunku 522. Wykorzystana jest tu jedynie połowa promieniowania, skierowana w dół. Wymiar boku powierzchni promieniującej musi być równy mniej więcej dwukrotnej długości fali, gdyż daje to potrzebną zbieżność promieniowanej wiązki.

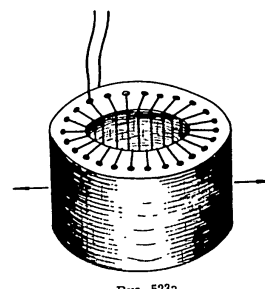
W wypadku rdzenia pierścieniowego drgania mają charakter radialny, zaznaczony na rysunku 523a strzałkami. Aby skierować promieniowanie w dół w formie wiązki o żądanej zbieżności, oscylator umieszcza się w reflektorze, jak pokazuje rysunek 523b. Powierzchnie promieniujące oscylatorów magnetostrykcyjnych muszą być umieszczone w wodzie lub oleju; daje to sprzężenie mechaniczne drgań blach niklowych z wodą morską. Powietrze w porównaniu z wodą stanowi izolację dla drgań ultradźwiękowych. Dlatego reflektor wykonany jest z cienkich blach miedzianych lub mosiężnych, między którymi znajduje się powietrze lub gąbka. Należy uważać, by reflektor taki nie uległ uszkodzeniu, gdyż jeśli między blachy dostanie się woda, traci on właściwości odbijające.

W porównaniu z oscylatorami piezoelektrycznymi oscylatory magnetostrykcyjne mają poważne zalety. Konstrukcja ich jest prostsza i tańsza, a przy tym możliwe jest wytwarzanie bardzo silnych impulsów.

Oscylator magnetostrykcyjny jest elementem niskooporowym. Dzięki temu jest on daleko mniej wrażliwy na uszkodzenia izolacji spowodowane zawilgoceniem; w wypadku uszkodzenia naprawa polega na przewinięciu uzwojenia. Jak wykazuje praktyka, oscylatory magnetostrykcyjne są trwalsze i pewniejsze w działaniu niż piezoelektryczne. Z tego powodu stosuje się je powszechnie jako nadajniki w echosondach.



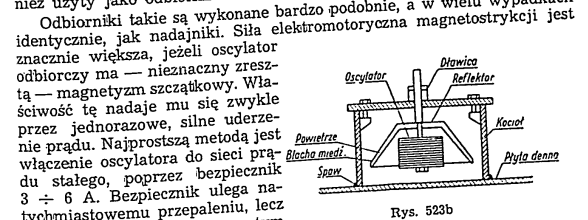
Rys. 522



Rys. 523a

Magnetostrykcja jest, podobnie jak piezoelektryczność, zjawiskiem odwracalnym, dzięki czemu oscylator magnetostrykcyjny może być również użyty jako odbiornik ultradźwięku.

Odbiorniki takie są wykonane bardzo podobnie, a w wielu wypadkach identycznie, jak nadajniki. Siła elektromotoryczna magnetostrykcji jest znacznie większa, jeżeli oscylator odbiorczy ma — nieznaczny zresztą — magnetyzm szczątkowy. Właściwość tę nadaje mu się zwykle przez jednorazowe, silne uderzenie prądu. Najprostszą metodą jest włączenie oscylatora do sieci prądu stałego, poprzez bezpiecznik $3 \div 6$ A. Bezpiecznik ulega natychmiastowemu przepaleniu, lecz uderzenie prądu, jakie przy tym powstaje, wystarcza do namagnesowania odbiornika. Magnetyzm szczątkowy z czasem zanika, więc magnesowanie należy powtarzać w odstępach kilku miesięcy. Przy pomagnesowaniu należy operację przepalania bezpiecznika wykonać dwukrotnie zachowując tę samą biegunowość.

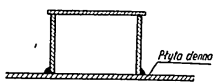


Rys. 523b

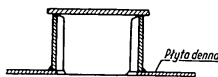
Umieszczenie oscylatorów na statku. Oscylatory umieszcza się zazwyczaj w odpowiednich zbiornikach (kotłach), wypełnionych wodą słodką lub olejem. Często kotły napełnia się również nie zamarzającą mieszkanką wody z gliceryną lub spirytem. Kotły mogą być wykonane w dwójaki sposób: jak na rysunku 524 lub 525.

Rysunek 524 przedstawia kotł u dołu otwarty i przyspawany do płyty dennej statku. Rysunek 525 przedstawia kotł zamknięty od dołu cienką blachą; ten typ kotła musi być przymocowany do otworu w płycie dennej.

Każda z tych konstrukcji ma swoje zalety i wady. Teoretycznie lepszy jest kotł zamknięty, gdyż cienka blacha powoduje znacznie mniejsze tłumienie promieniowanego dźwięku niż gruba płyta denna statku. Wiemy, że dla danej grubości płyty tłumienie jej silnie wzrasta z częstotliwością. Z tego powodu konstrukcja kotła zamkniętego umożliwia stosowanie wyższych częstotliwości, co jest korzystniejsze ze względu na kierunkowość.



Rys. 524



Rys. 525

Bardzo poważną wadą kotła o konstrukcji zamkniętej jest konieczność wykonania otworu w dnie statku. Jakakolwiek naprawa oscylatora wymaga dokowania statku, co jest w praktyce bardzo kosztowne i kłopotliwe.

Bez względu na kształt i rodzaj obudowy oscylatory muszą być zawsze tak umieszczone na statku, aby energia była promieniowana pionowo w dół. Przy montażu należy więc uwzględnić ewentualne pochYLENIE dna statku. W wypadku stosowania kotła zamkniętego, dno jego musi być zamontowane równo z powierzchnią płyty dennej statku (rys. 525). Jeżeli ten warunek nie jest spełniony, nierówność opływu pod kotłem powoduje wiry, które bardzo niekorzystnie wpływają na pracę nadajnika i odbiornika.

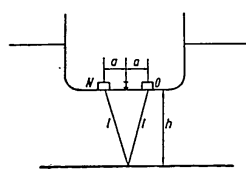
Jeżeli oscylatory mają być zainstalowane na statku drewnianym, konieczne jest zastąpienie poszycia drewnianego w miejscu dla nich przeznaczonym płytą żelazną, do której przymocowuje się kotły. Drewno bowiem jest dla ultradźwięku izolatorem i powoduje bardzo silne tłumienie. Należy zwrócić uwagę, by połączenie płyty metalowej z poszyciem drewnianym nie było wystające, gdyż wszelkie ostre występy spowodują wiry i będą zamazywały echo.

Miejsce na statku, w którym mają być umieszczone oscylatory, powinno być wybrane bardzo starannie; musi to być okolica kadłuba najmniej narażona na wiry, bańki powietrza, wstrząsy mechaniczne i inne podobne czynniki zakłócające odbiór echa. Należy przy tym wziąć pod uwagę możliwość tak zwanego zapowietrzenia, to jest pęcherzyków powietrza, jakie powstają od dziobu przy dużej szybkości i małym zanurzeniu. Jest to częsty powód niedomagań echosondy, który objawia się w ten sposób, że sonda „gubi echo”, gdy statek idzie bez ładunku na dużej szybkości.

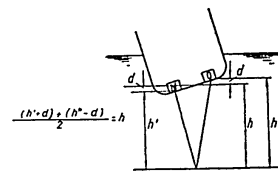
Podobne zakłócenia mogą powstać wskutek ruchu śruby, gdy oscylatory umieszczone są zbyt blisko rufy. Umieszczenie oscylatorów w tylnej części statku jest niewskazane również ze względu na bliskość maszyny. Uderzenia i wstrząsy, jakie powstają przy pracy maszyny, mogą oddziaływać na oscylator odbiorczy powodując zakłócenia.

Zwykle najodpowiedniejsza jest okolica między 1/4 i 1/3 długości statku licząc od dziobu. Dokładne miejsce należy wybrać indywidualnie na podstawie szczegółowych oględzin kadłuba od zewnątrz i wewnątrz.

Przy pomiarach na małych głębokościach poważne znaczenie ma błąd rozstawu oscylatorów. Przyczynę jego wyjaśnia rysunek 526.



Rys. 526



Rys. 527

Oscylatory zamontowane są na dnie statku w odstępnie 2a. Wskazanie echosondy opiera się na pomiarze czasu przelotu impulsu po drodze l różnej od rzeczywistej, mierzonej pod stępką, głębokości h; wtedy błąd rozstawu:

$$l^2 = h^2 + a^2,$$

gdzie

l — odczyt na skali;
h — głębokość rzeczywista;

stąd

$$h = \sqrt{l^2 - a^2}.$$

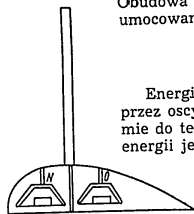
Błąd rozstawu ma duże znaczenie przy pomiarach małych głębokości. Z tego powodu dla każdej sondy przeznaczony do pomiarów małych głębokości należy błąd ten obliczyć i umieścić w formie wykresu obok indykatora.

Ze względu na błąd rozstawu oscylatory powinny być umieszczone dość blisko siebie, na przykład tuż przy stępce po obu jej stronach. Jeżeli warunki lokalne nie pozwalają na bliskie ustawienie kotłów, odległość między nimi nie powinna przekraczać 1,5 m (a = 0,75 m).

Zamontowanie oscylatorów symetrycznie po obu stronach stępki jest najwłaściwsze, gdyż sprawia, że echosonda jest niewrażliwa na przechyły. Wyjaśnia to bliżej rysunek 527.

Oprócz opisanych wyżej oscylatorów stałych, zamontowanych w kotłach na dnie statku, przy doraźnych pracach pomiarowych stosuje się

również oscylatory zewnętrzne, mocowane na czas pomiaru na burcie statku. Oscylatory takie wraz z reflektorami umieszczone są w obudowie statku. Oscylatory takie wraz z reflektorami umieszczone są w obudowie statku. Oscylatory takie wraz z reflektorami umieszczone są w obudowie statku. Obudowa umieszczona jest na ruszce przystosowanej do umocowania na burcie.



Rys. 528

§ 4. IMPULSATOR

Energia impulsu ultradźwiękowego, promieniowanego przez oscylator nadawczy, musi być w odpowiedniej formie do tego oscylatora dostarczona. Zasadniczym źródłem energii jest oczywiście ogólne źródło zasilania echosondy, konieczne jednak jest istnienie elementu pośredniczącego, który pobierając energię zasilania oscylatora. Elementem tym jest impulsator.

Zadaniem oscylatora jest w gruncie rzeczy przetwarzanie dostarczonej z impulsatora energii elektrycznej na mechaniczną energię drgań akustycznych, a ściślej mówiąc — ultradźwiękowych. Z tego powodu oscylator nadawczy określa się często jako przetwornik elektromechaniczny.

W oscylatorze odbiorczym ten sam proces przebiega w kierunku odwrotnym. Mechaniczna energia drgań impulsu odebranego echa przetworzona zostaje na energię elektryczną, a uzyskana w ten sposób siła elektromotoryczna przyłożona jest na wejście wzmacniacza.

Działanie impulsatora omówimy w odniesieniu do oscylatora magnetystrykcyjnego. W wypadku oscylatora piezoelektrycznego zasada działania impulsatora jest bardzo podobna.

Omawiając działanie oscylatorów wyjaśniliśmy, że podstawą magnetystrykcyjnej jest wpływ pola magnetycznego na geometryczne wymiary stosu blach niklowych.

Do wzbudzenia oscylatora potrzebne więc jest wytworzenie krótkich, silnych drgań pola magnetycznego, które spowodują drgania mechaniczne płytek niklowych. Taki impuls magnetyczny uzyskuje się przez uderzenie prądu w uzwojeniu wzbudzającym oscylatora.

Najprostszą i powszechnie stosowaną metodą uzyskania krótkiego impulsu jest rozładowanie kondensatora przez uzwojenie wzbudzające. Impuls prądu ma wtedy charakter drgań swobodnych, szybko zanikających, o częstotliwości określonej pojemnością kondensatora C i indukcyjnością uzwojenia wzbudzającego L_0 . Drgania zanikają po upływie kilku okresów, a więc czas impulsu jest rzędu kilkuset mikrosekund.

Aby wykorzystać energię zawartą w naładowanym kondensatorze, częstotliwość drgań obwodu elektrycznego L_0C musi być tak dobrana, aby drgania mechaniczne miały częstotliwość rezonansową, określoną masą wypadkową i sprężystością płytek niklowych.

Siła mechaniczna powodująca skurcz płytek jest proporcjonalna do kwadratu strumienia magnetycznego. Płytki drgają więc na drugiej harmonicznej prądu wzbudzającego. Dlatego częstotliwość rezonansowa

obwodu elektrycznego L_0C musi równać się połowie częstotliwości rezonansowej układu mechanicznego.

Zasadniczy układ, spełniający powyższe wymagania, przedstawiono na rysunku 529.

Przełącznik impulsujący M połączony jest z kontaktami impulsowymi indykatora D. W położeniu normalnym (przyciągniętym) kotwica przełącznika przylacza kondensator impulsowy do źródła wysokiego napięcia U_0 . Kondensator ładuje się, to jest w jego polu elektrycznym mieści się energia:

$$A_c = \frac{CU_0^2}{2}$$

Aby uzyskać dużą energię, celowe jest stosowanie wysokiego napięcia U_0 i dużej pojemności kondensatora C. Indukcyjność uzwojenia wzbudzającego określona jest wówczas wymaganiami rezonansu: przy dużej pojemności indukcyjność musi być mała i dlatego uzwojenie wzbudzające składa się z niewielkiej liczby — kilku, a najwyżej kilkadziesiąt — zwojów.

Pojemność C wynosi zwykle kilka mikrofaradów, a napięcie ładujące musi mieć wartość co najmniej kilkuset woltów. Najczęściej spotykanymi wartościami są: $C = 4 \mu F$ oraz $U_0 = 500 \div 1000 V$.

W tych warunkach energia zawarta w polu elektrycznym kondensatora jest rzędu kilku watosekund. Na przykład przy $C = 4 \mu F$ i $U_0 = 1000 V$ energia ta wyniesie 2 Wsek.

W momencie nadania impulsu kotwica przełącznika M przerzuca kondensator impulsowy na oscylator. Energia zawarta w polu elektrycznym kondensatora wyładowuje się przez oscylator, co objawia się jako nagłe, silne uderzenie prądu, powodujące powstanie impulsu wykładniczego mocy:

$$P = \frac{A_c}{t} [W],$$

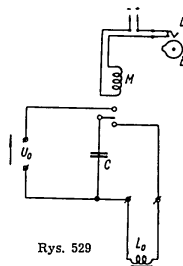
gdzie

t — czas trwania impulsu.

Z powodu małej indukcyjności i małej oporności promieniowania oscylatora, czas t jest rzędu ułamków milisekund; szczytowa moc impulsu jest wówczas rzędu kilku kilowatów.

Jest rzeczą zrozumiałą, że połączenia między kondensatorem impulsowym C i oscylatorem nadawczym L_0 muszą być jak najkrótsze i prowadzone grubym kablem. Impulsator musi więc być zainstalowany blisko oscylatora nadawczego, a długość kabla łączącego nie powinna przekraczać kilku metrów.

Prawie wszystkie rodzaje impulsatorów opierają się na schemacie zasadniczym, pokazanym na rysunku 529.

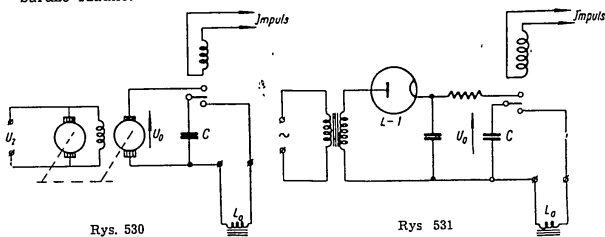


Rys. 529

Poszczególne impulsatory różnią się jedynie sposobem wytwarzania wysokiego napięcia U_0 oraz konstrukcją przełącznika impulsowego. Można wyodrębnić kilka podstawowych koncepcji konstrukcyjnych:

1. Wysokie napięcie U_0 dostarczane jest z osobnej przetwornicy uruchamianej ze źródła zasilania U_z (rys. 530).

Pomimo prostoty układu elektrycznego urządzenie to jest kosztowne i niepraktyczne. Mała przetwornica wysokiego napięcia jest maszyną delikatną i wymaga starannej opieki, a ze względu na niekorzystne umieszczenie (w kotłowni, ładowni itp.) jest trudno dostępna i ulega częstym uszkodzeniom. Dlatego układ pokazany na rysunku 530 stosowany jest bardzo rzadko.



2. Wysokie napięcie U_0 dostarczane jest przez prostownik (rys. 531).

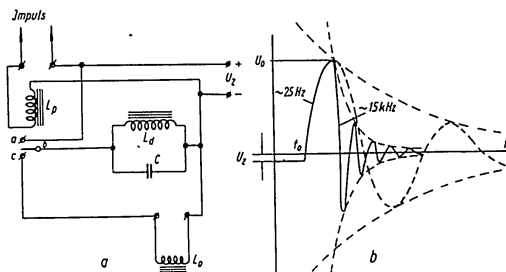
Układ ten jest wygodny i chętnie stosowany w wypadkach, gdy jest do dyspozycji napięcie zmienne. Napięcie to można podwyższyć za pomocą transformatora i po wyprostowaniu wykorzystać do ładowania kondensatora impulsowego. Dość często echosonda wyposażona jest w przetwornicę obrotową lub wibratorową, która stanowi źródło napięcia anodowego wzmacniacza oraz służy do zasilania prostownika impulsatora.

3. Prosty w konstrukcji i sprawnie działającym urządzeniem jest impulsator przepięciowy, zwany również kontaktem (rys. 532).

Działanie tego układu oparte jest na wykorzystaniu przepięcia, jakie powstaje w obwodzie drgań swobodnych, złożonym z dławika L_d i kondensatora C.

W momencie nadania impulsu t_0 kotwica przełącznika impulsowego przerywa prąd stały i przerywa obwód dławik-kondensator na oscylator nadawczy. Jednak w czasie przelotu kotwicy w obwodzie tym powstaje przepięcie, które wykorzystane jest jako napięcie ładujące kondensator. Gdy przełącznik impulsowy jest przyciągnięty, na kondensatorze impulsującym C istnieje napięcie zasilające, w dławiku zaś płynie prąd stały I , wskutek czego w polu magnetycznym dławika zawarta jest energia $\frac{L_d I^2}{2}$, gdzie L_d oznacza indukcyjność dławika.

Skoro obwód prądu stałego zostanie przerwany na kontaktach a-b, w obwodzie dławik-kondensator powstaną oscylacje, polegające na przemierzaniu się zawartej w obwodzie energii z pola magnetycznego dławika w pole elektryczne kondensatora, i odwrotnie.



Rys. 532

Gdyby układ pozostał w tym stanie, drgania zanikłyby po kilku okresach wskutek strat na oporze rzeczywistym cewki i rdzenia (wskutek prądów wirowych i histerezy) (rys. 352b). Napięcie na okładzinach kondensatora dochodzi do maksimum po upływie 1/4 okresu drgań, gdyż wtedy cała energia układu mieści się w polu elektrycznym kondensatora. Wówczas

$$\frac{CU}{2} = \frac{L_d I^2}{2},$$

czyli

$$U_0 = I \sqrt{\frac{L_d}{C}}.$$

Jest to przepięcie, które w kontaktorze wykorzystuje się jako napięcie impulsu.

Przy odpowiednio dobranych stałych układu, to jest L_d i C, oraz przy odpowiednim prądzie magnesującym I przepięcie U_0 jest wielokrotnie większe od napięcia zasilającego. Na przykład przy $L_d = 4$ H, $C = 4 \mu\text{F}$, $I = 1$ A,

$$U_0 = 1 \sqrt{\frac{4}{4 \cdot 10^{-6}}} = 1000 \text{ V}.$$

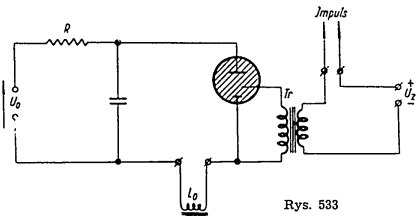
Rzeczywiste napięcie będzie nieco mniejsze wskutek strat obwodu. Sprawność wyniesie w tym wypadku około 60-80%. Przepięcie U_0 powstające na kondensatorze można wykorzystać dla impulsowania oscylatora regulując przełącznik tak, by czas przelotu ko-

twicy był równy $1/4$ okresu drgań obwodu $L_d C$. Czas ten jest zwykle rzędu $\frac{1}{100}$ sek.

Napięcie na kondensatorze jest wówczas najwyższe i kondensator rozładowuje się przez oscylator powodując powstanie drgań o częstotliwości ultradźwiękowej, co zaznaczono na rysunku 532b.

Wadą kontaktora jest konieczność dokładnej regulacji czasu przelotu kotwicy, co wymaga okresowego sprawdzania, wielką zaś jego zaletą jest prosta i silna konstrukcja oraz brak delikatnych i kosztownych urządzeń pomocniczych, jak przetwornica i prostownik lampowy.

W opisanych wyżej układach impulsatorów przerzucanie kondensatora impulsowego na oscylator nadawczy następuje za pomocą przekaźnika elektromagnetycznego. Jest to konstrukcja prosta i najczęściej stosowana. Jednak naturalną wadą wszelkich przekaźników jest wypalanie i zanieczyszczanie kontaktów, wskutek czego wymagają one okresowej konserwacji. Aby tej wady uniknąć, stosuje się często przekaźniki tyratronowe. Przekaznikiem takim jest lampa elektronowa, której bańka wypełniona jest rozrzedzonym gazem szlachetnym. Wewnątrz bańki znajduje się katoda, anoda oraz elektroda zapłonowa; jeżeli na tę ostatnią przyłożymy odpowiednie napięcie, gaz wewnątrz bańki ulegnie jonizacji, wskutek której oporność obwodu anodowego gwałtownie zmaleje i lampa zacznie przewodzić.



Rys. 533

Rysunek 533 przedstawia zasadniczy układ impulsatora z przekaźnikiem tyratronowym.

Kondensator impulsujący ładowany jest z prostownika wysokiego napięcia U_0 poprzez dużą oporność R . W momencie impulsu kontakt impulsowy indykatora przerywa obwód pierwotnego uzwojenia transformatora T , włączony na napięcie zasilające (stałe).

Wskutek przerywania obwodu pierwotnego po stronie wtórnej powstaje przepięcie zapalające elektrodę zapłonową, co powoduje jonizację gazu wewnątrz bańki; wówczas obwód katoda-anoda przewodzi i rozładowuje kondensator poprzez oscylator, powodując w ten sposób nadanie impulsu.

Gdy kondensator zostanie rozładowany, spadek napięcia na oporności R uniemożliwia dalsze utrzymanie jonizacji gazu; następuje wówczas rekombinacja, to jest lampa przestaje przewodzić i kondensator ładuje się ponownie.

§ 5. WZMACNIACZ

Impuls echa, odebrany przez oscylator odbiorczy, jest zbyt słaby, aby mógł bezpośrednio uruchomić wskaźnik lub pisak indykatora. Musi więc on być wzmacniony i stosowany do urządzenia wskazującego; do tego celu służy wzmacniacz.

Wzmocnienie napięciowe. Siła elektromotoryczna, wzbudzona w oscylatorze odbiorczym przez impuls powracającego echa, jest rzędu mikrowoltów. Do uzyskania wskazania na indykatorze potrzebne jest napięcie rzędu kilku lub kilkunastu woltów.

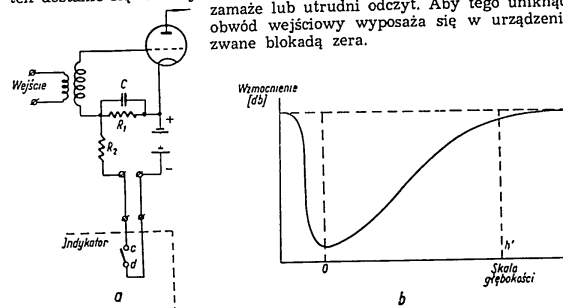
A zatem obwód wzmocnienia napięciowego musi dać wzmocnienie rzędu $100 \div 120$ decybeli. Wzmocnienie to musi być tym większe, im większa jest mierzona głębokość.

Wzmacniacz powinien więc być wyposażony w urządzenie do regulacji wzmocnienia zależnie od głębokości.

Z powyższych warunków pracy wynika, że obwód wzmocnienia napięciowego musi składać się z kilku stopni wzmacniających, przy czym co najmniej jeden z nich musi być dostrójony do ultradźwiękowej częstotliwości impulsu.

Dostosowanie do oscylatora odbiorczego uzyskuje się za pomocą podwyższającego transformatora wejściowego.

Blokada zera. Impuls wysłany z nadajnika dochodzi do odbiornika najkrótszą drogą, na przykład przez płytę denną statku. Jeżeli impuls ten dostanie się do indykatora — zwłaszcza na małych głębokościach — zamaże lub utrudni odczyt. Aby tego uniknąć, obwód wejściowy wyposaża się w urządzenie zwane blokadą zera.



Rys. 534

Działanie blokady zera polega na tym, że w momencie nadawania impulsu wzmacniacz jest zablokowany, to jest jego zdolność wzmacniania jest zredukowana do minimum, wystarczającego do usunięcia wskazania zera.

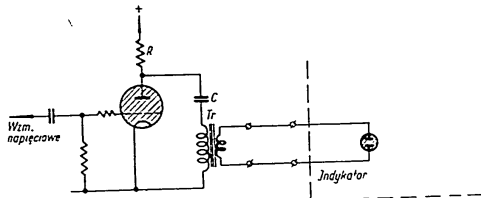
Blokada zera zanika wykładniczo i po czasie odpowiadającym kilku lub kilkunastu metrom głębokości zdolność wzmacnienia powraca do normalnej wartości. Typowy obwód blokady zera przedstawia rysunek 534a.

Tuż przed momentem nadania impulsu specjalny kontakt c-d na indykatorze włącza blokadę. Kontakt ten podaje na siatkę lampy wejściowej napięcie ujemne U_{s0} blokujące lampę i zmniejszające w ten sposób wzmacnienie. W momencie nadania impulsu kontakt c-d zostaje rozwarzony, jednak napięcie blokujące utrzymuje się jeszcze przez pewien czas na kondensatorze C. Kondensator ten rozładowuje się przez opór R_1 , a w miarę jego rozładowania napięcie ujemne blokujące lampę stopniowo zanika (rys. 534b).

Moment rozwarcia kontaktów blokujących c-d w indykatorze powinien być nastawiony bardzo starannie. Zbyt wczesne rozwarcie kontaktów spowoduje małą skuteczność blokady, zbyt późne zaś — uniemożliwi wskazania na małych głębokościach. Blokada zera jest przeważnie wyłączona niestabilizowanym przyciskiem, co umożliwi sprawdzenie, czy impuls jest nadawany w prawidłowym momencie, to jest w chwili gdy wskaźnik przechodzi przez zero lub licząc odpowiadającą głębokości zanurzenia statku.

Obwód wyjściowy. Obwód wyjściowy wzmacniacza uruchamia wskaźnik na indykatorze; układ elektryczny tego obwodu musi więc być dopasowany do rodzaju zastosowanego wskaźnika.

W indykatorach optycznych najczęściej stosowanym wskaźnikiem jest mała rurka neonowa umieszczona na wirującej tarczy.



Rys. 535

Do zapalania neonówki służy obwód wyjściowy pokazany na rysunku 535. Lampą końcową wzmacniacza jest tyratron zapalany impulsem z obwodu wzmacnienia napięciowego.

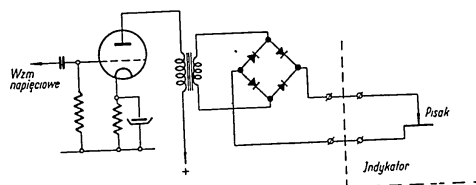
Na anodę tyratronu podaje się poprzez opornik R dodatnie napięcie anodowe. Równolegle do anody włączony jest kondensator C połączony szeregowo z transformatorem wyjściowym T_r o przekładni podwyższającej. Kondensator C ładuje się poprzez opornik R do wartości pełnego napięcia anodowego.

Skoro na siatkę dojdzie impuls z obwodu wzmacnienia napięciowego, czyli echo, tyratron zapala się, oporność jego między anodą i katodą gwałtownie maleje, a kondensator C wyładowuje się przez tyratron i transformator wyjściowy. Prąd wyładowania, mający charakter impulsu,

powoduje we wtórnym uzwojeniu transformatora powstanie napięcia, które na krótki moment zapala neonówkę, dając błysk na skali indykatora. Równocześnie płynie prąd anodowy ze źródła. Na oporniku R powstaje jednak duży spadek napięcia, wskutek czego po wyładowaniu kondensatora napięcie na anodzie tyratronu jest zbyt niskie, aby mogło podtrzymać jonizację. W tych warunkach tyratron gaśnie, spadek napięcia na oporniku R znika i kondensator ładuje się ponownie.

Podobne układy stosowane są w indykatorach lusterkowych, gdzie wskazanie otrzymuje się za pomocą ruchomego lusterka poruszanego elektromagnesem.

W echografach obwód wyjściowy jest inny i musi być dostosowany do rodzaju rejestracji. Najczęściej stosowany jest papier elektroilityczny, impregnowany roztworem jodku potasu.



Rys. 536

W tym wypadku pisak wraz z papierem tworzy obwód niskoomowy, o oporności kilkunastu omów, a rejestrowane echo powinno być doprowadzone w formie impulsu prądu stałego. Na wyjściu wzmacniacza musi być prostownik przyłączony do transformatora, który dopasuje obwód prostownika do lampy końcowej wzmacniacza. Typowy układ tego rodzaju przedstawia rysunek 536.

§ 6. ZASTOSOWANIE ECHOSONDY

Jako podstawowy aparat do pomiaru głębokości, echosonda ma duże zastosowanie we wszystkich wypadkach, gdzie wymagana jest znajomość głębokości. Ze względu na dość dużą różnorodność typów, rodzaj echosondy powinien odpowiadać warunkom pracy danej jednostki pływającej. Ponadto echosonda powinna być stosowana do zakresu głębokości, przy czym — na ogół biorąc — pomiary małych głębokości są trudniejsze.

Biorąc pod uwagę rodzaj wskazania echosondy można podzielić na dwie zasadnicze grupy: echosondy indykatorowe (optyczne) i piszące (echografy).

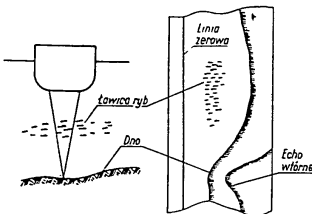
Echosondy stosowane są przede wszystkim w trzech dziedzinach: w nawigacji, rybołówstwie i hydrografii.

Echosondy nawigacyjne. W nawigacji pełnomorskiej echosonda jest wygodnym przyrządem pomocniczym do sprawdzania pozycji statku przez

pomiar głębokości i porównanie wskazania z głębokością zaznaczoną na mapie nawigacyjnej. Ponadto ostrzega on nawigatora w miejscach o głębokości niebezpiecznie małej, na przykład w cieśninach, na mieliznach itp.

Zakres głębokości potrzebny w nawigacji wynosi kilkaset sążni. Wystarczające w zasadzie są echosondy z indykatorem optycznym, gdyż porównanie głębokości mierzonej z mapą można przeprowadzać na podstawie odczytu chwilowego, nie utrwalonego na taśmie. Często jednak nawigatorzy wolą echosondy rejestrujące.

Rola echosondy w rybołówstwie. Na morskich statkach rybackich echosonda ma szerokie zastosowanie, a właściwe jej wykorzystanie znacznie podnosi wyniki połowów. Szczególnie wygodna jest tu echosonda rejestrująca, gdyż pozwala ona nie tylko na pomiar głębokości pod statkiem, lecz również daje profil dna, a bardzo często określa również jego charakter. Na przykład warstwa mułu na podkładzie skalistym jest na dobrym echogramie wyraźnie widoczna.



Rys. 537

wody (rys. 537). W korzystnych warunkach można na podstawie charakteru tych plam określić w przybliżeniu nawet gatunek ryby.

Obdite od ławicy ryb impulsy są słabe i nieregularne, dlatego echosonda stosowana do tego celu musi odznaczać się dużą czułością. Skutkiem dostatecznej czułości może być echo wtórne, to jest impuls, który po powrocie od dna został odbity przez dno statku, a po powtórny odbiciu od dna morza został zarejestrowany na taśmie jako podwójna głębokość. Wystąpienie echa wtórnego nie jest wadą, lecz świadczy o dużej czułości echosondy.

Echosondy hydrograficzne. Dokładność pomiarów wymagana w hydrografii jest bardzo duża, zwłaszcza tam, gdzie chodzi o pomiary na małych głębokościach. Równocześnie konstrukcja przeznaczona do tych celów echosondy jest najbardziej skomplikowana, gdyż musi ją cechować duża prędkość ramienia, co utrudnia rejestrację.

Echosondy hydrograficzne wyróżniają się więc wśród innych specjalnie precyzyjnym wykonaniem, wymagają też od obsługującego dobrej znajomości aparatury oraz uwzględniania wszelkich błędów, jak błąd prędkości dźwięku, błąd rozstawu, skurcz papieru itp.

Rozdział XX PODSTAWOWE ZASADY ŁĄCZNOŚCI RADIOWEJ DLA FLOTY MORSKIEJ*

§ 1. WARUNKI DOPUSZCZENIA RADIOSTACJI DO EKSPLOATACJI I SKŁAD OSOBOWY OBSŁUGI RADIOSTACJI

Radiostacja okrętowa nie może być oddana do eksploatacji bez uprzedniego zarejestrowania i uzyskania zezwolenia w trybie ustalonym przez władzę państwowe.

Dane techniczne radiostacji (moc, rodzaj emisji, fale robocze itd.) powinny dokładnie odpowiadać danym wskazanym w zezwoleniu. Na każdej eksploatowanej radiostacji powinny znajdować się następujące dokumenty i materiały:

- zezwolenie na radiostację wydane w trybie ustalonym przez władzę państwową;
- dokument stwierdzający, że radiostacja odpowiada ustalonym dla niej warunkom technicznym;
- świadectwo Morskiego Rejestru ZSRR na radiostację okrętową;
- taryfa telegraficzna;
- zezwolenie na okrętowe urządzenie retransmisyjne;
- regulamin radiokomunikacyjny ogólny i dodatkowy, załączony do Międzynarodowej Konwencji Telekomunikacyjnej;
- przepisy i instrukcje Ministerstwa Floty Morskiej ZSRR dotyczące łączności radiowej oraz dokumenty z zakresu ewidencji i sprawozdawczości radiostacji;
- schematy, opisy i instrukcje dotyczące technicznej obsługi aparatury radiostacji;

* Rozdział niniejszy zawiera wyciąg najważniejszych przepisów obowiązujących we flocie morskiej ZSRR. Szersze wiadomości na ten temat znajdzie czytelnik polski w następujących publikacjach:

1. Przepisy o urządzeniach radiowych na statkach morskich (tłumaczenie przepisów Morskiego Rejestru ZSRR). Biblioteka Polskiego Rejestru Statków, Warszawa 1954.

2. Regulamin radiokomunikacyjny i dodatkowy regulamin radiokomunikacyjny oraz zalecenia i uchwały dołączone do Międzynarodowej Konwencji Telekomunikacyjnej (Atlantic City, 1947). Państwowy Instytut Telekomunikacyjny przy Min. P. i T. Warszawa 1949.

3. J. Głębowicz — Poradnik morskiej służby radiowej. Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa 1956.

(przyp. red. urzd. polskiego)

- i) dyplomy stwierdzające kwalifikacje personelu obsługującego radiostację;
- j) dziennik wachtowy przeznaczony do rejestracji odbioru i nadawania radiogramów;
- k) rozkład łączności i wacht danej radiostacji;
- l) międzynarodowy, alfabetyczny spis sygnałów wywoławczych radiostacji;
- m) międzynarodowy wykaz radiostacji przeznaczonych do pełnienia służb specjalnych.

Radiostacja powinna być obsługiwana przez specjalną osobę lub osoby z odpowiednim przygotowaniem, będące obywatelami ZSRR, które ukończyły 18 lat, uznane zostały przez komisję lekarską za zdolne do zajęcia tych stanowisk i mają świadectwa (dyplomy) upoważniające do pełnienia funkcji radiooperatorów służby morskiej.

Stan obsługi radiostacji ustala się w zależności od nośności statku, jego przeznaczenia i obszaru pływania.

Każdej radiostacji okrętowej (dla wszystkich nadajników, którymi dysponuje radiostacja) przydziela się jeden międzynarodowy sygnał wywoławczy, składający się z czterech liter i zaczynający się na literę U. Radiostacje mają prawo posługiwać się tylko tymi sygnałami wywoławczymi, które zostały im przydzielone. Za posługiwanie się nie przydzielonymi sygnałami wywoławczymi lub za samowolne przyswojenie sobie sygnałów wywoławczych na kierownika radiostacji nakłada się grzywnę. Jeżeli radiostacja nadbrzeżna nie zna sygnału wywoławczego radiostacji okrętowej, wówczas, w nadzwyczajnych wypadkach, może ona wywołać telegraficznie tę radiostację okrętową nadając nazwę statku.

§ 2. ZAKRES CZĘSTOTLIWOŚCI ROBOCZYCH. REGULAMIN KIEROWANIA KORESpondENCJI I WYWOŁAŃ. KOLEJNOŚĆ PILNOŚCI KOMUNIKATÓW I RADIOGRAMÓW

Radiostacje okrętowe mają wyznaczone następujące fale (częstotliwości).

1. Radiostacje główne (nawigacyjne) prowadzą ogólny nasłuch podczas wachty, wywołania, odpowiedzi na wywołanie, nadawanie sygnałów poprzedzających korespondencję i krótkie nadawanie korespondencji — na fali 600 m (500 kHz); dłuższe nadawanie korespondencji — na falach 625 m (480 kHz), 641 m (468 kHz), 661 m (454 kHz) lub 706 m (425 kHz); nadawanie sygnałów dla namierzenia — na fali 732 m (410 kHz); nasłuch odpowiedzi radiostacji nadbrzeżnych (po wywołaniu) — na podstawowej fali roboczej radiostacji oznaczonej tłustym drukiem w międzynarodowym wykazie radiostacji nadbrzeżnych i okrętowych.

Oprócz fali 600 m (500 kHz) zezwala się radiostacjom okrętowym stosować, według wskazań radiostacji nadbrzeżnej, dodatkową falę rezerwową 586 m (512 kHz).

2. Radiostacje eksploatacyjne prowadzą ogólny nasłuch podczas wachty, wywołania, odpowiedzi na wywołanie, nadawanie sygnałów poprzedzających korespondencję i krótkie nadawanie korespondencji — na falach 24,15 m (12 420 kHz), 27,17 m (11 040 kHz), 36,23 m

(8280 kHz) i 48,31 m (6210 kHz); dłuższe nadawanie korespondencji — na dozwolonych falach roboczych odpowiednich podzakresów; nasłuch odpowiedzi radiostacji nadbrzeżnych (po wywołaniu) — na fali roboczej radiostacji nadbrzeżnej (na odpowiednim podzakresie), podanej w międzynarodowym wykazie radiostacji nadbrzeżnych i okrętowych.

3. Przepisowymi falami wezwania w niebezpieczeństwie i nadawania sygnałów w niebezpieczeństwie są fale: 600 m (500 kHz), 72,46 m (4140 kHz), 48,31 m (6210 kHz) i 36,23 m (8280 kHz).

Okrętowe radiostacje morskie mają za zadanie:

a) prowadzić nasłuch sygnałów niebezpieczeństwa, nagłych i ostrzegawczych, wezwań „do wszystkich” i komunikatów skierowanych do danej radiostacji;

b) utrzymywać łączność z nadbrzeżnymi i okrętowymi radiostacjami, dla których przeznaczone są radiogramy lub komunikaty.

W związku z tym radiostacje podczas swych wacht prowadzą (jeśli nie są zajęte prowadzeniem korespondencji) stały nasłuch na falach wywoławczych i falach niebezpieczeństwa oraz śledzą pracę radiostacji, z którą powinny utrzymywać łączność.

Radiostacje okrętowe pracujące w zakresie fal średnich i mające korespondencję dla ładu wywołują najbliższą radiostację nadbrzeżną znajdującą się w zasięgu ich działania i przesyłają jej swe radiogramy i komunikaty.

Jeżeli radiogramy te idą w głąb kraju, radiostacje nadbrzeżne przesyłają je drogą radiową lub telefoniczną zgodnie z ich przeznaczeniem.

Uwaga. Dla przyspieszenia i ułatwienia nadawania radiogramów lub w wypadku konieczności przesyłania ich do radiostacji nadbrzeżnych leżących poza zasięgiem działania danej radiostacji okrętowej, dopuszczalne jest — za specjalnym pozwoleniem — przesłanie korespondencji na bieżąco przez inną radiostację okrętową.

Krótkofalowe radiostacje okrętowe powinny wywoływać i kierować swoją korespondencją przez te radiostacje nadbrzeżne, które mają najlepsze możliwości przesyłania „przez” ich radiogramów drogą radiową lub telefoniczną.

Na zapytanie radiostacji nadbrzeżnej lub też z inicjatywy własnej radiostacja okrętowa może za zezwoleniem kapitana statku nadać dla radiostacji nadbrzeżnej dane o swoim rejsie, czyli tak zwaną rejestrację TR. Powinna ona zawierać:

- a) nazwę statku;
- b) port przeznaczenia;
- c) port odprawy;
- d) kierunek od radiostacji nadbrzeżnej do radiostacji okrętowej i przybliżoną odległość między nimi w milach morskich lub kilometrach, albo też współrzędne geograficzne radiostacji okrętowej.

Przed przerwaniem służby (przy wchodzeniu statku do portu) radiostacja okrętowa powinna wywołać najbliższą radiostację nadbrzeżną i zawiadomić ją o tym, że radiostacja okrętowa zostaje chwilowo wyłączona.

Wszystkie rozmowy służbowe między radiostacjami, sygnały, komunikaty i zapytania, na przykład o gotowości odbioru radiogramów, o przejściu na inną falę, żądanie oczekiwania, uwagi o słyszalności, o sposobie

nadawania korespondencji, żądanie powtórzenia, uwagi o niezgodności z liczbą słów podaną w nagłówku itd., powinny być podawane wyłącznie za pomocą oznaczeń umownych (tak zwanego „kodu Q” i „gwary radiowej”). Radiooperatorzy okrętowi powinni znać na pamięć tablice tych oznaczeń. Użycie otwartych słów przy rozmowach służbowych, komunikatach, potwierdzeniach itd., niekiedy konieczne w wypadku braku odpowiednich oznaczeń kodowych, powinno być ograniczone do minimum. Natomiast prowadzenie różnego rodzaju rozmów prywatnych między operatorami jest bezwarunkowo wzbronione.

Gdy zaistnieje konieczność nadania takiego komunikatu służbowego, który nie może być wyrażony kodem, komunikat ten powinien być nadany w postaci notatki służbowej podpisanej przez odpowiednią osobę.

Kolejność pilności komunikatów i radiogramów. W sieci łączności radiowej Ministerstwa Floty Morskiej ZSRR ustanowione są następujące kategorie pilności załatwiania radiogramów: 1) awaryjne, 2) nawigacyjne i meteorologiczne, 3) państwowe i telegramy „Biegun”, 4) rozmowy, 5) dyspozytorskie i radiogramy z oznaczeniami DM-1, DM-6, DN-2, DN-3 i DNU, 6) błyskawiczne, 7) naglące, 8) zwykłe.

Taka kolejność nie zmienia istniejących przepisów i instrukcji o porządku nadawania sygnałów niebezpieczeństwa (SOS), sygnałów naglących (XXX) i załatwiania komunikatów następujących za tymi sygnałami.

Uwagi. 1. Przez awaryjne rozumie się wszystkie radiogramy i komunikaty związane z awariami.

2. Przez nawigacyjne rozumie się wszystkie radiogramy i komunikaty dotyczące bezpieczeństwa żeglugi morskiej, na przykład komunikaty o zmianach warunków nawigacyjnych, o pełnieniu służby radionawigacyjnej itp.

3. Radiogramy powinny być odbierane bez żadnych innych uwag, oprócz podanych.

4. Prawidłowość podanych uwag na radiogramach sprawdza kierownik radiostacji.

Na każdej radiostacji prowadzi się dziennik wachtowy, do którego wpiśnięcie się z podaniem dokładnego czasu każdego nadawania i odbioru:

- wszystkie usłyszane wezwania w niebezpieczeństwie i zawiadomienia o niebezpieczeństwie, sygnały alarmowe, naglące, wywołania ogólne i komunikaty „do wszystkich” (oprócz tekstu długich biuletynów meteorologicznych, prasowych itd., które w razie konieczności ich odbioru można napisać wprost na blankiecie);
- wywołania skierowane do danej radiostacji, związane z nimi rozmowy służbowe i zawiadomienia o zakończeniu pracy;
- wszystkie wywołania, rozmowy służbowe i zawiadomienia o zakończeniu pracy, nadawane przez daną stację.

Uwaga. Tekstu zarówno odebranych, jak i usłyszanych radiogramów nie wpiśnięcie się do dziennika. Wpisuje się do niego jedynie numery nadanych i odebranych radiogramów, pokwitowania nadanych radiogramów i wszystkie rozmowy, związane z nadawaniem i odbiorem korespondencji. Same radiogramy przy odbiorze zapisuje się wprost na blankiecie.

Oprócz notatek odnoszących się do nadawania i odbioru, radiooperator pełniący wachtę wpisuje także uwagi o przejęciu i zdaniu przez niego wachty. Przy zdawaniu wachty powinna być podana liczba nadanych i odebranych radiogramów i całkowita liczba ich słów, a także liczba

i kierunek nie nadanych radiogramów. Oprócz tego, radiooperator przy zdawaniu wachty robi uwagi w dzienniku technicznym o stanie aparatury radiowej, o wszystkich zaszłych awariach i o cechach szczególnych łączności (przechodzenie sygnałów, słyszalność, zakłócenia itd.).

§ 3. SYGNAŁY NIEBEZPIECZEŃSTWA, ALARMOWE I OSTRZEGAWCZE

Uwagi ogólne. W celu zapewnienia bezpieczeństwa żeglugi morskiej regulamin międzynarodowy ustala następujące szczególnie ważne sygnały w łączności radiowej:

- sygnał alarmowy (baczności);
- sygnał niebezpieczeństwa;
- sygnał naglący;
- sygnał ostrzegawczy (bezpieczeństwa).

Wszystkie radiostacje okrętowe i nadbrzeżne, pracujące na falach w zakresie 600 ÷ 800 m (500 ÷ 375 kHz), powinny dla zwiększenia bezpieczeństwa żeglugi morskiej przerywać wszelką pracę na tych falach i prowadzić nasłuch na fali wywoławczej i międzynarodowej fali niebezpieczeństwa 600 m (500 kHz) w czasie od 15 do 18 i od 45 do 48 minuty każdej godziny według czasu Greenwich. Prędkość nadawania w wypadku sygnału niebezpieczeństwa, sygnału naglącego i ostrzegawczego nie powinna przekraczać 80 znaków na minutę. Po zawiadomieniu o awarii nadaje się dwie dziesięciosekundowe kreski dla namierzenia oraz powtarza się kilkakrotnie swój sygnał wywoławczy.

W wypadku niebezpieczeństwa stosuje się międzynarodową falę niebezpieczeństwa 600 m (500 kHz); należy w tym wypadku używać przede wszystkim emisji rodzaju A-2.

Natychmiast po odbiorze sygnału niebezpieczeństwa, alarmowego, naglącego i ostrzegawczego należy zawiadomić o nich kapitana statku lub kierownika radiostacji nadbrzeżnej.

Sygnał alarmowy (baczności). Sygnał alarmowy składa się z serii 12 kreszek, nadanych w ciągu jednej minuty, licząc na nadawanie jednej kreski cztery sekundy, a na odstęp między dwiema kolejnymi kreskami — jedną sekundę. Sygnał ten może być nadawany ręcznie lub automatycznie.

Ten specjalny sygnał ma za zadanie uruchomić aparaty automatyczne sygnalizujące alarm (autoalarmy). Należy go używać dla zapowiedzenia, że po nim nastąpi wezwanie w niebezpieczeństwie lub zawiadomienie o niebezpieczeństwie, bądź też dla pilnego ostrzeżenia o cyklonie; w tym ostatnim wypadku sygnał alarmowy mogą nadawać jedynie radiostacje nadbrzeżne, specjalnie do tego upoważnione.

Uwagi. 1. W razie konieczności sygnał alarmowy może być powtórzony. 2. Przerwy między seriami powinny być dostatecznie długie, ażeby radiostacje pragnące odpowiedzieć miały czas na uruchomienie swych nadajników.

Sygnał niebezpieczeństwa. W radiotelegrafii sygnał niebezpieczeństwa składa się grupy . . . — . . . (SOS), wydawanej jako jeden znak, w którym kreski powinny być dobrze odmierzone, ażeby można je było odróżnić od kropek. W radiotelefonii sygnał niebezpieczeństwa polega na wymawia-

niu wyrazu MAYDAY, wymawianego jak brzmienie francuskiego wyrazu „m'aider” (mede). Te sygnały niebezpieczeństwa oznaczają, że nadającemu je statkowi grozi poważne i bliskie niebezpieczeństwo, i że prosi on o natychmiastową pomoc. Radiotelegraficzne wezwanie w niebezpieczeństwie składa się z sygnału SOS nadawanego trzy razy, liter DE i sygnału wywoławczego radiostacji okrętu znajdującego się w niebezpieczeństwie, powtórnego także trzykrotnie.

Wezwanie w niebezpieczeństwie ma absolutne pierwszeństwo przed wszystkimi innymi nadawaniem. Radiostacje, które je usłyszą, powinny natychmiast przerwać wszelką pracę nadawczą, mogącą przeszkadzać korespondencji w niebezpieczeństwie i rozpocząć nasłuch na fali użytej do wezwania w niebezpieczeństwie. Wezwania tego nie należy kierować do określonej radiostacji.

Zawiadomienie o niebezpieczeństwie zawiera nazwę statku (lub innego obiektu ruchomego) znajdującego się w niebezpieczeństwie, jego położenie, rodzaj niebezpieczeństwa i rodzaj żądanej pomocy oraz wszystkie inne wskazówki, które mogłyby ułatwić okazanie tej pomocy.

U w a g a. Jeżeli po nadaniu zawiadomienia o niebezpieczeństwie statek nie może podać swego położenia, to stara się on nadawać sygnały przez dostatecznie długi czas, ażeby dać możność stacjom radionamiarowym wyznaczyć jego pozycję.

Zgodnie z ogólnymi przepisami, statki podają swoje położenie według szerokości i długości (od Greenwich) używając dla oznaczenia stopni i minut cyfr z dodaniem jednego z wyrazów NORTH — północ lub SOUTH — południe i jednego z wyrazów EAST — wschód lub WEST — zachód; stopnie oddziela się od minut kropką.

W razie konieczności można także podać namiar rzeczywisty i odległość w milach morskich od znanego punktu geograficznego.

Wezwanie w niebezpieczeństwie i zawiadomienie o niebezpieczeństwie nadaje się wyłącznie na rozkaz kapitana statku. Zawiadomienie o niebezpieczeństwie należy powtarzać z przerwami tak długo, dopóki nie otrzyma się odpowiedzi; szczególnie należy powtarzać je w czasie okresów ciszy.

Sygnal naglący. W radiotelegrafii sygnal naglący składa się z trzykrotnej powtórzonej grupy liter XXX, nadawanej z należytyim oddzieleniem poszczególnych liter każdej grupy i samych grup; sygnal ten nadaje się przed wywoływaniem.

W radiotelefonii sygnal naglący składa się z trzykrotnie powtórnego wyrazu PAN, odpowiadającego francuskiej wymowie wyrazu „panne”; nadaje się go przed wywoływaniem.

Sygnal naglący oznacza, że wywołująca radiostacja ma do nadania bardzo pilną wiadomość, dotyczącą bezpieczeństwa statku lub jakiegoś innego środka ruchomego, czy też jakiejś osoby znajdującej się na pokładzie lub widzianej z pokładu.

Sygnal naglący, nadawany jedynie z upoważnienia kapitana, ma pierwszeństwo przed wszelką inną korespondencją z wyjątkiem dotyczącej niebezpieczeństwa. Wszystkie radiostacje okrętowe i nadbrzeżne, które go usłyszą, powinny uważać, aby nie zakłócić nadawania komunikatu następującego po sygnale naglącym.

Sygnal ostrzegawczy (bezpieczeństwa). W telegrafii sygnal ostrzegawczy składa się z trzykrotnie powtórnego grupy liter TTT, wydanej z na-

leżytyim oddzieleniem liter każdej grupy i grup między sobą. Po sygnale tym następują litery DE i powtórnym trzykrotnie sygnal wywoławczy radiostacji nadającej. Sygnal ten oznacza, że radiostacja będzie nadawała komunikat dotyczący bezpieczeństwa żegluga morskiej, zawierający na przykład ważne ostrzeżenia meteorologiczne, zawiadomienia o zmianie warunków nawigacyjnych itd.

W radiotelefonii jako sygnal ostrzegawczy używa się trzykrotnie powtórnego wyrazu SEKIURITE (odpowiadającego francuskiej wymowie słowa „sécurité”).

Sygnal ostrzegawczy i następujący po nim komunikat nadaje się na fali niebezpieczeństwa lub na jednej z fal, które można stosować w wypadku niebezpieczeństwa.

W służbie morskiej, poza korespondencją, której nadawanie odbywa się w godzinach ustalonych, sygnal ostrzegawczy powinien być nadany pod koniec pierwszego przypadającego okresu ciszy. W wypadku nadawania ostrzeżeń sztormowych, o cyklonach i innych komunikatów dotyczących bezpieczeństwa żegluga morskiej, sygnal ostrzegawczy i następujący po nim komunikat powinny być nadane możliwie prędko i powinny być obowiązkowo powtórzone w pierwszym okresie ciszy.

Wszystkie radiostacje, które usłyszą sygnal ostrzegawczy, powinny zostać przy nasłuchu na fali, na której był nadany sygnal ostrzegawczy, tak długo, dopóki komunikat następujący za tym sygnałem nie zostanie zakończony; ponadto powinny one wstrzymać się od jakiegokolwiek nadawania na wszelkich falach, które mogłyby zakłócić nadawanie komunikatu

§ 4. KOMUNIKATY SPECJALNE

Komunikaty meteorologiczne. Komunikatami meteorologicznymi mogą być:

- obserwacje synoptyczne,
- ostrzeżenia (sztormowe, lodowe, o cyklonach itd.),
- ostrzeżenia i przewidywania (prognozy) pogody,
- depeze synoptyczne.

Obserwacje synoptyczne są nadawane i odbierane przez określone radiostacje według ustalonego rozkładu godzin w postaci zakodowanych radiogramów, skierowanych pod określonym adresem.

U w a g a. Statki nadają obserwacje synoptyczne w tym samym porządku co i radiogramy, bez ustalonego rozkładu godzin, ale z uwzględnieniem pilności nadawania.

Nadawanie ostrzeżeń sztormowych, o cyklonach, lodowych i innych poprzedza sygnal ostrzegawczy TTT. Nadaje się je w miarę konieczności na fali wywoławczej i fali niebezpieczeństwa 600 m (500 kHz) lub na innych falach stosowanych w niebezpieczeństwie. Stosuje się z reguły tekst falach stosowanych i kieruje się je do statków znajdujących się w morzu.

U w a g a. 1. Ostrzeżenia o cyklonach (i inne szczególnie ważne ostrzeżenia), pochodzące z radiostacji okrętowych, powinny być natychmiast nadawane do innych radiostacji okrętowych i do najbliższych radiostacji nadbrzeżnych.

2. Odbiór ostrzeżenia meteorologicznego należy natychmiast zameldować kapitanowi. Nadanie ostrzeżenia meteorologicznego ze statku możliwe jest tylko na zezwolenie kapitana.

3. Niektóre radiostacje nadbrzeżne nadają ostrzeżenia meteorologiczne w określonych terminach i na określonych falach. Odpowiednie informacje na ten temat są opublikowane w międzynarodowym wykazie radiostacji pełniących służby specjalne.

Ostrzeżenia i prognozy pogody podaje się zwykle w jednym komunikacie. Nadają je radiostacje nadbrzeżne i stałe według określonego rozkładu i na określonych falach, podanych w międzynarodowym wykazie radiostacji pełniących służby specjalne. Służą one do użytku ogólnego lub dla służb specjalnych — żegluga morskiej, lotnictwa itd. Poprzedza je wywołanie „do wszystkich”. Depesze synoptyczne nadaje się zwykle kodem, a prognozy — otwartym tekstem.

U w a g i. 1. Meteorologiczny kod różnych komunikatów meteorologicznych jest opublikowany w międzynarodowym wykazie radiostacji pełniących służby specjalne.

2. Dane dotyczące nadawania niektórych depesz synoptycznych przeznaczonych dla obszarów leżących w granicach ZSRR mogą nie być opublikowane w wykazie. Rozkład nadawania takich komunikatów jest opublikowany oddzielnie.

Kapitan powinien dawać wskazówki radiooperatorowi, które z depesz synoptycznych i prognoz pogody należy odbierać w danych rejonach żeglugi.

Nadawanie ostrzeżeń i informacji dzieli się na:

- a) nadawanie statkom ostrzeżeń dotyczących bezpieczeństwa żegluga morskiej;
- b) nadawanie do wiadomości ogólnej informacji prasowych, wiadomości lekarskich, częstotliwości wzorcowych (dokładnych) itd.

Nadawanie informacji prowadzą radiostacje nadbrzeżne i stałe według określonego rozkładu i na określonych falach podanych w międzynarodowym wykazie radiostacji pełniących służby specjalne. Poprzedza się je wywołaniem „do wszystkich” i nadaje tekstem otwartym.

Nadawanie sygnałów czasu przeprowadza się w celu określania poprawek chronometrów okrętowych i sprawdzania zegarów. Svenalty te nadają radiostacje nadbrzeżne według określonego schematu, w określonych terminach i na określonych falach. Wszystkie dane dotyczące nadawania tych sygnałów są podane w międzynarodowym wykazie radiostacji pełniących służby specjalne.

Wszystkie, zarówno okrętowe jak i nadbrzeżne radiostacje służby morskiej, obowiązane są odbierać sygnały czasu w celu sprawdzania swych zegarów, nie rzadziej niż raz w ciągu doby. Sprawdzanie czasu powinno być włączone do rozkładu pracy radiostacji.

Radionamierzenie służy do wyznaczania pozycji statku na morzu i nabiera szczególnie ważnego znaczenia w wypadku utraty orientacji co do pozycji statku i braku możliwości przeprowadzenia obserwacji astronomicznych.

Normalną falą namierzania jest fala 732 m (410 kHz). Wszystkie morskie radiostacje okrętowe i nadbrzeżne, wyposażone w radionamierniki, powinny prowadzić radionamierzenie na tej fali oraz na fali 600 m (500 kHz) w wypadkach usłyszenia sygnałów niebezpieczeństwa, alarmowych i nagłych.

Radionamierzenie w żegludze morskiej dzieli się na:

- a) namierzanie statku przez nadbrzeżne i specjalne radiostacje namiarowe;
- b) namierzanie radiostacji nadbrzeżnych (i radiolatarni) prowadzone przez statek wyposażony w radionamiernik.

Radiostacja okrętowa może żądać swego namiaru z brzegu jedynie na rozkaz kapitana.

W celu otrzymania takiego namiaru trzeba ustalić, jaka specjalna radiostacja namiarowa (lub grupa radiostacji) znajduje się w strefie zasięgu działania radiostacji okrętowej. Charakterystyki tych radiostacji, określające położenie geograficzne, sygnał wywoławczy, fale wywoławcze, odpowiedzi i nadawanie sygnałów dla namierzania, czas pracy, sektor, w którym radiostacja daje bezbłędne namiary, i radiostacje namiarowe, tworzące łącznie grupę nawigacyjną — są podane w międzynarodowym wykazie radiostacji pełniących służby specjalne.

U w a g i. 1. Przy istnieniu grupy radiostacji namiarowych należy wywołać tylko radiostację kierowniczą, której sygnał wywoławczy podany jest w wykazie oddzielnie, zawiadamiając przy żądaniu namiaru o potrzebie otrzymania namiaru od całej grupy (znakiem kodowym).

2. Jeżeli w promieniu zasięgu działania radiostacji okrętowej nie ma specjalnej radiostacji namiarowej, należy zwrócić się o informację i pomoc do najbliższej radiostacji nadbrzeżnej.

Kolejność czynności, gdy statek chce otrzymać namiar od radiostacji namiarowej, jest następująca:

1. Radiostacja okrętowa wywołuje radiostację namiarową na fali podanej w wykazie i podaje odpowiedni znak kodowy z prośbą o wzięcie namiaru, po czym oczekuje na wskazówki radiostacji namiarowej.

2. Wywołana radiostacja namiarowa powiadamia (jeżeli otrzymała odpowiednie żądanie) stację z nią współdziałającą i w miarę gotowości odpowiada radiostacji okrętowej, dając wskazówki o fali nadawania sygnałów dla brania namiaru, o charakterze i długości sygnałów itd.

3. Otrzymałszy odpowiedź na swoje wywołanie radiostacja okrętowa następuje na żądaną falę (jeżeli jest to konieczne) i nadaje sygnał dla namierzania zgodnie z otrzymanymi wskazówkami.

4. Po wzięciu namiaru radiostacja namiarowa podaje radiostacji okrętowej czas wykonywania namiaru oraz namiar (znakiem kodu, po którym następują cyfry), podający w stopniach namiar rzeczywisty statku w stosunku do stacji radionamiarowej lub bezpośrednio współrzędne statku.

5. Jeżeli radiostacja namiarowa nie zdążyła wziąć namiaru, prosi statek o powtórzenie sygnału.

6. Po otrzymaniu namiaru radiostacja okrętowa powtarza radiostacji namiarowej pełny tekst nadany przez tę ostatnią wraz z potwierdzeniem go; radiostacja namiarowa z kolei potwierdza prawidłowość odebranego namiaru lub podaje poprawkę, powtarzając komunikat o namiarze.

7. Jeżeli namiar powtórzony przez radiostację okrętową jest prawidłowy, praca zostaje zakończona.

8. Wywoływania, korespondencja i czynności końcowe przy radionamierzeniu powinny być prowadzone zgodnie z ogólnym porządkiem.

W wypadku, gdy statek namierza radiostację nadbrzeżną za pomocą radionamiernika okrętowego, należy:

- 1) wybrać znajdujące się w zasięgu działania radionamiernika okrętowego radiostacje nadbrzeżne, których położenie geograficzne jest znane;
- 2) określić, posługując się międzynarodowym wykazem radiostacji nadbrzeżnych i okrętowych, geograficzne położenie radiostacji, czas ich pracy, falę roboczą, rodzaj emisji itd.;
- 3) za pomocą roboczego odbiornika okrętowego sprawdzić pracę i słyszalność wybranej radiostacji;
- 4) przystąpić do namierzania radiostacji za pomocą radionamiernika okrętowego, zgodnie z instrukcją o namierzaniu odnoszącą się do danego typu radionamiernika.

Namierzanie radiostacji nadbrzeżnych przeprowadza się przy normalnym ich nadawaniu.

U w a g a. Niekiedy radiostacja okrętowa może prosić radiostację nadbrzeżną o nadanie specjalnych sygnałów dla namierzania ich na statku. Sygnały takie radiostacja nadbrzeżna nadaje na przeznaczoną do tego celu falę 732 m (410 kHz).

Branie radionamierów za pomocą radionamiernika okrętowego należy do obowiązków kapitana statku (lub do osoby, której on to zleci), przy czym kapitan ponosi pełną odpowiedzialność za prawidłowość otrzymanych określeń.

Radiooperator okrętowy odpowiada za dobry stan techniczny radionamiernika.

Służba autoalarmów. Automatyczne odbiorniki sygnałów alarmowych (autoalarmy) służą do odbioru sygnałów alarmowych (poprzedzających sygnały bezpieczeństwa) podczas nieobecności radiooperatora.

Autoalarm powinien być włączony do anteny i uruchamiany, po dokładnym sprawdzeniu jego działania, każdorazowo, gdy radiooperator schodzi z wachty; należy przy tym powiadamiać kapitana, czy autoalarm jest w stanie gotowości roboczej.

Prawidłowe działanie wszystkich części autoalarmu powinno być sprawdzane nie rzadziej niż raz na dobę; sprawdzenie to powinno być odnotowane w dzienniku okrętowym.

Podczas nieobecności radiooperatora autoalarm powinien być zawsze czynny.

Przy braku autoalarmu służba radiowa obowiązana jest pełnić wachtę przez całą dobę na następujących typach statków:

- a) na statkach pasażerskich żeglugi zagranicznej 3000 BRT i więcej;
- b) na statkach towarowych żeglugi zagranicznej 5500 BRT i więcej;
- c) na lodolamaczach i statkach ratowniczych w okresie, gdy statki te pełnią swoje zadania.

Na wszystkich pozostałych statkach mających instalację radiową oraz na wszystkich statkach wyposażonych w autoalarm wachta radiowa trwa 8 godzin na dobę.

Na statkach, wyposażonych oprócz radioaparatury średniofalowej w radioaparaturę krótkofalową, wachty na falach krótkich pełni się w godzinach wyznaczonych przez kierownictwo łączności i zarządy przedsiębiorstw żeglugowych.

Czas pracy radiostacji okrętowych*. 1. Praca na radiostacji okrętowej polega w zasadzie na pełnieniu wachty według międzynarodowego rozkładu na częstotliwości niebezpieczeństwa, na zapewnieniu odbioru oraz nadawania komunikatów nawigacyjnych i meteorologicznych, sygnałów alarmowych, niebezpieczeństwa, nagłych i ostrzegawczych, korespondencji awaryjnej oraz odbioru sygnałów czasu i korespondencji służbowej z radiostacjami okrętowymi i nadbrzeżnymi.

U w a g a. W celu dokładnego przestrzegania rozkładu pracy na każdej radiostacji okrętowej powinny być zastosowane środki pozwalające na regularne sprawdzanie zegarów.

2. Pracy na radiostacji okrętowej nie wolno przerywać dopóty, dopóki nie zostanie zakończona korespondencja dotycząca niebezpieczeństwa, sygnałów nagłych lub ostrzegawczych.

3. Na radiostacjach statków 1 i 2 grupy przy braku urzędnika autoalarmowego wachtę na częstotliwości niebezpieczeństwa należy pełnić przez całą dobę.

U w a g a. Dla radiostacji statków pasażerskich o pojemności poniżej 3000 BRT i statków towarowych o pojemności poniżej 5500 BRT, będących w eksploatacji, słowosowanie wymagania punktu 3 może być odroczone na okres nie przekraczający dwóch lat od chwili wejścia w życie niniejszych przepisów, z tym jednak że w okresie tym będzie zapewnione pełnienie wachty zgodnie z wymaganiami punktu 4.

4. Na radiostacjach 1 i 2 grupy, wyposażonych w urządzenie autoalarmowe oraz na radiostacjach wszystkich statków 3 i 4 grupy należy pełnić wachty na częstotliwości niebezpieczeństwa w następujących okresach czasu:

- a) na każdym statku pasażerskim, który przewozi lub ma prawo przewozić do 250 pasażerów — łącznie co najmniej 8 godzin na dobę;
- b) na każdym statku pasażerskim, który przewozi lub ma prawo przewozić więcej niż 250 pasażerów i odbywa rejsy trwające dłużej niż 16 godzin między dwoma najbliższymi portami — łącznie co najmniej 16 godzin na dobę; wachtę powinno pełnić na zmianę dwóch radiooperatorów;
- c) na każdym statku pasażerskim, który przewozi lub ma prawo przewozić więcej niż 250 pasażerów i odbywa rejsy trwające mniej niż 16 godzin między najbliższymi portami — łącznie co najmniej 8 godzin na dobę;
- d) na każdym statku towarowym — łącznie co najmniej 8 godzin na dobę.

5. Na radiostacjach okrętowych, wyposażonych w korespondencyjne środki łączności radiowej, wachtę na falach krótkich należy pełnić poza godzinami przewidzianymi dla pełnienia zasadniczej (8-godzinnej) wachty na częstotliwości niebezpieczeństwa.

6. Na radiostacjach okrętowych, na których wachty na częstotliwości niebezpieczeństwa trwają dłużej niż 8 godzin i zachodzi konieczność pracy na falach krótkich, nasłuch na częstotliwości niebezpieczeństwa powinien być prowadzony przez drugiego radiooperatora lub za pomocą urządzenia autoalarmowego.

* Morski Rejestr ZSRR — Przepisy o urządzeniach radiowych na statkach morskich (w tłum. polskim wydane przez Bibliotekę PRS, Warszawa 1954)

7. Na radiostacjach okrętowych, na których wachta na częstotliwości niebezpieczeństwa nie trwa dłużej niż 8 godzin i w czasie pełnienia tej wachty zachodzi konieczność pracy na innej częstotliwości, nastuch na częstotliwości niebezpieczeństwa powinien być, jeżeli pozwalają na to okoliczności, prowadzony jednocześnie za pomocą głośnika lub słuchawek, a w razie posiadania urządzenia autoalarmowego — za pomocą tego urządzenia.

8. Na radiostacjach wszystkich statków, które ze względu na swoje cechy (przeznaczenie, pojemność brutto, rejon żeglugi) nie mogą być zaliczone do żadnej z grup przewidzianych niniejszymi przepisami, czas trwania wachty ustala się według wskazań armatora.

OBLICZANIE RZECZYWISTEGO NAMILARU ORTODROMICZNEGO*

Azymut (namiar rzeczywisty) oblicza się według następującego wzoru trygonometrii przestrzennej:

$$\operatorname{ctg} A = \cos \varphi_0 \operatorname{tg} \varphi_{RL} \operatorname{cosec} \Delta\lambda - \sin \varphi_0 \operatorname{ctg} \Delta\lambda,$$

gdzie

- φ_0 — szerokość miejsca wykonywania obserwacji;
- φ_{RL} — szerokość radiolaterni (lub radiostacji);
- $\Delta\lambda$ — różnica długości miejsca obserwacji i radiolaterni;
- A — ćwiartka azymutu, określana z tablicy podanej na str. 456.

Dla ułatwienia wykonywania obliczeń należy zawczasu przygotować następującą tablicę:

I	II	III	IV	V	VI
φ_0		cos		sin	
φ_{RL}		tg		—	
$\Delta\lambda$		cosec		ctg	
		lg I		lg II	
		β		AG	
		lg ctg A		A	

Uwaga. Zaleca się nie wpisywać β i AG do tablicy przed obliczeniem lg I i lg II, ponieważ β należy wpisać pod większym z tych logarytmów i następnie do niego dodać. Jeżeli lg I > lg II, wówczas β i AG zapisuje się w porządku pokazanym w tabelicy. Jeżeli lg I < lg II, wówczas porządek wpisywania β i AG należy przestawić.

Kolejność obliczania

1. Do kolumny II wpisujemy dane φ_0 , φ_{RL} i $\Delta\lambda$.
2. Wg tablicy 6 radzieckich Tablic Nawigacyjnych określamy lg cos φ_0 i zapisujemy w pierwszym wierszu kolumny IV.
3. Wg tabl. 6 TN określamy lg sin φ_0 i zapisujemy w pierwszym wierszu kolumny VI.
4. Wg tabl. 6 TN określamy lg tg φ_{RL} i wpisujemy do drugiego wiersza kolumny IV.
5. Wg tabl. 6 TN określamy lg cosec $\Delta\lambda$ i wpisujemy do trzeciego wiersza kolumny IV.
6. Wg tabl. 6 TN określamy lg ctg $\Delta\lambda$ i wpisujemy do trzeciego wiersza kolumny VI.
7. Liczby pierwszego, drugiego i trzeciego wiersza kolumny IV dodajemy i wynik lg I wpisujemy do czwartego wiersza kolumny IV.
8. Liczby pierwszego i trzeciego wiersza kolumny VI dodajemy i wynik lg II wpisujemy do czwartego wiersza kolumny VI.
9. Określamy argument Gaussa:

$$AG = \lg I - \lg II.$$

* PzS Nr 32

Wynik zapisujemy pod mniejszym logarytmem. Jeżeli $\lg I > \lg II$, to wynik zapisujemy pod $\lg II$ (piąty wiersz kolumny VI). Jeżeli $\lg I < \lg II$, to wynik wpisujemy pod $\lg I$ (piąty wiersz kolumny IV).

10. Wg tabl. 6 dla AG ($\lg a - \lg b$) znajdujemy β i wpisujemy do piątego wiersza pod większym logarytmem; jeżeli $\lg I > \lg II$, to β wpisujemy pod $\lg I$ (kolumna IV), i na odwrót: jeżeli $\lg I < \lg II$, to β wpisujemy pod $\lg II$ (kolumna VI).

11. Większy logarytm dodajemy do β , to jest dodajemy czwarty i piąty wiersz kolumny, do której wpisane jest β i w wyniku otrzymujemy $\lg \text{ctg } A$.

12. Według $\lg \text{ctg } A$ znajdujemy w tabl. 6 TN azymut A .

13. Wg przytoczonej niżej „Tablicy dla określania ćwiartki azymutu” określamy azymut lub namiar rzeczywisty na radiolatarnię lub radiostację.

Tablica dla określania ćwiartki azymutu

Położenie radiolatarni	Szerokość radiolatarni	Szerokość miejsca obserwacji (radiolaterni)	Czwartka (kwadrant)	Namiar rzeczywisty (azymut)
Na wschód od radionamiernika	$\varphi_{RL} > \varphi_0$		I	$NR_{ort} = A^\circ$
Jak wyżej	$\varphi_{RL} < \varphi_0$		II	$NR_{ort} = 180^\circ - A^\circ$
Na zachód od radionamiernika	$\varphi_{RL} < \varphi_0$		III	$NR_{ort} = 180^\circ + A^\circ$
Jak wyżej	$\varphi_{RL} > \varphi_0$		IV	$NR_{ort} = 360^\circ - A^\circ$

PRZYKŁAD

Dane: Szerokość miejsca obserwacji φ_0 — $60^\circ 00' N$.
Długość miejsca obserwacji λ_0 — $23^\circ 30' E$.
Szerokość radiolatarni φ_{RL} — $55^\circ 47' N$.
Długość radiolatarni λ_{RL} — $37^\circ 33' E$; $\Delta\lambda = 8^\circ 03'$.

Zadanie: określić namiar rzeczywisty ze statku na radiolatarnię:

1. Rysujemy tablicę do obliczeń i wpisujemy do niej wszystkie dane wielkości, to jest φ_0 , φ_{RL} i $\Delta\lambda$ ($\Delta\lambda = \lambda_0 - \lambda_{RL}$, bez uwzględniania znaku).

2. Wg tabl. 6 TN znajdujemy $\lg \cos \varphi_0 = 9,6990$ i wpisujemy do pierwszego wiersza kolumny IV.

3. Wg tablicy 6 TN znajdujemy $\lg \sin \varphi_0 = 9,9375$ i wpisujemy do pierwszego wiersza kolumny VI.

4. Wg tabl. 6 TN znajdujemy $\lg \text{tg } \varphi_{RL} = 0,1675$ i wpisujemy do drugiego wiersza kolumny IV.

5. Wg tabl. 6 TN znajdujemy $\lg \text{cosec } \Delta\lambda = 0,8538$ i wpisujemy do trzeciego wiersza kolumny IV.

6. Wg tabl. 6 TN znajdujemy $\lg \text{ctg } \Delta\lambda = 0,8495$ i wpisujemy do trzeciego wiersza kolumny VI.

7. Dodajemy pierwszy, drugi i trzeci wiersz kolumny IV. Otrzymany $\lg I = 9,6990 + 0,1675 + 0,8538 = 0,7203$ wpisujemy do czwartego wiersza kolumny IV.

8. Dodajemy pierwszy i trzeci wiersz kolumny VI. Otrzymany $\lg II = 9,9375 + 0,8495 = 0,7870$ wpisujemy do czwartego wiersza kolumny VI.

9. Ponieważ $\lg I < \lg II$, wpisujemy β do piątego wiersza kolumny V, a AG — do piątego wiersza kolumny VI.

10. Wykonujemy odejmowanie $\lg II - \lg I = 0,7870 - 0,7203 = 0,0667$ i wynik wpisujemy do piątego wiersza kolumny IV.

11. Wg tabl. 4 TN dla AG = 0,0667 ($\lg a - \lg b$) znajdujemy $\beta = 9,1534$ i wartość tę wpisujemy do piątego wiersza kolumny VI.

12. Dodajemy $\lg II$ do β i otrzymany $\lg \text{ctg } A = 9,9404$ wpisujemy do szóstego wiersza kolumny VI.

13. Wg tabl. 6 TN dla $\lg \text{ctg } A = 9,9404$ znajdujemy $A = 48^\circ 55'$; wartość tę wpisujemy do szóstego wiersza kolumny IV.

I	II	III	IV	V	VI
φ_0	$60^\circ 00'$	cos	9,6990	sin	9,9375
φ_{RL}	$55^\circ 47'$	tg	0,1675	—	—
$\Delta\lambda$	$8^\circ 03'$	cosec	0,8538	ctg	0,8495
		$\lg I$	0,7203	$\lg II$	0,7870
		AG	0,0667	β	9,1534
		A	$48^\circ 55'$	$\lg \text{ctg } A$	9,9404

Według tablicy dla określania ćwiartki azymutu możemy teraz określić namiar rzeczywisty. Ponieważ radiolatarnia leży na wschód od radionamiernika, a $\varphi_{RL} < \varphi_0$, więc $NR_{ort} = 180^\circ - A = 180^\circ - 48^\circ 55' = 131^\circ 05'$.

Rozwiązanie: $NR_{ort} = 131^\circ 05'$.

TABLICA CZĘŚCIOWEGO OBLICZANIA WSPÓLCZYNNIKÓW RADIOEWIACJI

Radionamernik Nr Nazwa statku. r.

Długość fali λ = Data 195 r.

I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
Radiony kat kursowy °	Radiony kat kursowy °	Radiodewiacja θ°	I - II	II + III	III - II	VI + VII	VIII - VII	IX - VIII	X - IX
0°	180°		sin α K°	cos α K°	- cos α K° × III	Dolina połowa kolumny IV	VI - VII	sin 2 α K°	cos 2 α K°
15	195		0,00	1,00	+ cos α K° × III			0,00	+ 1,00
30	210		0,26	+ 0,97				0,50	+ 0,87
45	225		0,50	+ 0,87				0,87	+ 0,50
60	240		0,71	+ 0,71				1,00	0,00
75	255		0,87	+ 0,50				0,87	- 0,50
90	270		0,97	+ 0,26				0,50	- 0,87
105	285		1,00	0,00					
120	300		0,97	- 0,26				12D =	12E =
135	315		0,87	- 0,50				D =	E =
150	330		0,71	- 0,71					
165	345		0,50	- 0,87					
			0,26	- 0,97					
			12B =	12C =	12A =				
			B =	C =	A =				

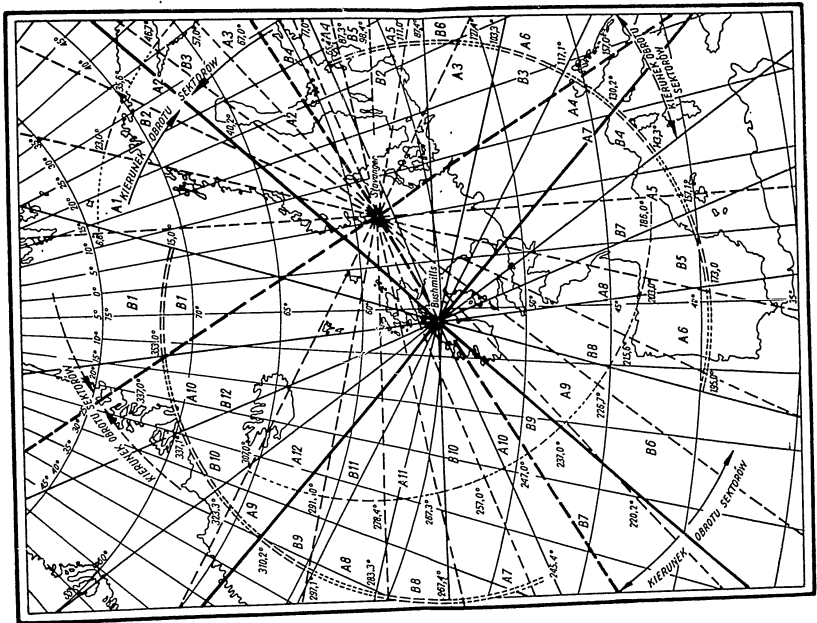
TABLICA PRZYBLIŻONEGO OBLICZANIA
PODSTAWOWYCH WSKŁAZNIKÓW RADIODZIAŁA

Radionumerik Nr Nazwa stacji
Długość fal λ = Data 195 . r.

I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X
Radłowy kąt kursowy α K N	Radłowa całość δ M ²	$\frac{I + II}{2}$	$\frac{I - II}{2}$	$\sin \alpha$ K N	$\cos \alpha$ K N	Gła kolumny III	Dół kolumny III	$\frac{VII + VIII}{2}$	$\frac{VII - VIII}{2}$
0°	198°	0	1	0	1				B =
45	225	0,71	0,71	0	0,71				D =
90	270	0	0	0	0				
135	315	0,71	0,71	0	0,71				

Załącznik 6

UKŁAD SEKTORÓW RADIOLOKACYJNYCH STAWANGEK I RUSHMILLS



OKREŚLENIE NAMIIARÓW Wg RADIIOTARNI STAVANGER W SEKTORACH KROPEK A₁ - A₁₂ DLA CZĘSTOTLIWÓCI 319 kHz

Table with columns: Odczyt kropek, A1, A2, A3, A4, A5, A6, A7, A8, A9, A10, A11, A12. Rows 0-60. Includes 'Sektor wąpłliwy' label.

OKREŚLENIE NAMIIARÓW Wg RADIIOTARNI STAVANGER W SEKTORACH KRESEK B₁ - B₁₂ DLA CZĘSTOTLIWÓCI 319 kHz

Table with columns: Odczyt kresiek, B1, B2, B3, B4, B5, B6, B7, B8, B9, B10, B11, B12. Rows 0-60. Includes 'Sektor wąpłliwy' label.

Załącznik 3 — ciąg dalszy

OKRĘSLENIE NAMIARÓW WĘG RADIOLATARNI BUSHMILLS W SEKTORACH KROPEK A₁—A₁₀ DLA CZĘSTOTLIWOŚCI 266 kHz*

Table with columns for frequency (Odczyt kropek) and amplitude levels (A1 to A10). Rows 0-60 show data points for each level.

* Dla danej częstotliwości należy posługiwać się specjalnym układem sektorów, różniącym się od układu podanego w załączniku 6.

Załącznik 8 — ciąg dalszy

OKRĘSLENIE NAMIARÓW WĘG RADIOLATARNI BUSHMILLS W SEKTORACH KRESEK B₁—B₁₀ DLA CZĘSTOTLIWOŚCI 266 kHz

Table with columns for frequency (Odczyt kresiek) and amplitude levels (B1 to B10). Rows 0-60 show data points for each level.

POPRAWKI LOKSODROMICZNE Załącznik 9

Sze- ro- kość	Różnica długości														Sze- ro- kość
	15'	20'	45'	1°	2°	3°	4°	5°	6°	7°	8°	9°	10°		
0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0,0°	0°
1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	1
2	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,2	0,2	2
3	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1	0,1	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,3	3
4	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,3	0,4	4
5	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1	0,2	0,2	0,3	0,3	0,4	0,4	0,5	5
6	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,3	0,4	0,4	0,5	0,5	6
7	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,2	0,2	0,2	0,3	0,4	0,4	0,5	0,5	0,6	7
8	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1	0,2	0,2	0,3	0,3	0,4	0,5	0,5	0,6	0,6	8
9	0,0	0,0	0,1	0,1	0,2	0,2	0,3	0,3	0,4	0,5	0,5	0,6	0,6	0,7	9
10	0,0	0,0	0,1	0,1	0,2	0,3	0,4	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,8	0,9	10
12	0,0	0,1	0,1	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,0	12
14	0,0	0,1	0,1	0,1	0,2	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1,0	1,1	1,2	1,2	14
16	0,0	0,1	0,1	0,1	0,3	0,4	0,6	0,7	0,8	1,0	1,1	1,2	1,4	1,4	16
18	0,0	0,1	0,1	0,2	0,3	0,5	0,6	0,8	0,9	1,1	1,2	1,4	1,5	1,8	18
20	0,0	0,1	0,1	0,2	0,3	0,5	0,7	0,9	1,0	1,2	1,4	1,5	1,7	2,0	20
22	0,0	0,1	0,1	0,2	0,4	0,6	0,7	0,9	1,1	1,3	1,5	1,7	1,9	2,2	22
24	0,1	0,1	0,2	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	24
26	0,1	0,1	0,2	0,2	0,4	0,7	0,9	1,1	1,3	1,5	1,8	2,0	2,2	2,6	26
28	0,1	0,1	0,2	0,2	0,5	0,7	0,9	1,2	1,4	1,6	1,9	2,1	2,3	2,8	28
30	0,1	0,1	0,2	0,3	0,5	0,8	1,0	1,3	1,5	1,8	2,0	2,3	2,5	3,0	30
34	0,1	0,1	0,2	0,3	0,6	0,8	1,1	1,4	1,7	2,0	2,2	2,5	2,8	3,4	34
38	0,1	0,2	0,2	0,3	0,6	0,9	1,2	1,5	1,8	2,2	2,5	2,8	3,1	3,8	38
42	0,1	0,2	0,3	0,3	0,7	1,0	1,3	1,7	2,0	2,3	2,7	3,0	3,3	4,2	42
46	0,1	0,2	0,3	0,4	0,7	1,1	1,4	1,8	2,2	2,5	2,9	3,2	3,6	4,6	46
50	0,1	0,2	0,3	0,4	0,8	1,2	1,5	1,9	2,3	2,7	3,1	3,4	3,8	5,0	50
55	0,1	0,2	0,3	0,4	0,8	1,2	1,6	2,0	2,5	2,9	3,3	3,7	4,1	5,5	55
60	0,1	0,2	0,3	0,4	0,9	1,3	1,7	2,2	2,6	3,0	3,5	3,9	4,3	6,0	60
65	0,1	0,2	0,3	0,5	0,9	1,4	1,8	2,3	2,7	3,2	3,6	4,1	4,5	6,5	65
70	0,1	0,2	0,4	0,5	0,9	1,4	1,9	2,3	2,8	3,3	3,8	4,2	4,7	7,0	70
75	0,1	0,2	0,4	0,5	1,0	1,5	1,9	2,4	2,9	3,4	3,9	4,3	4,8	7,5	75
80	0,1	0,2	0,4	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,4	3,9	4,4	4,9	8,0	80
85	0,1	0,2	0,4	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	8,5	85
90	0,1	0,3	0,4	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	9,0	90

W szerokości N poprawkę dodaje się, gdy statek jest w kier. W od radiostacji
 odejmuje się, gdy statek jest w kier. E

W szerokości S poprawkę odejmuje się, gdy statek jest w kier. W od radiostacji
 dodaje się, gdy statek jest w kier. E

Jeżeli namiar jest wzięty z radiostacji, to znak poprawki jest przeciwny

Nakładem

WYDAWNICTW KOMUNIKACYJNYCH

ukazały się następujące książki:

Borchardt K., Gładysz B., Szcząsny K., Żytowiecki J. —
 Podstawowe wiadomości z nautyki. Wyd. I, str. 381, for-
 mat A5, nakład 2000 egz., cena zł 21,80.

Finkielstejn M., Szusterowicz A. N. — Radionawigacja
 (tłum. z ros. Chorostewicz T.). Wyd. I, str. 87, format A5,
 nakład 1500 egz., cena zł 3,80.

Kon W. — Radar w żegludze morskiej. Wyd. I, format A5,
 str. 184, nakład 2350 egz., cena zł 8,30.

Łączyński H. — Ćwiczenia z elektrotechniki okrętowej.
 cz. I. Wyd. I, format A5, str. 139, nakład 700 egz., cena zł 7,10

Kon W. — Sondy okrętowe. Wyd. I, str. 188, format A5,
 nakład 1500 egz., cena zł 11,10

Tieriechow I. N. — Demagnetyzacja okrętów i jej wpływ na
 kompasy magnetyczne (tłum. z ros. Woźnicki J.). Wyd. I,
 str. 153, format A5, nakład 1500 egz., cena zł 9,—

Książki te są do nabycia w księgarniach
 techniczno-gospodarczych Domu Książki na terenie całego kraju