

Polifachmika

WIADOMOŚCI

TELEKOMUNIKACYJNE

MIESIĘCZNIK POPULARNY

WYDAWANY PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
przy poparciu

MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

Nr 5-6
1949

11038

3/10

WIADOMOŚCI

TELEKOMUNIKACYJNE

MIESIĘCZNIK POPULARNY

WYDAWANY PRZEZ SEKCJĘ TELEKOMUNIKACYJNĄ STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH
przez poparcie
MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW oraz MINISTERSTWA KOMUNIKACJI

KOMITET REDAKCYJNY:

Przewodniczący: inż. S. DARECKI — Sekretarze: S. JASIŃSKI i inż. W. NIEUPOKOJEW — Członkowie: inż. inż. K. BORKOWSKI, S. IGNATOWICZ, P. JAROS, S. MANCZARSKI, J. MOŻEJKO, J. SREBRZYŃSKI, J. SZCZEKOWSKI

TREŚĆ Nr 5—6

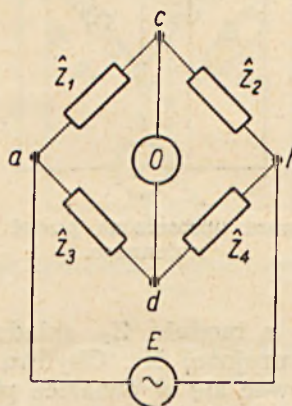
	str.		str.
1. Pomiar oporu pozornego mostkiem prądu zmiennego — inż. W. Żochowski	65	3. Aparat telegraficzny Hella	81
2. Nowa technika w konstrukcji i fabrykacji lamp radiowych — inż. A. Miączyński	75	4. Radiofonia przewodowa wielkiej częstotliwości	84
		5. Współczesne radio a nauka	87
		6. Co mówią praktycy	93

Inż. WACŁAW ŻOCHOWSKI

Pomiar oporu pozornego mostkiem prądu zmiennego

1. Zasada mostka prądu zmiennego

Podstawą wszystkich mostków prądu zmiennego o częstotliwości akustycznej jest mostek Wheatstone'a prądu zmiennego, uwidoczony na rys. 1. Każdy z oporów zespolonych \hat{Z}_1 , \hat{Z}_2 ,



Rys. 1. Ogólny schemat mostka Wheatstone'a prądu zmiennego.

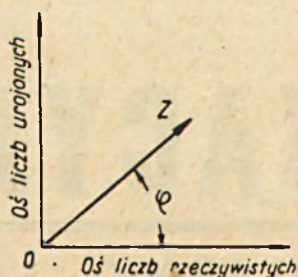
\hat{Z}_3 i \hat{Z}_4 , włączonych w ramiona mostka, stanowi dowolną kombinację oporów rzeczywistych, indukcyjności i pojemności oraz charakteryzuje się, jak wiadomo, modulem Z i kątem fazowym φ stosownie do wzorów symbolicznych:

$$\begin{aligned} \hat{Z}_1 &= Z_1 e^{j\varphi_1} \\ \hat{Z}_2 &= Z_2 e^{j\varphi_2} \\ \hat{Z}_3 &= Z_3 e^{j\varphi_3} \\ \hat{Z}_4 &= Z_4 e^{j\varphi_4} \end{aligned} \quad 1)$$

gdzie e jest zasadą logarytmów naturalnych ($e = 2,718$), zaś $j = \sqrt{-1}$ jest liczbą urojoną.

W płaszczyźnie zespolonej Gaussa (rys. 2) opór zespolony \hat{Z} jest, jak wiadomo, przedsta-

wiony w postaci wektora wychodzącego z początku współrzędnych i posiadającego długość równą modułowi Z . Wektor ten tworzy z osią liczb rzeczywistych kąt φ .



Rys. 2. Opór zespolony \hat{Z} w płaszczyźnie zespolonej Gaussa.

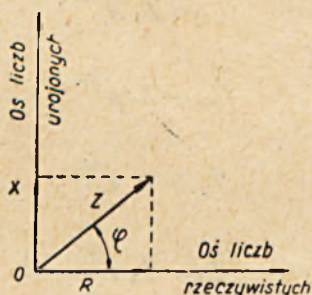
W przekątną $a-b$ włącza się źródło E prądu zmiennego, w przekątną zaś $c-d$ — wskaźnik O zaniku prądu (np. czułą słuchawkę). W stanie równowagi mostka, gdy wskaźnik O w przekątnej $c-d$ wskazuje zerową wartość prądu, są spełnione następujące dwa ogólne warunki równowagi:

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 \quad 2)$$

$$\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \quad 3)$$

Według warunku równowagi 2) iloczyny modułów oporów pozornych włączonych w przeciwległe ramiona mostka winny równać się sobie, według zaś warunku równowagi 3) sumy fazowych kątów oporów pozornych, włączonych w przeciwległe ramiona mostka również winny równać się sobie. Warunek równowagi 2) jest podobny do warunku równowagi dla mostka Wheatstone'a prądu stałego, w którym moduły Z_1, Z_2, Z_3 i Z_4 są zastąpione oporami rzeczywistymi R_1, R_2, R_3 i R_4 , kąty zaś $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ i φ_4 wszystkie równają się zeru, wskutek czego warunek równowagi 3) w przypadku mostka Wheatstone'a prądu stałego całkowicie odpada.

Istotnie, jeżeli w płaszczyźnie zespolonej Gaussa (rys. 3) wektor \hat{Z} rozłożyć na składowe



Rys. 3. Rozkład oporu pozornego \hat{Z} na składowe rzeczywistą R i urojoną X .

rzeczywistą R i urojoną X , to w przypadku mostka Wheatstone'a prądu stałego wszystkie

cztery opory tego mostka są oporami rzeczywistymi (omowymi) tj. ich składowe urojone X równają się zeru, wskutek czego kąty fazowe φ tych oporów również są równe zeru. W tym przypadku w równaniu 2) moduły Z mogą więc być zastąpione oporami rzeczywistymi R .

Wskutek konieczności spełnienia dwóch warunków równowagi wyrażonych równaniami 2) i 3), każdy mostek prądu zmiennego przy sprowadzaniu go do stanu równowagi wymaga co najmniej dwóch regulacji, a mianowicie regulacji modułów i przesunięć fazowych, podczas gdy mostek Wheatstone'a prądu stałego wymaga tylko jednej regulacji.

Mostek Wheatstone'a z rys. 1 może być uproszczony, jeżeli przyjąć, że dwa ramiona $a-d$ i $b-d$ są utworzone z oporów rzeczywistych, R_3 i R_4 , jak pokazano na rys. 4. W tym przypadku jest więc:

$$\hat{Z}_3 = R_3$$

$$\hat{Z}_4 = R_4$$

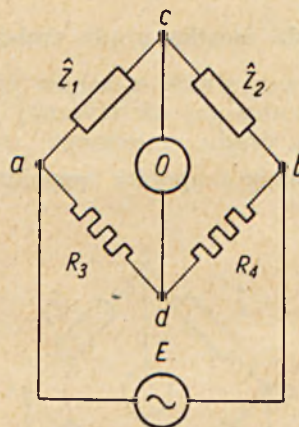
$$\varphi_3 = \varphi_4 = 0$$

Z warunków równowagi 2) i 3) wyniknie:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad 4)$$

$$\varphi_1 = \varphi_2 \quad 5)$$

Na podstawie warunku równowagi 5) wnioskuje się, że w płaszczyźnie zespolonej Gaussa (rys. 5) trójkąt prostokątny, utworzony z modułu Z_1 , składowej rzeczywistej R_1 i urojonej X_1 jest podobny do trójkąta prostokątnego,



Rys. 4. Pierwsza uproszczona postać mostka prądu zmiennego.

utworzonego z modułu Z_2 , składowej rzeczywistej R_2 i urojonej X_2 . Obydwa te trójkąty mogą znajdować się w ćwiartce pierwszej lub czwartej. Z podobieństwa tych trójkątów wynika zależność:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{X_1}{X_2} \quad 6)$$

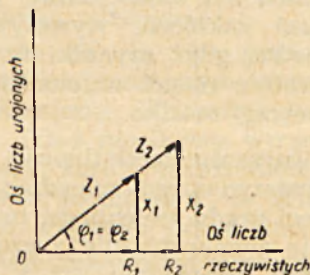
która w połączeniu z warunkiem równowagi 4) daje następujące warunki równowagi mostka prądu zmiennego z rys. 4:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{X_1}{X_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad 7)$$

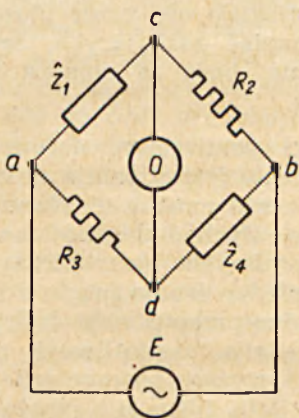
W szczególnym przypadku gdy $R_3 = R_4$ z równań 7) wyniknie:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 \\ X_1 &= X_2 \\ Z_1 &= Z_2 \end{aligned} \quad 8)$$

tj. w stanie równowagi mostka opory poziome Z_1 i Z_2 równają się sobie tak pod względem modułów, jak i kątów fazowych. W danym przypadku na rys. 5 obydwa trójkąty prostokątne ($Z_1 R_1 X_1$) i ($Z_2 R_2 X_2$) będą przystawać do siebie.



Rys. 5. Graficzne ujęcie warunków równowagi dla uproszczonego mostka prądu zmiennego z rys. 4.



Rys. 6. Druga uproszczona postać mostka prądu zmiennego.

Mostek Wheatstone'a z rys. 1 można uprościć również w inny sposób, przyjmując, że dwa ramiona a—d i b—c są utworzone z oporów rzeczywistych R_2 i R_3 , jak pokazano na rys. 6.

W tym przypadku mamy:

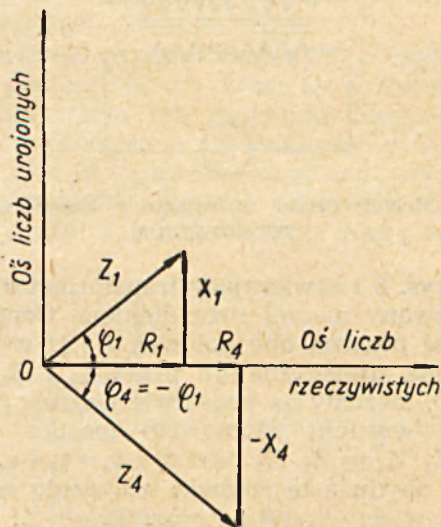
$$\begin{aligned} \hat{Z}_2 &= R_2 \\ \hat{Z}_3 &= R_3 \\ \varphi_2 &= \varphi_3 = 0 \end{aligned}$$

Z warunków równowagi 2) i 3) wyniknie wówczas:

$$Z_1 Z_4 = R_2 R_3 \quad 9)$$

$$\varphi_1 = -\varphi_4 \quad 10)$$

Na podstawie warunków równowagi 10) wnioskujemy, że w płaszczyźnie zespolonej Gaussa (rys. 7) trójkąt prostokątny utworzony z mo-



Rys. 7. Graficzne ujęcie warunków równowagi dla uproszczonego mostka prądu zmiennego z rys. 6.

dułu Z_1 , składowej rzeczywistej R_1 i urojonej X_1 jest podobny do trójkąta prostokątnego, utworzonego z modułu Z_2 , składowej rzeczywistej R_2 i urojonej X_2 . Jeżeli przyjąć, że pierwszy z tych trójkątów znajduje się w pierwszej ćwiartce, to drugi znajduje się wówczas w czwartej ćwiartce.

Z podobieństwa tych trójkątów wyniknie, analogicznie, jak poprzednio, zależność:

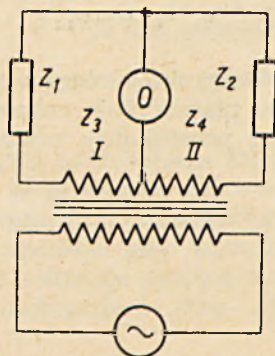
$$\frac{Z_1}{Z_4} = \frac{R_1}{R_4} = \frac{X_1}{X_4} \quad 11)$$

która w połączeniu z warunkiem równowagi 9) daje następujące warunki równowagi mostka prądu zmiennego z rys. 6:

$$\frac{Z_1}{Z_4} = \frac{R_1}{R_4} = \frac{X_1}{X_4} = \frac{R_2 R_3}{Z_2^2} \quad 12)$$

Z warunku równowagi 5) wynika, że mostek prądu zmiennego z rys. 4 służy do porównywania ze sobą dwóch oporów pozornych tego samego rodzaju tj. dwóch oporów indukcyjnych lub pojemnościowych, z warunku zaś 10) wynika, że mostek prądu zmiennego z rys. 6 służy do porównywania ze sobą dwóch oporów pozornych różnych rodzajów tj. oporu indukcyjnego pojemnościowym.

Pewną odmianę mostka prądu zmiennego z rys. 4 stanowi układ mostkowy przedstawio-



Rys. 8. Mostek prądu zmiennego z transformatorem różnicowym.

ny na rys. 8 i zawierający transformator różnicowy, zwany inaczej rozwidleniem. Oznaczając oporność pozorną obu połówek I i II wtórnego uzwojenia transformatora przez Z_3 i Z_4 odpowiednio, możemy na podstawie wzorów (2) i (3) napisać warunki równowagi mostka w postaci: $Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$ oraz $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$, a ponieważ obydwie te połówki uzwojenia są identyczne, więc: $\varphi_3 = \varphi_4$ oraz $Z_3 = Z_4$ wobec czego otrzymujemy równanie $\varphi_1 = \varphi_2$ oraz $Z_1 = Z_2$. Jeżeli te opory rozłożymy na składowe: rzeczywiste: R_1 i R_2 i urojone X_1 i X_2 , to dostaniemy dalsze zależności:

$$R_1 = R_2$$

$$X_1 = X_2$$

Układ mostkowy prądu zmiennego zasadniczo może być stosowany przy dowolnej częstotliwości pomiarowej. Zakres stosowanych częstotliwości pomiarowych wpływa głównie na rodzaj stosowanego wskaźnika zaniku prądu w gałęzi zerowej c—d (patrz rys. 1). Wraz ze wzrostem częstotliwości wzrastają również wymagania, dotyczące się konstrukcji poszczególnych części układu mostkowego, jak również sposobu ich zestawienia.

Głównym zakresem stosowalności mostków prądu zmiennego jest zakres częstotliwości akustycznych, w którym wymagania dotyczące się konstrukcji mostków nie są zbyt wysokie. W zakresie tym jako wskaźnik zaniku prądu

stosuje się słuchawkę nagłówną, stanowiącą dogodny i pewny przyrząd przy uzyskiwaniu równowagi mostka.

2. Wyposażenie mostków prądu zmiennego

2.1. Źródła prądu

Jako źródło pomiarowego prądu zmiennego może być stosowany każdy sprzęt, wytwarzający prądy zmienne o żądanej częstotliwości. Do wytwarzania prądów pomiarowych o częstotliwości akustycznej stosuje się generatory maszynowe lub lampowe. Różnica pomiędzy tymi dwoma rodzajami źródeł polega na tym, że generator maszynowy może wytwarzać tylko pewne z góry określone częstotliwości, podczas gdy generator lampowy z ciągłą regulacją częstotliwości umożliwia otrzymywanie dowolnych częstotliwości akustycznych.

Ponieważ w wielu przypadkach nastawienie równowagi mostka jest zależne od częstotliwości, to doprowadzona ze źródła częstotliwość pomiarowa nie powinna zmieniać się wraz z upływem czasu. Prócz tego w celu uniknięcia wyższych harmonicznych przebieg prądu w czasie winien być sinusoidalny, jak również należy unikać zakłóceń, wywoływanych zasilaniem mostka, gdyż czynniki te utrudniają, a niejednokrotnie nawet uniemożliwiają, uzyskanie równowagi mostka.

Przy wytwarzaniu częstotliwości za pomocą generatora maszynowego, napędzanego z przemysłowej sieci prądu zmiennego, twornik generatora wiruje synchronicznie z częstotliwością tej sieci; przy napędzaniu zaś z sieci prądu stałego niezmienna liczba obrotów generatora jest utrzymana za pomocą regulatora odśrodkowego. W generatorach lampowych stałą częstotliwość uzyskuje się przez stosowanie niezmiennych napięć zasilających, regulowanych bądź odrębnie, bądź za pomocą regulatorów napięciowych.

Jeżeli prąd pomiarowy, dostarczany przez źródło prądu, nie jest zupełnie sinusoidalny, to po doprowadzeniu mostka do stanu równowagi w słuchawce słychać będzie ton wywołany obecnością wyższych harmonicznych. Należy wówczas pomiędzy źródło prądu a mostek włączyć filtr dolno-przepustowy, który przepuszcza tylko żadaną częstotliwość podstawową, wszystkie zaś wyższe harmoniczne tłumi. Napięcie na wyjściu filtra nie powinno być jednak zbyt wysokie, gdyż przy zbyt dużym prądzie dławiki z rdzeniami żelaznymi wskutek zniekształceń nieliniowych mogą stać się źródłem powstawania prądów o wyższych częstotliwościach.

Jeżeli podczas pomiaru stwierdzono obecność napięć zakłócających (np. przybrzęku sieciowe-

go), napięcia te mogą być usunięte za pomocą filtru górnoprzepustowego.

2.2. Wskaźniki stanu równowagi

Aparat włączony w gałąź zerową c—d (rys 1) mostka ma za zadanie wskazywanie stanu równowagi układu mostkowego. Aparat ten winien więc posiadać dostateczną czułość nawet przy minimalnych zmiennych napięciach, panujących pomiędzy punktami c i d. Do tego celu nie nadają się zatem mierniki, posiadające skalę kwadratową, jak np. przyrządy cieplne i termoelektryczne.

W celu zwiększenia czułości wskaźnika stanu równowagi można w miarę możliwości opór tego wskaźnika dopasować do oporu układu mostkowego. Jeżeli jednak takie bezpośrednie dopasowanie nie jest możliwe, to może ono być osiągnięte przez wtrącanie pomiędzy wskaźnik a gałąź c—d transformatora dopasowującego o odpowiedniej przekładni. Nie należy jednak skuteczności tego środka przeceniać, gdyż zwiększenie czułości wskaźnika drogą dopasowania jego oporu do oporu układu mostkowego może być znieważone przez straty w transformatorze dopasowującym, wyrażające się jego tłumieniem własnym.

Ze względu na to, że prąd pomiarowy w większym lub mniejszym stopniu zawiera wyższe harmoniczne, korzystnie jest pomiędzy wskaźnik a układ mostkowy wtrącić filtr dolnoprzepustowy. Jeżeli wskaźnikiem równowagi jest słuchawka, to mówimy, że filtr dolnoprzepustowy jest włączony przed słuchawką.

Wskaźnikiem równowagi stosowanym w technice pomiarowej jest najczęściej słuchawka nagłowna, która posiada dużą czułość i w pomieszczeniach wolnych od hałasów umożliwia dokładne zrównoważenie mostka. Opór słuchawki pomiarowej bywa różny, co umożliwia dopasowanie z grubsza oporu słuchawki do oporu układu mostkowego. W zakresie częstotliwości od 300 do 3000 c/s czułość słuchawki i ucha jest dostateczna, jak również w zakresie tym żadna częstotliwość nie przejawia wyróżnionej selektywności. Przy dostatecznym wywyczeniu ucha można z mieszaniny harmonicznych i szumów odróżnić ton podstawowy od pozostałych i przez regulację układu mostkowego doprowadzić go do zaniku.

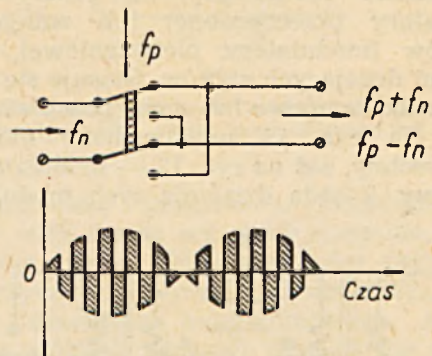
Czułość słuchawki może być znacznie zwiększona przez użycie wzmacniacza z regulowanym wzmocnieniem napięciowym o maksymalnej wartości 8 neperów.

Doprowadzenie mostka do równowagi przy użyciu słuchawki w pomieszczeniach hałaśliwych jest trudne. W tym przypadku lepiej stosować wskaźnik, zaopatrzony we wzmacniacz i prostownik, pozwalający na zastosowanie przyrządu prądu stałego (galwanometru).

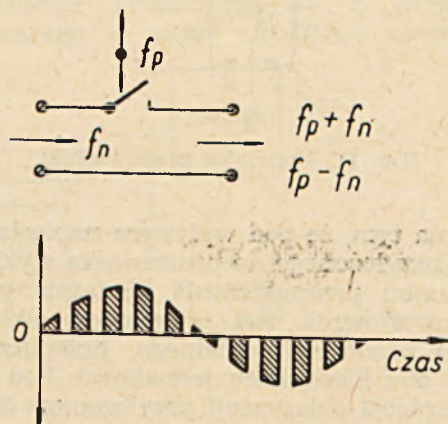
Jeżeli w gałęzi zerowej mostka panuje napięcie pomiarowe bez wyższych harmonicznych, to wychylenie wskazówkowego przyrządu prądu stałego może być wówczas sprowadzone do zera; jeżeli zaś w gałęzi zerowej prócz podstawowego napięcia pomiarowego są jeszcze wyższe harmoniczne tego napięcia, względnie inne napięcia zakłócające, to przez regulację układu mostkowego można osiągnąć jedynie najmniejsze wychylenie przyrządu wskazówkowego. Opór wejściowy galwanometrycznego wskaźnika napięcia jest duży.

Ponieważ przy częstotliwościach poniżej 300 c/s zwanych częstotliwościami podakustycznymi, czułość słuchawki jest bardzo mała, to w technice pomiarowej w tym zakresie stosuje się galwanometry wibracyjne. Jednakże z powodu ich zbyt skomplikowanej budowy i obsługi w miernictwie telekomunikacyjnym stosuje się je rzadko.

Słyszalność prądów zmiennych o częstotliwościach poniżej 300 c/s osiąga się przez stosowanie przerywacza lub zmiennika biegunów. Na rys. 9 uwidoczniło mechaniczny przerywacz, zaś na rys. 10 — mechaniczny zmiennik biegunów (przełącznik) wraz z odpowiednimi krzywymi prądu. Jeżeli f_n oznacza niską częstotli-



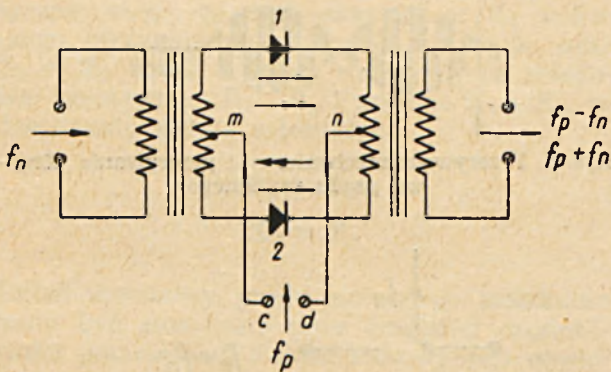
Rys. 9. Przerywacz mechaniczny i przerywanie. Krzywa prądu zmiennego.



Rys. 10. Mechaniczny zmiennik biegunów (przełącznik) i przełączana krzywa prądu zmiennego.

wość, której słyszalność ma być osiągnięta, zaś f_p — częstotliwość przerywania, jak na rys. 9 lub częstotliwość zmiany biegunów (przełączania), jak na rys. 10, to rezultatem jednej lub drugiej operacji jest powstawanie dudnienia, utworzonego z częstotliwości $f_p + f_n$ i $f_p - f_n$. Częstotliwość tego dudnienia wynosi więc $f_p + f_n - (f_p - f_n) = 2f_n$, jak to wyraźnie widać z krzywej z rys. 10. Jeżeli f_p jest częstotliwością słyszalną, to w wytworzonym dudnieniu częstotliwość ta będzie mogła być wyłowiona uchem. W przypadku zaniku dudnienia zaniknie również ton o częstotliwości f_p , co oznaczacząc będzie osiągnięcie stanu równowagi układu mostkowego.

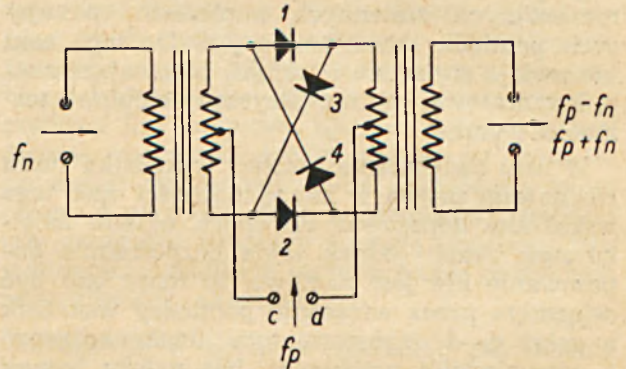
Jak widać z powyższego niesłyszalne drgania o niskiej częstotliwości przez ich przerywanie lub przełączanie za pomocą drgających styków mogą stać się słyszalnymi. Jednakże niewłaściwe ustawienie styków, jak również iskrzenie oraz inne niedokładności mogą znacznie obniżyć skuteczność tego pomocniczego sprzętu. Dzięki nowoczesnej technice telefonii nośnej mamy obecnie modulatory zestawiane w układzie przeciwsobnym lub podwójnie przeciwsobnym. Ten drugi rodzaj modulatorów nosi również nazwę modulatorów pierścieniowych. Wspomniane modulatory są przerywaczami (modulatory przeciwsobne) lub zmiennikami biegunów (modulatory pierścieniowe), pozbawionymi drgających styków. Stosuje się w nich prostowniki lampowe lub suche prostowniki stykowe. Na rys. 11 uwidoczniło modulator przeciwsobny, zaś na rys. 12 — modulator pierścieniowy. Zasada działania tych modulatorów



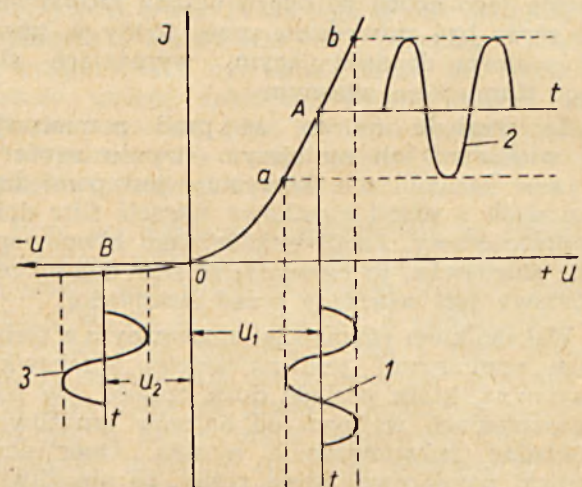
Rys. 11. Modulator przeciwsobny.

polega na tym, że pod wpływem napięcia polaryzacji przyłożonego do prostownika stykowego w kierunku przepuszczania (dodatnia polaryzacja) prostownik ten przepuszcza składową zmienną prądu sinusoidalnego, przepuszczając prąd w obu kierunkach jednakowo. Pod wpływem napięcia polaryzacji przyłożonego do prostownika w kierunku nieprzepuszczania (ujemna polaryzacja) prostownik składowej zmiennej nie przepuszcza prawie zupełnie. Na rys. 13

uwidoczniło charakterystykę prostownika stykowego; przy czym przez I oznaczono prąd płynący przez prostownik pod wpływem przyłożonego napięcia polaryzacji U . Z charakterystyki tej widać, że po przyłożeniu do prostownika dodatniego napięcia polaryzacji U_1 napięcie sinusoidalne (krzywa 1) przesuwają po-



Rys. 12. Modulator pierścieniowy.



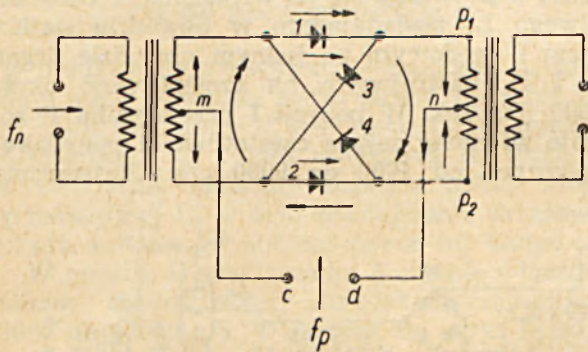
Rys. 13. Wyjaśnienie charakterystyki prostownika stykowego.

czątkowy punkt pracy A wzdłuż prostoliniowego odcinka $a - b$, powodując powstawanie składowej zmiennej prądu I (krzywa 2). Po przyłożeniu do prostownika ujemnego napięcia polaryzacji U_2 napięcie sinusoidalne (krzywa 3) prawie nie powoduje powstawania składowej zmiennej prądu I .

Na rys. 11 przez f_n oznaczono, jak wyżej, niską częstotliwość, której słyszalność ma być osiągnięta, przez f_p zaś oznaczono doprowadzoną z zewnątrz pomocniczą częstotliwość słyszalną. Gdy pomocniczy prąd o częstotliwości f_p jest skierowany od punktu d do punktu c , to wówczas prąd ten po rozgałęzieniu się w punktach m i n płynie przez obydwa prostowniki 1 i 2 w kierunku przepuszczania, polaryzując je dodatnio, jak pokazano na rys. 11

pojedynczymi strzałkami. Ponieważ wówczas każdy z tych prostowników przepuszcza prąd w obu kierunkach jednakowo, to prąd o niskiej częstotliwości f_n może płynąć w obwodzie prostowników 1 i 2 w kierunku chwilowym wskazanym podwójnymi strzałkami. W następnej chwili, gdy pomocniczy prąd zmieni kierunek tj. będzie skierowany od punktu **c do punktu d**, wówczas prostowniki 1 i 2 zostaną spolaryzowane ujemnie, wskutek czego prąd o częstotliwości f_n zostanie przerwany. Z powyższego widać, że w modulatorze przeciwsobnym prąd o niskiej częstotliwości f_n jest przerywany w takt słyszalnej częstotliwości f_p . Odpowiada to mechanicznemu przerywaczowi z rys. 9.

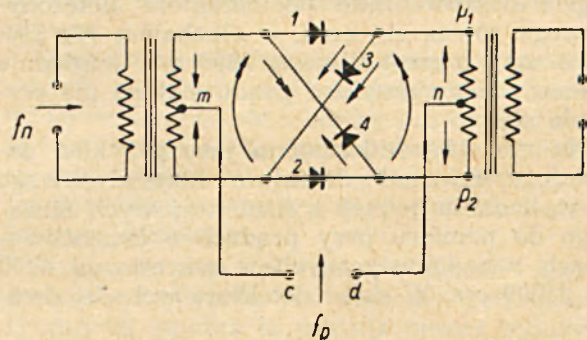
Nazwa modulatora pierścieniowego z rys. 12 pochodzi stąd, że cztery prostowniki 1, 2, 3, 4 tworzą pierścień, w którym wszystkie cztery prostowniki są połączone w tym samym kierunku przepuszczania. Gdy pomocniczy prąd o częstotliwości f_n jest skierowany **od punktu d do punktu c** (rys. 14), to wówczas prąd ten po



Rys. 14. Rozpływ prądów w modulatorze pierścieniowym przy kierunku prądu pomocniczego od d do c.

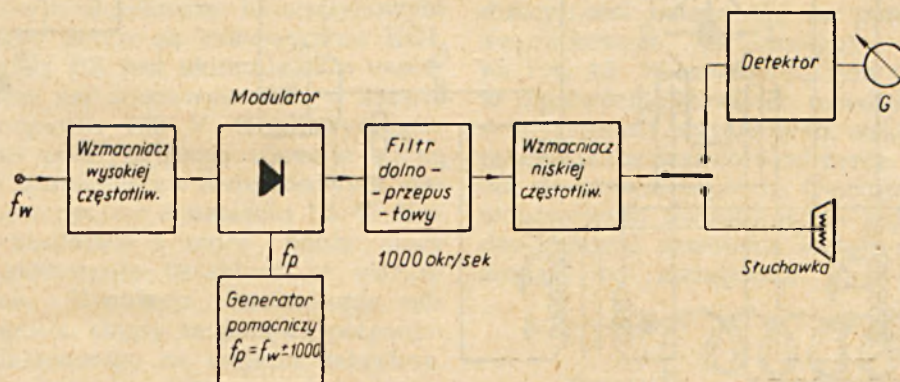
rozgałęzieniu się w punktach m i n płynie przez obydwa prostowniki 1 i 2 w kierunku przepuszczania, spolaryzując je dodatnio, jak pokazano na rys. 14, pojedynczymi strzałkami. Ponieważ wówczas każdy z tych prostowników przepuszcza prąd w obu kierunkach jednakowo, to prąd o niskiej często-

ści f_n może płynąć w obwodzie prostowników 1 i 2 w kierunku chwilowym, wskazanym na rys. 14 podwójnymi strzałkami. W następnej chwili, gdy pomocniczy prąd zmieni kierunek tj. będzie skierowany **od punktu c do punktu d** (rys. 15), wówczas prąd ten po rozgałęzieniu się w punktach m i n płynie przez prostownik 3 i 4 w kierunku przepuszczania, spolaryzując je dodatnio, jak pokazano na rys. 15 pojedynczymi strzałkami. Prąd o częstotliwości f_n może więc płynąć w obwodzie prostowników 3 i 4 w kierunku chwilowym, wskazanym na rys. 15 podwójnymi strzałkami. Z powyższego widać, że napięcie o niskiej częstotliwości f_n przyłożone do pierwotnego uzwojenia p_1 p_2 zmienia swój kierunek w takt słyszalnej częstotliwości pomocniczej f_p . Odpowiada to mechanicznemu zmiennikowi biegunów z rys. 10.



Rys. 15. Rozpływ prądów w modulatorze pierścieniowym przy kierunku prądu pomocniczego od c do d.

Częstotliwości pomiarowe począwszy od $4000 \div 5000$ c/s są już słabo słyszalne, a częstotliwości ponad 10000 c/s noszą nazwę ponadakustycznych. Słyszalność ich osiąga się za pomocą detektora heterodynowego, którego układ w ogólnych zarysach przedstawia rys. 16. Po wzmocnieniu wysokości (ponadakustycznej) częstotliwości f_w doprowadza się ją do modulatora, do którego równocześnie doprowadza się częstotliwość pomocniczą f_p z generatora, wchodzącego w skład detektora heterodyno-

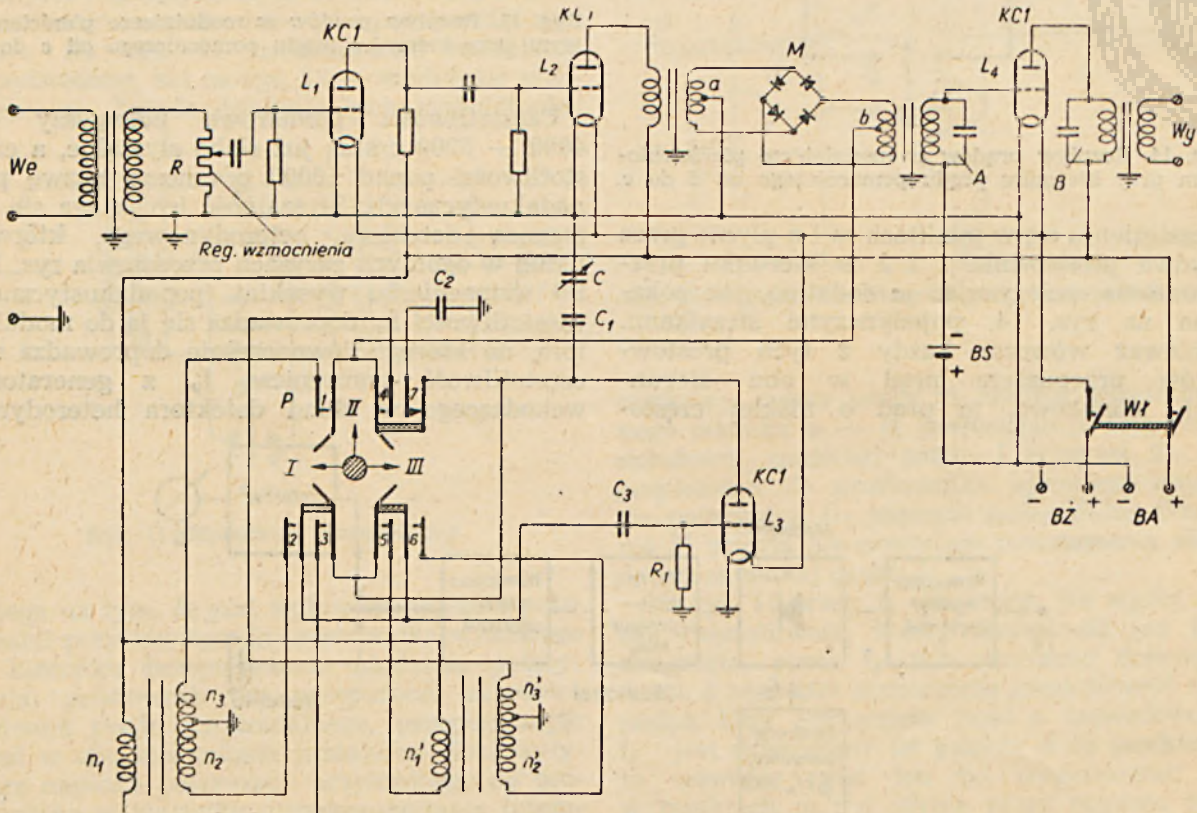


Rys. 16. Układ detektora heterodynowego.

wego. Wspomniany generator jest nastrajany na częstotliwość f_p , różniącą się od doprowadzonej częstotliwości pomiarowej f_w w przybliżeniu o 1000 c/s ($f_p = f_w \pm 1000$). Jednym z produktów modulacji (przemiany częstotliwości) jest różnicowa częstotliwość $f_p - f_w$ wynosząca w przybliżeniu 1000 c/s, którą wydziela się za pomocą filtru dolnoprzepustowego o częstotliwości granicznej nieco większej od 1000 c/s. Ta wydzielona częstotliwość jest wzmacniana we wzmacniaczu niskiej częstotliwości, a następnie doprowadzona do słuchawki lub, w razie potrzeby, poddana detekcji i doprowadzona do przyrządu wskazówkowego prądu stałego. Natężenie tonu w słuchawce, względnie wychylenie wskazówkowego przyrządu prądu stałego, są zależne od amplitudy napięcia o częstotliwości ponadakustycznej f_w na wejściu detektora heterodynowego. W chwili osiągnięcia równowagi układu mostkowego, gdy napięcie doprowadzone do detektora heterodynowego równa się zeru, w słuchawce nie słychać tonu o częstotliwości 1000 c/s, względnie wskazówkowy przyrząd prądu stałego nie wychyla się.

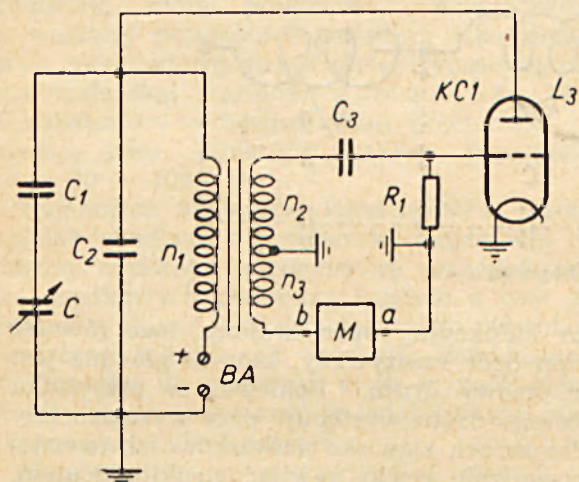
Na rys. 17 uwidocznił jako przykład zasadniczy schemat detektora heterodynowego w wykonaniu jednej z firm krajowych służącego do pomiaru przy prądach o częstotliwościach ponadakustycznych w zakresie od 4000 do 25000 c/s. W skład detektora wchodzi dwu-

lampowy wzmacniacz oporowy wysokiej częstotliwości z lampami L_1 i L_2 , generator pomocniczy z lampą L_3 , modulator pierścieniowy M i wzmacniacz rezonansowy na częstotliwość ok. 1000 c/s z lampą L_4 . Częstotliwość generatora pomocniczego może być regulowana w trzech zakresach I, II i III nastawianych za pomocą przełącznika P . Zakres I obejmuje częstotliwości od 4000 do 9000 c/s, zakres II — od 9000 do 13000 c/s i zakres III — od 13000 do 25000 c/s. Zakresy te są wygrawerowane na skali regulowanego pokrętnego kondensatora C , częstotliwość zaś pomocniczego generatora jest w przybliżeniu o 1000 c/s wyższa od częstotliwości ponadakustycznej doprowadzonej do detektora i nastawianej na wspomnianej skali. Zaznaczyć należy, że przy właściwym nastawieniu częstotliwości generatora za pomocą pokrętnego kondensatora C , częstotliwość wskazywana na skali tego kondensatora winna zgadzać się z częstotliwością ponadakustyczną, doprowadzoną do detektora na jego wejściu W_e . Jednym z produktów modulacji jest częstotliwość akustyczna wynosząca około 1000 c/s, którą doprowadza się do wzmacniacza rezonansowego L_4 posiadającego w obwodzie siatkowym i anodowym po jednym obwodzie drgań A i B , nastrojonym na częstotliwość około 1000 okr./sek. W pozycji I przełącznika P zostaje włączony zakres częstotliwości ponadakustycznych od 4000 do 9000 c/s. Uproszczony



Rys. 17. Schemat detektora heterodynowego.

schemat pomocniczego generatora dla tej pozycji uwidacznia rys. 18. Po zwarceniu styków 1, 2 i 3 przełącznika P (rys. 17) przez równoległe połączenie cewki n_1 z pojemnościami C_2 i $C-C_1$ w obwodzie anodowym lampy generacyjnej L_3 tworzy się obwód drgań, sprzęgnię-



Rys. 18. Uproszczony schemat pomocniczego generatora dla poz. I przełącznika p.

ty indukcyjnie z cewką $n_2 - n_3$. Część n_2 znajduje się w obwodzie siatki lampy L_3 , część zaś n_3 zasila modulator M w punktach a i b (rys. 17). Kondensator C_3 i opór upływowy R_1 służą do wytworzenia ujemnego napięcia siatki lampy generacyjnej L_3 w celu zmniejszenia składowej prądu anodowego podczas pracy tej lampy.

W pozycji II przełącznika P zostaje włączony zakres częstotliwości ponadakustycznych od 9000 do 13000 c/s. W pozycji tej styki 1, 2 i 3 są rozwarte, styki zaś 4, 5 i 6 — zwarte; przy czym styk 7 pozostaje nadal zwarty. Uproszczony schemat pomocniczego generatora jest taki sam, jak na rys. 18, w którym oznaczenia n_1 , n_2 i n_3 należy zastąpić oznaczeniami n_1' , n_2' i n_3' (patrz rys. 17).

W pozycji III przełącznika P przez rozwarcie styku 7 zostaje wyłączony kondensator C_2 , uzyskując w ten sposób zakres częstotliwości ponadakustycznych od 13000 do 25000 c/s.

W opisywanym detektorze heterodynowym wszystkie cztery lampy są jednego typu KCl. Źródłem żarzenia BZ jest akumulator o napięciu 2V, źródłem zaś anodowym BA — bateria anodowa o napięciu 100 V. Źródło napięcia siatkowego BS polaryzującego ujemnie siatkę lampy L_4 we wzmacniaczu rezonansowym stanowi pojedyncze ogniwo o napięciu 1,5 V. Niskie napięcia zasilające i mały pobór mocy umożliwiają stosowanie detektora w warunkach polowych. Regulacja wzmocnienia odbywa się w sposób ciągły za pomocą potencjometru R umieszczonego na wejściu detektora. Wyłącznik W1 służy do włączania lub wyłączania zasilania detektora.

2.3. Oporniki normalne (porównawcze)

Oporniki stosowane w układach mostkowych ze względu na ich dokładność i niezmienność winny odpowiadać wysokim wymaganiom, bowiem od spełnienia tych wymagań zależy ich dokładność pomiarowa.

Główny warunek tyczy się niezależności wielkości oporu od temperatury. Spełnienie tego warunku osiąga się przez wykonywanie oporników pomiarowych ze specjalnych stopów, z których najbardziej używanym jest manganin stanowiący stop miedzi, manganu i niklu. Manganin cechuje mały współczynnik termoelektromotoryczna siła względem miedzi, co ma duże znaczenie przy pomiarach prądem stałym. Zmiany oporu występujące z upływem czasu zmniejsza się za pomocą sztucznego starzenia, polegającego na parogodzinym ogrzewaniu materiału oporowego.

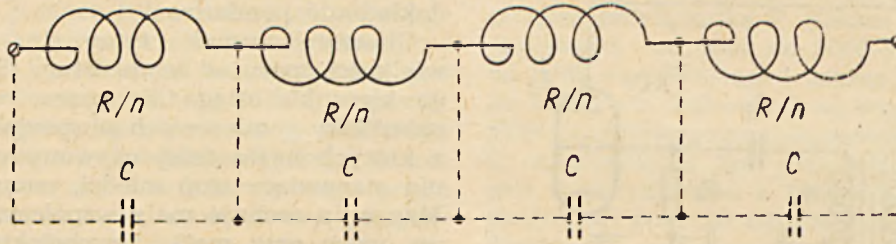
Oporniki pomiarowe są najczęściej nawijane drutem, oporniki zaś niskoomowe (poniżej 0,1 Ω) wykonywa się z blachy lub bloków metalu oporowego. Jako tulejki nawojowe stosuje się rurki metalowe lub niekiedy tulejki porcelanowe. Drut nawojowy w opornikach jest izolowany jedwabiem.

Ponieważ prąd płynący w drucie szpulki oporowej wytwarza, jak wiadomo, pole magnetyczne, to szpulka ta posiada pewną indukcyjność. Prócz tego pomiędzy punktami o różnych potencjałach powstaje pole elektryczne, które w szpulce oporowej przejawia się w występowaniu pojemności uzwojenia szpulki. Wskutek indukcyjności i pojemności szpulki opór jej nie jest rzeczywisty, lecz posiada pewną składową urojoną, która zależnie od przewagi indukcyjności lub pojemności może być dodatnia lub ujemna. Powoduje to zależność oporu pozornego szpulki od częstotliwości, jak również występowanie zależnego od częstotliwości przesunięcia fazy pomiędzy prądem i napięciem. Przez odpowiednie wykonanie szpulki oporowej to przesunięcie fazy może być znacznie zmniejszone. Prawie zupełne usunięcie indukcyjności osiąga się za pomocą uzwojenia dwunitkowego (bifilarnego), uwidocznionego na rys. 19. W uzwojeniu tym przepływ prądu w obydwóch połówkach uzwojenia odbywa się w kierunkach przeciwnych, wskutek czego pola magnetyczne wytworzone przez te połówki znośzą się prawie zupełnie. Okazuje się jednak, że w uzwojeniu dwunitkowym pojemność pomiędzy końcami uzwojenia zostaje znacznie zwiększona, co szczególnie daje się zauważyć



Rys. 19. Uzwojenie dwunitkowe (bifilarne).

w uzwojeniach o dużym oporze. Zjawiska tego można uniknąć przez stosowanie tzw. uzwojenia Chaperon'a uwidocznionego na rys. 20. W tym sposobie uzwojenia kierunek nawijania drutu w równych odstępach zmienia się na przemian na odwrotny, dzieląc w ten sposób



Rys. 20. Uzwojenie Chaperon'a

całe uzwojenie na n sekcji. Biorąc pod uwagę, że pojemność C każdej sekcji jest zawarta pomiędzy jej końcami (patrz rys. 20), pojemności zaś wszystkich n sekcji łączą się ze sobą szeregowo, to pojemność całego uzwojenia pomiędzy skrajnymi końcami (pomiędzy którymi występuje największa różnica potencjałów) wynosi C/n t.j. równa się n -tej części pojemności jednej sekcji. Zmiana kierunku nawijania drutu w równych odstępach, na przemian powoduje zmniejszenie indukcyjności uzwojenia. Na rys. 20 opór omowy jednej sekcji wynosi R/n , gdzie R oznacza opór omowy całego uzwojenia.

Nawijanie oporników normalnych w sposób powyżej opisany umożliwia więc uzyskanie znikomo małego przesunięcia fazy, którego przy pomiarach technicznych można nie brać pod uwagę.

W zakresie wysokich częstotliwości występuje, jak wiadomo, zjawisko naskórkowości, powodujące wzrost oporu w tym zakresie.

Opory normalne są wykonywane w postaci skrzynek oporowych, w których wartości poszczególnych szpułek oporowych dobiera się tak, aby pomiędzy największą i najmniejszą wartością oporu można było nastawiać każdą jego wartość w stopniach najmniejszej wartości oporu. Wspomniane skrzynki mają postać wtyczkowych lub korbkowych skrzynek oporowych; przy czym przy pomiarach technicznych dogodnie jest używać korbkowe skrzynki oporowe. W skrzynkach używanych do dokładnych pomiarów, opory stykowe winny być możliwie małe, należy więc styki te okresowo przemywać czystą naftą. Poszczególne szpułki oporowe w skrzynkach są tak rozmieszczane (względnie ekranowane), aby pomiędzy nimi nie mogły powstawać żadne zakłócające pojemności.

2.4. Indukcyjności normalne (porównawcze)

Przy pomiarach technicznych jako indukcyjności normalne (wzorce wtórne) są używane

cewki wielowarstwowe o przekroju prostokątnym, w których uzwojenie znajduje się na rdzeniu marmurowym lub porcelanowym. W celu umiejscowienia zwojów t.j. zabezpieczenia ich przed przesuwaniem się, uzwojenie jest zalane parafiną. Cewki normalne posiadają nie-

tylko indukcyjny opór urojony, lecz również pewien opór rzeczywisty, którym głównie jest opór omowy drutu. Ponieważ w przypadku grubszego drutu występuje przy wysokich częstotliwościach zjawisko naskórkowości, to należy uzwojenie cewki nawijać cienkim drutem, lub w razie konieczności użycia grubszego przewodu używać linkę, utworzoną z cienkich drucików izolowanych od siebie za pomocą emalii.

Przy wysokich częstotliwościach występuje wpływ pojemności uzwojenia, którą z pewnym przybliżeniem można rozpatrywać jako kondensator przyłączony równolegle do uzwojenia cewki.

Aby przy pomiarach usunąć wpływ pól elektrycznych występujących pomiędzy cewką normalną i innymi częściami składowymi układu pomiarowego, należy cewkę tę umieścić wewnątrz elektrostatycznie osłoniętej skrzynki. W celu uniknięcia strat na prądy wirowe wspomnianą osłonę należy poprzedziłać szczelinami.

Prócz cewek normalnych posiadających pewną stałą indukcyjność często stosuje się cewki, których indukcyjność może być zmieniana w pewnych granicach w sposób ciągły. Cewki te nazywają się wariometrami lub wariatorami i składają się z dwóch cewek, z których jedna jest ruchoma i może być pokręcana wewnątrz nieruchomej cewki. Zaletą stosowania wariometrów przy pomiarach jest duża wygoda, jednakże przy użyciu cewek o stałej indukcyjności otrzymuje się dokładniejsze wyniki pomiarów.

Obliczanie wyników pomiarów wymaga znajomości oporu rzeczywistego cewki normalnej. Częstokroć wystarcza wprowadzenie do rachunku oporu cewki dla prądu stałego, jednakże przy dokładnych pomiarach należy uwzględnić opór stratności odpowiadający danej częstotliwości pomiarowej.

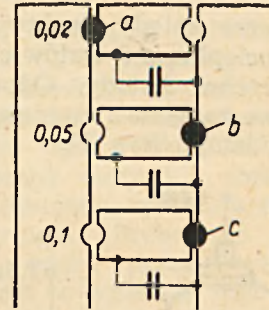
2.5. Kondensatory normalne (porównawcze)

Do kondensatorów praktycznie pozbawionych strat dielektrycznych należą kondensatory powietrzne i gazowe, przy czym kondensatory te posiadają małą pojemność. Kondensatory o większej pojemności posiadają jako dielektryk mikię, której straty dielektryczne są bardzo małe (kął stratności $\delta = 2 \div 10 \cdot 10^{-4}$). Kondensatory o bardzo dużej pojemności posiadają jako dielektryk papier parafinowy ($\delta = 30 \div 100 \cdot 10^{-4}$).

Pojemność skuteczna kondensatora składa się jak wiadomo z pojemności cząstkowej pomiędzy zaciskami kondensatora oraz pojemności cząstkowych pomiędzy każdym z tych zacisków a otoczeniem, wskutek czego pojemność skuteczna zależy od pozycji kondensatora w stosunku do otoczenia może wypaść różna. Należy zatem pojemność tę ustabilizować przez ekranowanie kondensatora.

Kondensatory są zestawiane w postaci zespołów kondensatorowych, w których przez równoległe łączenie ze sobą poszczególnych kondensatorów można w szerokich granicach zmieniać całkowitą pojemność. Jeżeli prócz tego przyłączyć równoległe pokrętny kondensator powietrzny, to można wtedy w sposób ciągły nastawiać dowolną wartość pojemności.

Zespoły kondensatorowe są wykonywane w postaci skrzynek wtyczkowych lub korbkowych. Rozmieszczenie kondensatorów w skrzynce wtyczkowej uwidocznia rys. 21. Przez włożenie wtyczki w którekolwiek lewe gniazdko



Rys. 21. Kondensator wtyczkowy.

(np. wtyczka a) zostaje włączony jeden kondensator (na rys. 21 jest włączony kondensator o pojemności $0,02 \mu\text{F}$). Przez włożenie wtyczek w prawe gniazdko (np. wtyczek b i c) zostają zwarte chwilowo nieużywane kondensatory (na rys. 21 są zwarte kondensatory o pojemności $0,05 \mu\text{F}$ i $0,1 \mu\text{F}$).

Kondensator pokrętny posiada dwa szeregi przeważnie kolistych płytek, z których jeden szereg jest nieruchomy, płytki zaś ruchomego szeregu wchodzą pomiędzy płytki szeregu nieruchomego. Kondensatory pokrętne, których płytki nie posiadają kształtu kolistego (jak np. w odbiornikach radiofonicznych) do celów pomiarowych nie nadają się. Kondensatory pokrętne stosowane w technice pomiarowej są kondensatorami powietrznymi, praktycznie pozbawionymi strat. Jednakże przy dokładnych pomiarach pewien wpływ mogą wywierać straty powstające w izolowanych trzymadłach obydwóch szeregów płytek.

d. c. n.

Inż. ADAM MIĄCZYŃSKI

Nowa technika w konstrukcji i fabrykacji odbiorczych lamp radiowych

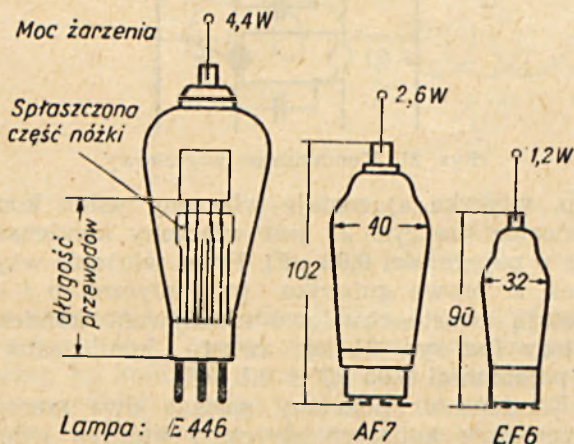
1. Wstęp

Lampy radiowe odbiorcze długi czas zachowywały wymiary i formy konstrukcyjne zbliżone do lamp oświetleniowych, z których właściwie rozwinęły się. Tak np. bańka szklana była niewspółmiernie duża w stosunku do całości zespołu elektrod, elektrody zaś były połączone z wtyczkami (sworzniami) czy też stykami cokołu za pomocą stosunkowo dość długich przewodów. Przewody te były zgrupowane ciasno w spłaszczonej części nóżki, nad którą wykonywano cały montaż elektrod. Nóżka (ta ze względu na trudności przy stapianiu jej z bańką) nie mogła być zbyt krótka, stąd przewody, łączące elektrody z trzonkiem, wypadały nadmiernie długie. To powodowało, że pojemności międzyelektrodowe

oraz indukcyjności wzajemne poszczególnych par przewodów wypadały bardzo duże. Ograniczało to możliwości stosowania lamp do fal bardzo krótkich. (Rys. 1). Należało zatem dążyć do zmniejszenia ich wymiarów.

Pierwsze ulepszenia poszły więc w kierunku zmniejszenia mocy żarzenia lampy. Konstruktorzy lamp radiowych wyszli ze słusznego założenia, że powierzchnia zewnętrzna bańki (ta która odprowadza ciepło wytworzone w lampie) jest także proporcjonalna do mocy żarzenia lampy. Tę zaś można było zmniejszyć dzięki ogromnym ulepszeniom katod, a zwłaszcza ich wydajności cieplnej. I tak na skutek wprowadzenia celowych zmian w konstrukcji samych katod oraz użyciu specjalnie dobranych materiałów zdołano przy tej samej emisji i tej sa-

mej temperaturze katody tlenkowej polepszyć ich wydajność cieplną z 8 watów/cm² na 3 waty/cm² powierzchni katody. Odpowiednio do tego spadła moc żarzenia i zmniejszyły się wymiary samych lamp. (Rys. 1).

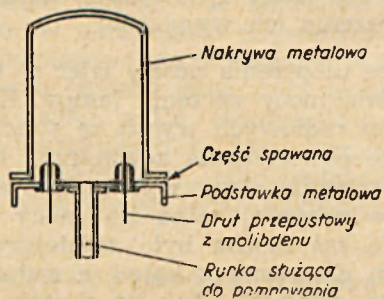


Rys. 1. Porównanie równorzędnych pentod wielkiej częstotliwości w ich rozwoju ewolucyjnym.

Widzimy tam jakim przemianom uległa pentoda wielkiej częstotliwości, jeżeli chodzi o jej wymiary i moc żarzenia. Wszystkie te trzy pentody posiadają ten sam najwyższy dopuszczalny prąd anodowy $I_a = 3$ mA, przy tym samym napięciu siatki sterującej $U_{s1} = -2$ V, a moc żarzenia pentody EF6 jest trzy razy mniejsza niż pentody E446. W podobnym stosunku zmniejszono moc żarzenia w pentodach końcowych małej częstotliwości z 4,4 wat (A1.2) na 1,26 wat (EL2).

2. Lampa metalowa

Z innych dalszych wynalazków, mających na celu zmniejszenie wymiarów należy wymienić lampy systemu „Catkin“, w których rolę anody spełnia szczelna osłona metalowa. Lampy te jednak nie rozpowszechniły się. Dopiero w roku 1935 następuje zasadnicza zmiana w konstrukcji odbiorczych lamp radiowych wskutek wprowadzenia przez firmy General Electric



Rys. 2. Lampa metalowa — Schemat zamknięcia.

oraz R.C.A. tzw. lamp metalowych (all metal), w których wyrzucono zupełnie nóżkę dawnego

typu, a zastąpiono ją zwykłą płytką metalową (podstawą) z przewierconymi dla przepuszczenia przewodów otworami (rys. 2). W otwory te przyspawano krótkie przejściowe wykonane z „Ferniko“ (stop żelaza, niklu i kobaltu), które wypełniano twardym szkłem. Dopiero teraz w szkło to wtapiano drut przepustowy z molibdenu. Cała podstawa mogła być szczelna dzięki materiałom o tym samym prawie współczynniku rozszerzalności co szkło.

(Spółczynniki rozszerzalności od 0 do 300°C.

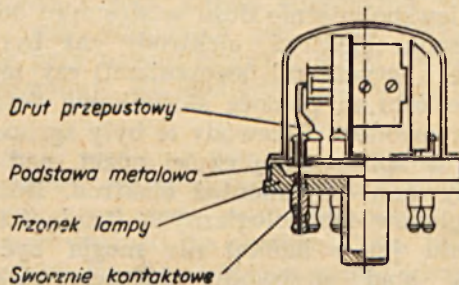
Ferniko 48 do 50×10^{-7} na 1°C.

Szkło twarde molibdenowe $51,6 \times 10^{-7}$ °C.

Molibden 53 do 57×10^{-7} °C).

W środku płytki przyspawano rurkę metalową służącą do pompowania. Drugą bardzo ważną nowością było zniesienie u szczytu lampy końcówki siatki sterującej a zastąpienie jej połączeniem u spodu lampy, w taki sam sposób, jak to ma miejsce z przewodami połączeniowymi innych elektrod. W lampach dawnego typu, przy wejściu przewodu siatki dołem lampy, pojemność między siatką sterującą a anodą wynosiła 1,5 do 2 pF, wskutek czego trioda dawnego typu była praktycznie nieużyteczna dla fal bardzo krótkich. Należało więc tę pojemność zmniejszyć, i tak z jednej strony wyprowadzono połączenie z siatką na szczyt lampy, z drugiej zaś skonstruowano tzw. siatkę osłoną pomiędzy siatką sterującą a anodą lampy. Pojemność siatka sterująca-anoda zmniejszyła się w niektórych lampach prawie 1000 krotnie, uzyskując wartość 0,002 pF.

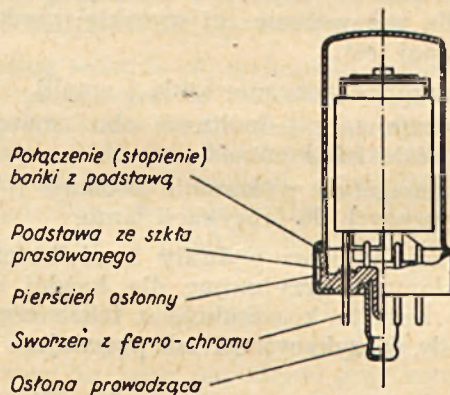
Przy lampach metalowych, gdzie przewody między elektrodami a stykami są bardzo krótkie, pojemność siatka-anoda zmniejszyła się tak bardzo, że można je było przeprowadzić razem z przewodami innych elektrod u spodu lampy. Ułatwia to znacznie montaż radioodbiornika, gdyż odpada specjalne ekranowane połączenie, przechodzące przez chassis do szczytu danej lampy. Zamknięcie lampy odbywa się w ten sposób, że nakrywą metalową spawa się z podstawą za pomocą oporowej spawarki elektrycznej. Jest to jedna z największych trudności technologicznych.



Rys. 3. Lampa metalowa F-my Telefunken, system elektrod zmontowany poziomo.

Trzeba bowiem zdać sobie sprawę z tego, jak wielkiej mocy potrzeba dla wykonania tego spawania. Podczas całej tej operacji nie wolno ogrzać wnętrza lampy ponad pewną dopuszczalną temperaturę, stąd czas spawania musi być bardzo krótki. Dla lampy np. o średnicy 43 mm. czas spawania wynosi około $\frac{1}{20}$ sek. a moc spawania $100.000 \text{ A.} \times 1 \text{ V} = 100 \text{ kVA}$.

Firma Telefunken zmieniła nieco konstrukcję lampy metalowej przez zmontowanie systemu elektrod poziomo, oddzielając w ten sposób przewody wyjściowe (głównie siatki sterującej) od siebie. (Rys. 3). Konstrukcja ta jednak miała tę



Rys. 4. Przekrój lampy całoszklanej Philipsa (zamknięcie przez stopienie).

poważną wadę, że średnica lampy wypadła zbyt duża (43 mm.) a lamp o większym natężeniu prądu anodowego, jak pentod wyjściowych czy też lamp prostowniczych, gdzie katoda wypada dłuższa, nie można było w ogóle wykonać.

Inną bardzo ważną wadą wszystkich lamp metalowych była ich skomplikowana budowa, wymagająca wielu trudnych operacji, tak że koszt fabrykacji takiej lampy był o wiele wyższy od kosztu fabrykacji lampy dawnego typu. Wreszcie największą wadą, która może najbardziej zdecydowała o innej nowszej konstrukcji, była niedostateczna izolacja pomiędzy przepustami. (Grubość szkła zawartego w rurce przepustowej). Przewody połączeniowe wprowadziły się znacznie, ale odstęp pomiędzy przepustami praktycznie pozostał taki, jak w spłaszczonej części nóżki lampy dawnego typu. Powodowało to duże prądy upływowe pomiędzy przepustami, a także jeszcze dość duże stosunkowo pojemności międzyelektrodowe. Natomiast coraz to większy rozwój fal bardzo krótkich wymagał pewnych zasadniczych zmian tej ciekawej konstrukcji. W fabrykacji lamp radiowych zaczął się nawrót do szkła — powstała tzw. lampa całoszklana, ale odmienna pod względem formy i konstrukcji od dawnej lampy klasycznej.

3. Lampa całoszklana („Tout Verre“)

Zasadniczą różnicą w porównaniu z lampą metalową jest ta, że przepusty są tu wykonane w kształcie cienkich sworzni wprasowanych w płytkę szklaną, tworzącą spód lampy. Bezpośrednio na tych sworzniach montuje się wewnątrz lampy wszystkie elektrody. Drugie ich końce, srebrzone, spełniają rolę detychczasowych wtyczek. (Srebrzenie ma na celu zmniejszenie oporu przejściowego) (Rys. 4). Sposób ten ma tę wyższość nad systemem stosowanym w lampach metalowych, że w przeciwieństwie do znajdujących się tam przewodów połączeniowych, które składają się ze spawanych ze sobą drutów niklowego, molibdenowego (przepust) i miedzianego, mamy tu krótkie sworznie jednolite z ferro - chromu o współczynniku rozszerzalności: 99×10^{-7} w granicach temperatury od 20 do 300°C .

Oczywiście podstawa lampy musi być wykonana ze szkła o tym samym lub też kilka procent wyższym współczynniku rozszerzalności. Brak części spawanych zmniejsza znacznie opór stworzeni, co ma szczególne znaczenie przy bardzo krótkich falach — prócz tego krótkie połączenia z elektrodami i stosunkowo duża odległość poszczególnych sworzni od siebie zmniejsza ogromnie pojemności międzyelektrodowe. (Np. pojemność siatka-anoda lampy EF41 czy EAF41 jest rzędu 0,002 pF.).

W lampach tych odpada zupełnie dawny cokol bakelitowy, wskutek czego zmniejszyły się poważnie straty dielektryczne lampy. Pierwsze typy lamp całoszklanych zamykano w ten sposób, że bańkę szklaną stapiano z podstawą lampy wykonaną w formie miseczki. (Rys. 4). Sposób ten, który jeszcze wciąż utrzymuje się w Ameryce, jest o tyle niewygodny, że wymaga stosunkowo wysokiej temperatury stopienia się bańki z podstawą lampy. ($800 - 900^{\circ}\text{C}$.) a że odległość elektrod od miejsca stapiania się szkła jest tu o wiele mniejsza niż w lampach dawnego typu, elektrody te osiągały dość duże temperatury takie, które w normalnej atmosferze powietrza powodowałyby ich uszkodzenie lub utlenianie się. (Temperatura katody przy tym systemie zamykania dochodzi do $500 - 600^{\circ}\text{C}$.).

Aby więc uchronić katodę od zupełnego zniszczenia, a inne elektrody od utleniania się w czasie zamykania lampy, napełnia się ją jakimś obojętnym gazem, (zwykle azotem z małą domieszką wodoru), który potem zostaje wypompowany. Jak ważny jest stan powierzchni elektrod świadczą o tym niesłychanie ostrożności i zabiegi, jakie muszą być poczynione, aby uzyskać dobre wyniki fabrykacyjne. Elektrody, wykonane ze specjalnie dobranych materiałów, po ukończonej obróbce mecha-

nicznej, odczyściwia się i odłuszcza bardzo starannie, a przy bardzo ważnych częściach poddaje się je skomplikowanym procesom elektrolitycznym, mającym na celu zdjęcie zewnętrznej warstwy metalu (zawierającej największe ilości okludowanych gazów) lub też wypolerowanie tej powierzchni. Później wszystkie części musi się odgazować w odpowiednich piecach (temp. 600, 800, lub 900 a nawet 1000° C. zależnie od rodzaju materiału) w próżni lub w atmosferze wodorowej. Jest to zwykle ostatnia operacja, po której części idą natychmiast do montażu i pompowania w tym samym dniu albo też przechowuje się je w próżni do dnia następnego.

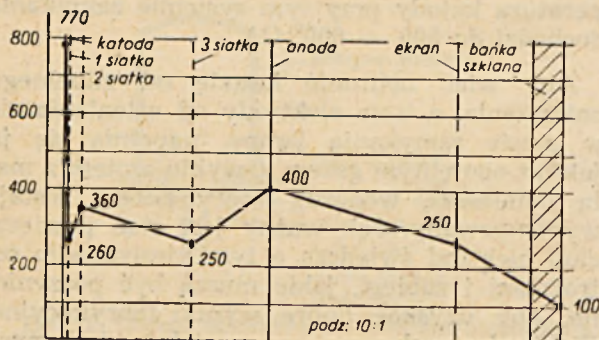
Po tym krótkim opisie przygotowania części służących do montażu, zrozumiemy łatwo, dlaczego technicy europejscy postanowili szukać innych metod zamykania lamp całośzkłanych. I tak po raz pierwszy w Laboratorium Philipsa w Eindhoven powzięto myśl łączenia podstawy lampy z bańką za pomocą odpowiednich emalii szklanych, których temperatura mięknienia jest niższa od takiej samej temperatury szkła. Emalia ta oczywiście zespała się bardzo dokładnie ze szkłem.

Podstawa lampy w formie okrągłej płytki szklanej z wprasowanymi przejściami (sworzniami) ma na swym obwodzie wgłębienie służące do umieszczania pierścienia sprasowanej emalii. (Rys. 5. a, b). Aby nie uszkodzić emalii



Rys. 5. Rozmieszczenie sworzn kontaktowych w podstawie europejskiej lampy miniaturowej.

stapia się ją (Rys. 6. c.), a następnie na tak przygotowanej podstawie rozpoczyna się montaż samej lampy. Podczas procesu zamykania lampy (temp. około 450° C.) emalia znowu mięknie a bańka pod wpływem nałożonego na nią ciężarka metalowego wciska się, tworząc zamknięcie zupełne i szczelne. Jak widzimy,



Rys. 6. Uproszczony wykres rozkładu temperatur w lampie R222.

zmniejszono temperaturę zamknięcia lampy przy tym systemie prawie o połowę w porównaniu ze sposobem poprzednim. Temperatura katody jest tu także niższa i wynosi w chwili zamykania około 250° C. Mimo tej stosunkowo niskiej temperatury w czasie zamykania napełniamy lampę dla pewności ochronnym gazem.

Metoda ta pozornie więcej skomplikowana aniżeli poprzednia, dała jednak o wiele lepsze rezultaty, podwyższając znacznie spódczynnik wydajności fabrykacyjnej. Poza tym jest ona o wiele łatwiejsza w pracy i wskutek tego nie wymaga dużej ilości wysoce kwalifikowanych pracowników. Jednym zaś warunkiem koniecznym dla zapewnienia tej wysokiej wydajności fabrycznej jest:

- 1) staranne dobranie szkła i emalii,
- 2) utrzymanie jednolitości obu materiałów i stała ich kontrola,
- 3) nienaganne wykonanie podstaw i baniek służących do fabrykacji lamp.

Zakłady Philipsa wybrały 3 wielkości lamp całośzkłanych, przyjmując dla każdej z nich innego rodzaju konstrukcję a także częściowo i metody fabrykacyjne i tak powstaje:

technika	A	B	C
średnica bańki	21	28	36 mm
ilość sworzni kontakt.	8	8	9

Konstrukcja lamp wykonanych według techniki „B i C” jest prawie jednakowa. Tu i tam podstawa lampy zaopatrzona jest w rurkę do pompowania. Zatopiony po pompowaniu jej koniec jest chroniony specjalną osłoną w formie zamkniętej rurki metalowej, na której znajduje się występ, służący do prawidłowego umieszczenia lampy w jej podstawie. Cała zaś podstawa lampy otoczona jest cienkim blaszanym pierścieniem osłonnym. (Rys. 4). Oczywiście wszystkie modele mają połączenie z siatką u spodu lampy. (Wyjątek stanowią lampy dla celów specjalnych z wyjściem siatki u szczytu np. typ R223 La Radiotechnique — Francja, o bardzo małym poziomie szumu własnego i przydźwięku sieci).

Z lamp wykonanych wg. techniki „C” wymienić należy jako bardzo udane dwie: EFF51 podwójną pentodę wielkiej i średniej częstotliwości oraz EF50 pentodę o emisji wtórnej, przeznaczonej dla bardzo wielkich częstotliwości, a skonstruowaną specjalnie dla telewizji. (I_a = 10 mA, S = 14 mA/V).

Według techniki „B” wykonano całe kompletne serie jak np. komplet dla odbiorników na prąd zmienny. Mamy tu więc: lampę ECH21 triodę-heptodę, która ma jeszcze tę wyższość nad powszechnie znaną klasyczną lampą ECH3, że dodano tu w zespole hexody jeszcze jedną

siatkę (zerową), połączoną z katodą, służącą do zniesienia emisji wtórnej anody. Poza tym jest tu jeszcze jedna nowość pozwalająca na użycie tej lampy nie tylko do przemiany częstotliwości, ale też i do innych funkcji. W lampie ECH3 siatka triody jest połączona wewnątrz samej lampy z siatką mieszającą heptody zaś w lampie ECH21 te dwie części są zupełnie oddzielone. Innymi lampami należącymi do tej serii są:

EF22 pentoda wielkiej częstotliwości o zmiennym napięciu siatki ekranującej oraz EBL21 podwójna dioda i pentoda wyjściowa. Istnieje również podobny komplet lamp dla odbiorników na prąd stały i zmienny, a więc UCH21, UF21, UBL21, UY21 (prostownicza).

Według techniki tej wykonano również jedną z najlepszych pentod wielkiej częstotliwości lampę R222 (La Radiotechnique) odpowiadającą lampie 1852 lub 6AC7 a przeznaczoną specjalnie dla bardzo wielkich częstotliwości (telewizja). Dane tej lampy: $U_z = 6,3$ V, $I_a = 10$ mA, $S = 9$ mA/V, $R_w = 750$ k Ω , $K = 6750$.

Przy swoich niewielkich wymiarach wydajność tej lampy jest ogromna. Duże trudności fabrykacyjne, jakie napotkano przy konstrukcji pierwszych jej modeli, polegały na opanowaniu temperatur wewnątrz samej lampy. Szczególnie wrażliwą na wzrost temperatury jest siatka sterująca, położona tuż obok katody, rozżarzonej do 770°C. Aby uniknąć emisji z tej siatki, musimy utrzymać jej temperaturę poniżej 280°C. Na rys. 6 przedstawiony jest uproszczony rozkład temperatur wewnątrz lampy R222. Z załamania się krzywej temperatur widać, jak energicznie trzeba chłodzić siatkę sterującą, aby nie dopuścić do nadmiernej wyżki temperatury w tym miejscu. Udało się to osiągnąć dzięki dużej powierzchni skrzydełek chłodzących, przyspawanych do armatur siatki oraz przez użycie materiałów specjalnie do tego celu skonstruowanych. W siatkach, pracujących w takich trudnych warunkach, wykonuje się obecnie armatury z materiału „Cufema“, zawierającego miedziany rdzeń a część zewnętrzną z żelaza poniklowanego. Chodzi tu o jak najlepsze odprowadzanie ciepła. Same zaś skrzydełka chłodzące wykonuje się z materiału zwanego „Feralma“. Jest to żelazo powleczone z obu stron cienką warstwą aluminium. Płytką Feralmy, ogrzana w atmosferze gazu obojętnego lub w próżni (podczas pompowania), czernieje na swej powierzchni, co podnosi znacznie jej zdolności wypromieniowania ciepła. Wreszcie drut (spirala), który tworzy właściwą siatkę, wykonany jest z molibdenu złoconego, co wpływa znacznie na obniżenie emisji własnej siatki.

Lampy całoszklane wykonane wg. techniki „B“ i „C“ posiadały następujące zalety w po-

równaniu z lampami klasycznymi dawnego typu:

- 1) Zmniejszenie pojemności międzyelektrodowych.
- 2) Połączenie z siatką sterującą u spodu lampy.
- 3) Zmniejszenie oporności przewodów połączeniowych.
- 4) Brak dawnego cokołu bakelitowego (przez co odpada praca cokołowania lamp).
- 5) Zmniejszone wymiary.
- 6) Doskonałe ekranowanie.
- 7) Normalne zużycie.
- 8) Długotrwała stałość charakterystyki.
- 9) Niższe koszty fabrykacyjne.

Jeżeli mimo wszystko lampy te nie rozposzechniły się tak jakby się należało spodziewać, to przypisać trzeba dalszemu rozwojowi techniki lamp radiowych tzw. miniaturowych. Jednak dla odbiorników dużych, w których nie wchodzi w grę brak miejsca, lampy te pozostaną jedyne z uwagi na stałość ich charakterystyki.

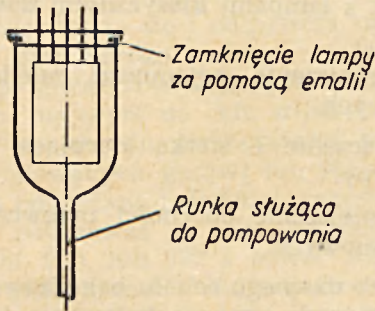
4. Lampy miniaturowe (technika A)

Dwie rzeczy miały duży wpływ na zmniejszenie się wymiarów lamp:

- 1) Ogólna dążność do konstruowania odbiorników coraz to mniejszych.
- 2) Rozwój fal krótkich i przystosowanie lamp do ich odbioru.

Rozpoczęto więc badania, poszukiwania i opracowywania takich metod fabrykacyjnych i takich typów lamp, któreby zadowolili w całej pełni nowe wymagania konstruktorów. Lampy miniaturowe były jednak jeszcze trudniejsze do wykonania niż lampy należące do serii „B“. Trzeba tu było rozwiązać bardzo ciężki problem, polegający na zachowaniu charakterystyk dawnych lamp przy nowych znacznie zmniejszonych wymiarach. Niestety nie dało się już tu zmniejszyć mocy żarzenia (1,2 W.) natomiast wskutek zredukowania wielkości lampy temperatura bańki wynosi teraz około 150°C. (w pentodzie wyjściowej UL41 nawet 180°C.). Można sobie wyobrazić, ile w tych warunkach było trudności z emisją siatki sterującej.

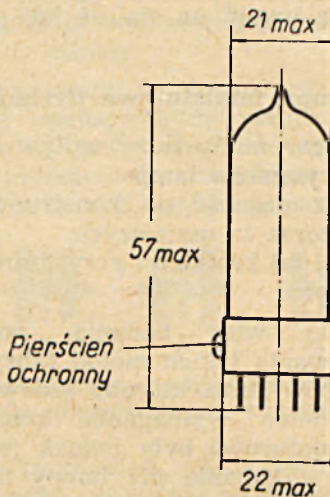
Lampy miniaturowe są skonstruowane inaczej aniżeli lampy wykonane wg. techniki „B“. Rurka do pompowania nie znajduje się tu u podstawy, gdzie nie byłoby na nią miejsca, ale u szczytu lampy przytopiona do bańki. (Rys. 7). Poza tym tak jak w technice „B“ połączenie z siatką sterującą znajduje się u spodu lampy.



Rys. 7. Przekrój przez lampę miniaturową.

Jeżeli chodzi o dalsze szczegóły techniczne to istnieją 2 różne wykonania: europejskie i amerykańskie.

W europejskich lampach "tzw. „Rimlock“ zamknięcie lampy wykonane jest za pomocą emalii. Średnica bańki wynosi 21 mm. a podstawa lampy posiada 8 sworzni kontaktowych. Podstawa lampy chroniona jest przykitowanym blaszanym pierścieniem, zaopatrzonym w występ, który ma na celu prawidłowe umieszczenie lampy w odbiorniku. (Rys. 8.). W wy-



Rys. 8. Pentoda EF42.

konaniu tym fabrykuje się wszystkie normalne typy lamp nie wyłączając pentody wyjściowej i lampy prostowniczej. Natomiast ze względu na trudności konstrukcyjno-technologiczne, nie fabrykuje się tzw. „oka magicznego“. Nie pozwala na to rurka służąca do pompowania, która znajduje się u szczytu lampy.

Mamy więc następujące serie — Na prąd zmienny — ECH41 trioda-hexoda, EF41 pentoda wielkiej częst. EL41 pentoda wyjść. (4,5 W.) AZ41 lampa prostownicza oraz odpowiednie lampy na prąd stały i zmienny o napięciu prądu żarzenia: 100 mA, UCH41, UF41, UAF41, UL41 i prost. UY41.

Charakterystyki tych wszystkich lamp zbliżone są do typów należących do serii różowej Philipsa.

Oprócz tego wykonano serię specjalną zawierającą:

EF42 pentodę w. cz. (odpow. lampie 1852) przystosowaną do wzmacniania fal bardzo krótkich.

ECC40 podwójną triodę o dwu oddzielnych katodach, używaną zwykle we wzmacniaczach symetrycznych.

EB40 podwójną diodę dla bardzo krótkich fal.

EC41 triodę przystosowaną do wytwarzania drgań o bardzo wielkiej częstotliwości (1200 Mc/s).

W wykonaniu amerykańskim lampy są zamknięte przez stopienie bańki z podstawą. W przeciwieństwie do lamp europejskich podstawa posiada tu tylko 7 sworzni kontaktowych, z których każdy umieszczony jest u szczytu ośmioboku równobocznego. Wypada więc jedno miejsce puste i to właśnie służy dla oznaczenia prawidłowego położenia lampy w odbiorniku. Wadą tego sposobu jest brak jednego sworzni kontaktowego, co nie pozwala na skonstruowanie takiej lampy, jak trioda-hexoda, gdzie potrzeba 2 sworzni dla żarzenia lampy a 6 dla reszty elektrod. Zaletą natomiast jest brak przykitowanego pierścienia u podstawy lampy, elementu bardzo wrażliwego na duże różnice temperatur i wilgotności (co ma specjalne znaczenie w klimacie podzwrotnikowym).

Na koniec lampa w wykonaniu amerykańskim posiada mniejsze nieco wymiary (średnica bańki: 19 mm. a całkowita wysokość od 40 do 65 mm). Jeżeli chodzi o ilość typów to jest ich więcej niż europejskich. Mamy więc serie lamp bateryjnych żarzonych napięciem 1,4 V o natężeniu od 0,15 do 0,30 A. przy czym prąd anodowy nie przekracza 2,5 mA w modelach zwyżajnych a 10 mA w lampie końcowej.

Należą tu 1R5 lampa służąca do przemiany częstotliwości

1S4 pentoda wyjściowa

1S5 dioda pentoda

1T4 pentoda wielkiej częstotliwości.

Dla odbiorników radiowych na prąd zmienny lub samochodowych fabrykuje się serie o różnych napięciach żarzenia począwszy od 6,3 czy 12,6 V aż do 25,5 a nawet 117 V.

Zmniejszenie wymiarów uzyskano w lampach miniaturowych dzięki zmianie konstrukcji podstawy lampy oraz przyłączeniu siatki sterującej u spodu lampy. Na ogół wielkości elektrod nie uległy zmianie w porównaniu z lampami należącymi do techniki „B“. Można więc uważać te wielkości jako graniczne. Dalsze bowiem zmniejszanie wymiarów lamp musi pociągnąć zmianę elektrod, a co zatem idzie ich charakterystyk. Lampy miniaturowe mają dużą przyszłość przed sobą. Są one bowiem tak samo wydajne i ekonomiczne jak lampy należące do

techniki „B“, a że fabrykacja ich jest o wiele szybsza niż wszystkich lamp poprzednich (pompowanie na jednej maszynie w godzinie: 1200 lamp miniaturowych, a 600 lamp należących do techniki „B“) więc mimo droższych materiałów koszt ich wytwarzania może być niższy.

Na zakończenie niniejszego artykułu należałoby jeszcze wspomnieć również o lampach mniejszych aniżeli miniaturowe (tzw. „Mid-get“) o bańce owalnej o wymiarach 7×8 lub 7×9 o wysokości od 24 do 38 mm. Powstały one w czasie ostatej wojny i były przeznaczo-

ne dla celów wojskowych. Są to wyłącznie lampy bateryjne o napięciu zarzenia 1,25 lub 1,5 V. o prądzie anodowym od 1 do 2 mA i maksymalnym napięciu anody 45 V. Mamy tu więc pentody wielkiej częstotliwości, pentody wyjściowe triody-heptody, podwójne diody-triody itd. Po wojnie znalazły one liczne zastosowania w wzmacniających aparatach dla głuchych, w małych przenośnych aparatach radarowych dla użytku ślepych, jako lampy pomiarowe, a wreszcie między innymi są w nie wyekwipowane wszystkie elektronowe maszyny do rachowania, liczące nieraz po kilka tysięcy takich lamp.

Aparat telegraficzny Hella

Aparaty tego systemu znalazły zastosowanie w komunikacji radiotelegraficznej, gdzie użycie dalekopisów, posługujących się alfabetem piątkowym, natrafia na trudności.

Trudności te wynikają ze zniekształceń odbioru radiowego, spowodowanych zanikiem (fading) oraz zakłóceniami atmosferycznymi i innymi. W tych warunkach odbierane sygnały, z których składają się znaki telegraficzne, bywają często tłumione (chwilowy zanik odbioru), bądź też zakłócone obecnością obcych impulsów, wywołanych wyladowywaniem elektryczności atmosferycznej lub też wpływem zaburzeń w pobliskich urządzeniach elektrycznych (iskwienie).

Przy odbiorze słuchowym znaków morsowskich doświadczony radiotelegrafista może nieraz odróżnić właściwe sygnały od zakłóceń, natomiast dalekopis nie jest w stanie pracować prawidłowo przy odbiorze impulsów zniekształconych, gdyż powodują one drukowanie błędnych liter.

W dążeniu do skonstruowania drukującego aparatu telegraficznego, zdolnego do bezbłędnego odbioru wiadomości, nawet przy obecności zniekształceń, powstał aparat systemu Hella. Aparat ten umożliwia odbiór wówczas, gdy zakłócenia są tak silne i długotrwałe, że odbiór znaków morsowskich lub praca dalekopisem normalnym są niemożliwe.

Zasada działania aparatu Hella, ogólnie biorąc, jest podobna do zasady przekazywania obrazów i polega na rozkładzie każdej litery (znaku) na składowe elementy, które zostają przekazane za pomocą kolejno nadawanych impulsów. Jest to tak zwane punktowanie obrazu, tzn. przekazywanie punktu po punkcie. Jeśli niektóre z tych elementów ulegną stłumieniu lub też pojawią się dodatkowe, zbędne elementy jako skutek obecności impulsów niepożądanych, całkowity obraz odebranej litery nieznacznie

tylko będzie się różnił od obrazu litery właściwej. Natomiast w dalekopisie brak choćby jednego tylko impulsu (lub pojawienie się dodatkowego) spośród pięciu impulsów składających się na każdą literę — spowoduje wydrukowanie litery zupełnie innej, niż ta, którą nadano. Np. jeśli przy odbiorze litery B (+ — — + +) pojawi się na trzecim miejscu¹⁾ zbędny (obcy) impuls (+), wówczas odebrana będzie błędnie litera X (+ — + + +).

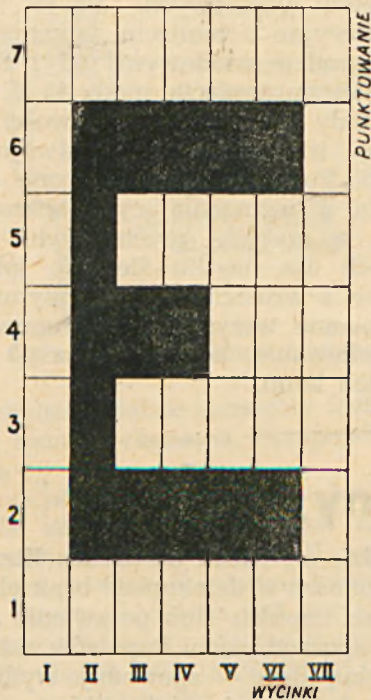
Jeśli znów przy odbiorze na przykład litery D (+ — — + —) impuls czwarty ulegnie stłumieniu, to otrzymamy literę E (+ — — — —).

Zasadę punktowania czyli rozkładu litery na jej składowe elementy, przyjętą w aparacie Hella, przedstawia rys. 1 — na przykładzie litery E. Na polu podzielonym na 49 prostokątów (7×7) widzimy w postaci czarnych i białych prostokątów elementy, z których składa się ta litera. Czarne prostokąty są przekazywane w postaci impulsów prądu, białe zaś — przerw. Zarówno impulsy prądu, jak i przerwy muszą być nadane w określonej kolejności i w takiej samej kolejności odebrane na stacji odbiorczej, tak aby utworzyły tam obraz taki sam jaki był nadany.

Kolejność nadawania jest pokazana na rys. 1 cyframi, a więc na przykładzie litery E będzie ona następująca:

- Wycinek I — 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 — przerwy.
 „ II — 1 — przerwa, 2, 3, 4, 5, 6 — prąd, 7 — przerwa.
 „ III — 1 — przerwa, 2 — prąd, 3 — przerwa, 4 — prąd, 5 — przerwa, 6 — prąd, 7 — przerwa itd.

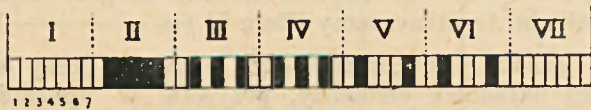
¹⁾ Jak wiadomo w alfabecie piątkowym znak + oznacza impuls prądowy lub dodatni, a znak — oznacza impuls bezprądowy wzgl. ujemny.



Rys. 1.

Rozkład litery E na elementy składowe w aparacie Hella.

Kolejność tę przedstawia rys. 2, gdzie czarne prążki oznaczają impulsy prądu, białe zaś — przerwy.



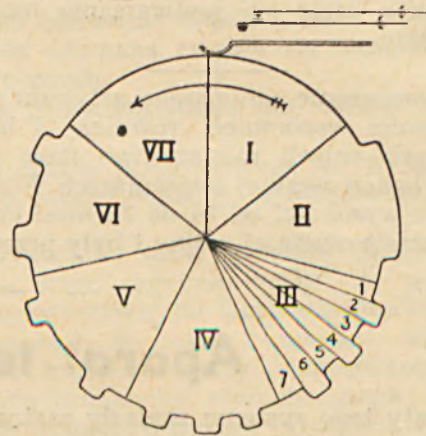
Rys. 2. Impulsy prądu odpowiadające literze E.

W podobny sposób będą nadane inne litery alfabetu oraz cyfry i znaki pisarskie, przy czym każda litera lub znak wymaga nadania 49 impulsów względnie przerw.

Nadawanie odbywa się za pomocą urządzenia składającego się z szeregu tarcz zaopatrzonych na obwodzie w garby, których ilość i rozmieszczenie odpowiada danej literze. Dla każdej litery musi być więc osobna tarcza. Garby powodują zwieranie i rozwieranie styków, co daje w wyniku szereg impulsów prądu i przerw, z których składają się poszczególne litery. Jedną z takich tarcz przedstawia rys. 3 (litera E). Ciąg impulsów odpowiadający tej literze i nadany za pomocą wyżej wspomnianych garbów jest identyczny z przedstawionym na rys. 2.

Wszystkie tarcze literowe są osadzone na wspólnym wałku i obracają się stale z jednostajną szybkością. Nad każdą z nich jest umieszczona para styków (rys. 3), połączonych równoległe z podobnymi stykami umieszczonymi nad pozostałymi tarczami. Dla każdej litery mamy więc osobną parę styków. Normalnie wszyst-

kie styki są rozwarte. Z chwilą, gdy ma być wysłana pewna litera, zostaje wsunięta między odpowiednią parę styków a tarczę sprężyna, powodująca pod naciskiem garbów na tarczy



Rys. 3. Tarcza impulsowa dla litery E.

zwieranie styków w odpowiadających danej literze odstępach czasu. W ten sposób powstaje żądany ciąg impulsów taki jak np. przedstawiony na rys. 2.

Urządzenie nadawcze jest zaopatrzone w klawiaturę, podobną do klawiatury maszyny do pisania lub dalekopisu. Naciśnięcie jednego z klawiszy powoduje wsunięcie odpowiedniej sprężyny pod styki tarczy odpowiadającej danej literze. Da zabezpieczenia przed naciśnięciem drugiego klawisza w czasie gdy jeszcze nie zostało ukończone przekazywanie pewnej litery, klawiatura jest zaryglowana za pomocą osobnej tarczy osadzonej na osi nadajnika. Tarcza ta odryglowuje klawiaturę przy każdym obrocie wałka jedynie na bardzo krótki czas, co pozwala na naciśnięcie jednego tylko klawisza, stąd też naciskanie klawiszy musi się odbywać rytmicznie.

Szybkość nadawania za pomocą aparatu zaopatrzonego w klawiaturę wynosi 2,5 litery na sekundę (szybkość nadawania dalekopisem 7,14 liter/sek.). Szybkość ta jest oczywiście ograniczona ilością obrotów wałka nadajnika.

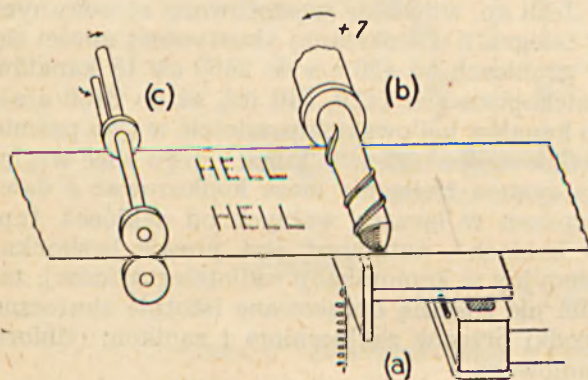
Istnieją też, podobnie jak w urządzeniach dalekopisowych, nadajniki automatyczne, w których uruchamianie styków nadajnika dokonywa się za pomocą uprzednio nadziurkowanej taśmy. Dziurkowanie (perforowanie) odbywa się za pomocą dziurkarki (perforatora) posiadającej klawiaturę.

Taśma używana w automatycznych nadajnikach Hella jest zupełnie podobna do taśmy nadajnika dalekopisu, gdzie otwory rozmieszczone w pięciu rzędach w poprzek taśmy odpowiadają impulsom prądowym alfabetu piątkowego. Taśma taka powoduje w nadajniku Hella wsuwanie

sprężyn pod odpowiednie styki. Odbywa się to przy pośrednictwie mechanizmu dość złożonego, dokonyującego wyboru odpowiedniej sprężyny na podstawie kombinacji pięciu pręcików, zaskakujących w otwory taśmy dziurkowanej. Szybkość nadawania automatycznym nadajnikiem Hella wynosi 5 liter na sekundę.

Odbiornik Hella jest w działaniu bardzo prosty.

Jak widać z rys. 4, składa się on z elektro-



Rys. 4. Uproszczony układ odbiornika Hella.

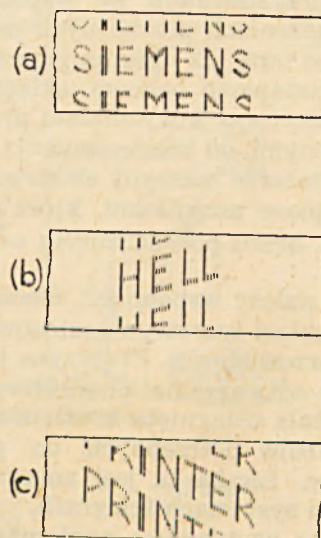
magnesu (a), mającego kotwicę obracającą się na osi i zakończoną tępy ostrzem, które powoduje przyciskanie taśmy papierowej do ślimaka, znajdującego się na powierzchni wałka (b).

Walek ze ślimakiem jest umieszczony tuż nad taśmą i obraca się siedem razy prędkiej, niż walek nadajnika. Ponadto odbiornik ma urządzenie (c) do powolnego przesuwania taśmy między nożowym zakończeniem kotwicy a ślimakiem. Ślimak jest stale zwilżany farbą drukarską za pomocą rolki filcowej (na rys. nie przedstawionej).

Gdy elektromagnes zostanie impulsem nadanym przez stację nadawczą wzbudzony, ostrze kotwicy przycisnie papier do ślimaka, powodując dzięki obracaniu się ślimaka nakreślenie kreski w poprzek taśmy. Jeśli przyciągnięcie kotwicy będzie trwało dłużej, np. skutkiem wysłania przez nadajnik kilku po sobie następujących impulsów prądowych (bez przerw) — otrzymamy długą kreskę odpowiadającą np. pionowej części litery L. Natomiast, jeżeli to będzie kilka impulsów prądowych przerywanych impulsami bezprądowymi — otrzymamy kreski przedzielone dłuższymi lub krótszymi przerwami (np. poziome części litery E). W ten sposób powstają litery złożone z małych elementów — kresek, kreślonych na taśmie w regularnych odstępach wskutek powolnego jej przesuwania. Kreski te są zlekka nachylone.

Ponieważ ślimak dotyka taśmy w dwóch punktach, każda litera jest kreślona dwukrot-

nie, przy czym jeden z odcinków litery może być podzielony — jak na rys. 5a, drugi jednak będzie zawsze kompletny.



Rys. 5. Przykłady zapisu na taśmie.

Jeśli ilość obrotów odbiornika jest zgodna z ilości obrotów nadajnika, tj. ściśle siedem razy większa, wszystkie litery znajdują się na osi taśmy (rys. 5a). W przypadkach zaś pewnej niezgodności — każda kreska będzie nieco przesunięta względem poprzedzającej, skutkiem czego litery będą się układały pod pewnym kątem do osi taśmy (rys. 5b i 5c). Kierunek odchylenia zależy od tego, czy odbiornik biegnie wolniej od nadajnika (5b), czy też prędkiej (5c). Jest więc pożądane, aby ilości obrotów nadajnika i odbiornika były zgodne.

Regulację obrotów zapewnia regulator odśrodkowy, podobny do regulatora napędu dalekopisu, przy czym nastawianie regulatora może odbywać się w czasie pracy aparatu, co ułatwia uzgodnienie szybkości odbiornika z nadajnikiem bez przerywania odbioru.

Aparat Hella bywa głównie stosowany do przekazywania wiadomości prasowych w komunikacji radiowej. Przesyłanie wiadomości odbywa się w tych okolicznościach tylko w jednym kierunku i z przerwami, dlatego też jest pożądane, aby stacja nadawcza mogła samoczynnie uruchamiać i zatrzymywać silniki poruszające odbiorniki. Odbywa się to przez wysłanie ze stacji nadawczej specjalnego sygnału radiowego, złożonego z impulsów dłuższych od normalnie stosowanych do przekazywania liter.

W stałych urządzeniach nadawczych najczęściej stosuje się nadawanie z taśmy dziurkowanej.

Istnieją też przenośne urządzenia nadawcze, posługujące się zazwyczaj klawiaturą. Urząd-

dzenia te mogą być zasilane z niewielkiej baterii akumulatorów, np. samochodowych, i mają nadajnik umieszczony razem z odbiornikiem i potrzebnymi przystawkami we wspólnej obudowie. W urządzeniach przenośnych nadajnik ma budowę nieco inną niż opisana poprzednio. Tarcze są tu zastąpione bębniem, składającym się z szeregu pierścieni, z wycinkami przewodzącymi, oddzielonymi od siebie izolacją (podobnie jak w komutatorze maszyny elektrycznej). Styki są zastąpione szczotkami, które kontaktują z wycinkami bębna po naciśnięciu odpowiedniego klawisza.

W końcu należy wspomnieć, dlaczego system Hella nie znalazł szerszego zastosowania w komunikacji przewodowej. Przyczyna leży w tym, że wierność odtwarzania, charakteryzująca ten system, została osiągnięta kosztem zwiększenia liczby impulsów potrzebnych do przekazania jednej litery. Liczba ta jest znacznie większa niż w innych systemach telegrafii.

Wyjaśni to następujące porównanie:

— do przekazania jednej litery aparatem Hella, potrzeba, jak już wiadomo, 49 impulsów i przerw, co przy szybkości nadawania 2,5 litery na sek. daje 122,5 impulsów/sek. (czyli bodów), a przy szybkości 5 lit/sek. — 245 bodów;

— do przekazania jednej litery dalekopisu, trzeba 7 impulsów i przerw, a zatem przy szybkości nadawania 7,14 lit/sek. wynosi to 50 bodów.

Większa niż w komunikacji dalekopisowej ilość impulsów na sekundę (bodów), potrzebna do przekazywania aparatem Hella, ogranicza ilość jednocześnie pracujących kanałów telegraficznych, mieszczących się w danym paśmie częstotliwości.

Jeśli np. w paśmie częstotliwości stosowanym w telegrafii wielokrotnej akustycznej mieści się w granicach od 420 c/s do 2460 c/s 18 kanałów dalekopisowych (420, 540 itd. aż do 2460 c/s), to kanałów hellowskich pomieścić w tym paśmie będzie można zaledwie kilka. Z tego więc względu system Hella nie może konkurować z dalekopisem w łączach wolnych od zakłóceń (np. w kablach), natomiast jest prawie bezkonkurencyjny w komunikacji radiotelegraficznej, zanim nie zostaną opracowane istotnie skuteczne środki przeciw zakłóceniom i zanikom odbioru radiowego.

—o—

Opracował H. Naimski na podstawie Perkins „Modern Telegraph Systems and Equipment“, W. T. London 1946.

Radiofonia przewodowa wielkiej częstotliwości

Sądźmy, że artykuł ten zainteresuje naszych Czytelników, gdyż daje on opis innego, niż stosowany u nas, systemu radiofonii przewodowej. W Polsce i w Związku Radzieckim stosowana jest dotąd, zasadniczo, radiofonia przewodowa małej częstotliwości, to znaczy — przesyła się prądy małej częstotliwości, po specjalnych obwodach — przeważnie napowietrznych. Metoda wprowadzona w Szwecji opiera się na przesyłaniu prądów wielkiej częstotliwości po istniejących obwodach telefonicznych — zazwyczaj kablowych.

Poniżej podane streszczenie jest oparte na artykule B. Dahlgrena, zamieszczonym w „International telephone and radio conferences“ (Stockholm — Sweden — June — July 1946).

Redakcja

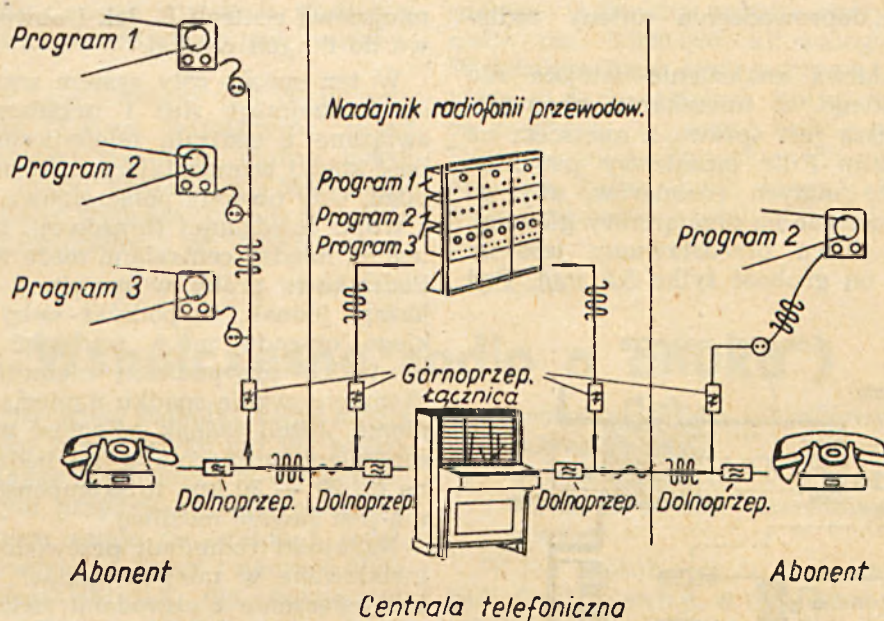
W roku 1925 Szwedzki Zarząd Telekomunikacji, wobec bardzo szczupłego przydziału fal i tłoku w eterze, rozpoczął próby różnych sposobów polepszenia odbioru na terenie całego kraju. W początkowym stadium uruchomiono stacje radiowe pracujące na wspólnej fali; system ten stosowany jest jeszcze i obecnie. Ponieważ jednak moc stacyj szwedzkich pracujących na wspólnej fali jest ograniczona, to

dobry odbiór ich programów sprowadza się do promienia ok. 20 km. Wobec dużej rozciągłości terytorium Szwecji w kierunku północ - południe, warunki odbioru w wielu punktach kraju były niezadawalające. Elektryfikacja kolei i rozbudowa linii wysokiego napięcia zwiększyły jeszcze bardziej ilość obszarów o złym odbiorze. Zarząd Szwedzki sądzi, że w radiofonii przewodowej znalazł metodę posiadającą wiele zalet, w szczególności wobec bogato rozwiniętej w Szwecji sieci telefonicznej.

Od roku 1936 kilka niewielkich sieci doświadczalnych pracowało w różnych częściach kraju. W chwili obecnej największe sieci pracują na wyspie Gothland oraz na obszarach kolei zelektryfikowanych w środkowej i północnej Szwecji.

Państwowy Komitet Radiofoniczny zalecił w roku 1943 wprowadzenie radiofonii przewodowej w tych częściach kraju, w których odbiór był niezadawalający, dodając, że należy opracować taki system, który umożliwi jednocześnie przekazywanie kilku programów.

W roku 1947 zrealizowano większą część propozycji Komitetu. Przypuszcza się, że na około 2.000.000 radiocabonentów w Szwecji około 700.000 nie może liczyć na odbiór zadawalający.



Rys. 1. Zasadniczy układ radiofonii przewodowej wielkiej częstotliwości.

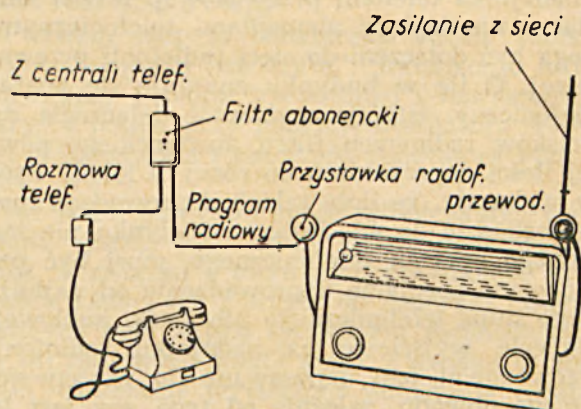
System radiofonii przewodowej wymaga zainstalowania na centrali telefonicznej urządzenia, które przekazuje do abonenta fale radiowe po przewodach telefonicznych. W mieszkaniu abonenta zainstalowana jest „przystawka radiofonii przewodowej“, do której może on dołączyć antenę i ziemię swego aparatu radiowego. Nie ma trudności technicznych w jednoczesnym przesyłaniu po tych samych przewodach kilku fal radiowych i rozmowy telefonicznej w ten sposób, aby wzajemnie sobie nie przeszkadzały. Ponieważ fale radiowe są „związane“ z przewodem, nie mogą one promieniować na znaczniejszą odległość i dzięki temu nie zakłócają działania radiostacji nadawczych: również te ostatnie nie przeszkadzają radiofonii przewodowej. Radiofonia przewodowa nie jest wrażliwa na zakłócenia zewnętrzne pochodzące od sieci lub aparatów elektrycznych; można powiedzieć, że jest ona praktycznie wolna od tych zakłóceń.

Zasada radiofonii przewodowej uwidoczniła jest na rys. 1. Trzy małe nadajniki o różnych długościach fali są umieszczone na centrali telefonicznej. Długości fal wynoszą zwykle 1870 m, 1500 m i 1200 m. Moc nadajników wynosi zaledwie kilka watów i zajmują one niewiele miejsca. Stojak z czterema urządzeniami nadawczymi posiada wysokość ok. 2,5 m. i szerokość ok. 0,5 m. Programy radiowe są doprowadzone do urządzeń nadawczych radiofonii przewodowej za pomocą specjalnych obwodów („obwody programowe“) z najbliższej stacji wzmacniakowej, włączonej w krajową sieć radiową.

Obwód abonencki dołączony do urządzeń nadawczych radiofonii przewodowej posiada na

obu końcach tzw. „filtry radioprzewodowe“ (patrz rys. 1 i 3).

Filtry te umożliwiają nałożenie na obwód dwóch kanałów transmisyjnych, z których każdy posiada swe własne zaciski na filtrze. (patrz



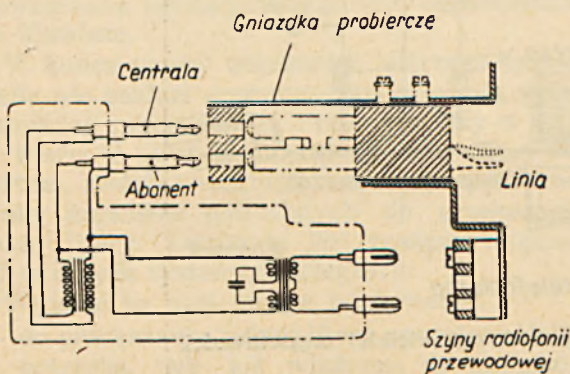
Rys. 2. Układ połączeń: odbiornik — telefon.

rys. 2). Dwa te kanały mają różne właściwości: jeden umożliwia przejście tylko wielkim częstotliwościom (fale radiowe), drugi — tylko małym częstotliwościom (rozmowa telefoniczna). Razem filtry tworzą zespół zwany filtrem radioprzewodowym (na łącznicy będzie to filtr radioprzewodowy łącznicowy, w mieszkaniu abonenta — filtr radioprzewodowy abonencki).

Gdyby abonent wołał posłuchać programu radiowego „bezpośrednio“ (nie za pomocą radiofonii przewodowej), to przełączenie będzie ułatwione, gdy zainstaluje on obok „przystawki radiofonii przewodowej“ „przystawkę antenową“ i do niej dołączy swoją antenę zewnętrzną. Dla przełączenia wystarczy wtedy przełożenie

wtyczki tzw. „doprowadzenia anteny radio-przewodowej“.

Jest rzeczą łatwą znaleźć miejsce dla filtru abonenckiego w mieszkaniu abonenta. Trochę trudniejsza jest sprawa z miejscem na łącznicę (centrali). Filtr łącznicowy powinien być dostatecznie małych rozmiarów, aby go można było umocować na przełącznicy głównej. Widok takiego filtru przedstawiony jest na rys. 3: posiada on grubość tylko 5,5 mm. Pod



Rys. 3. Układ filtru na centrali.

listwą z gniazdkami probierczymi umocowane są szyny, które prowadzą częstotliwość radiową z nadajnika telefonii przewodowej. Nawet słuchacze nie będący abonentami telefonicznymi mogą być dołączeni do sieci radiofonii przewodowej. O ile w budynku znajduje się aparat telefoniczny, istnieje możliwość dołączenia do zacisków radiowych filtru abonenckiego pewnej ilości doprowadzeń do różnych lokali. Próby wykazały, że ilość takich doprowadzeń może dochodzić do 40. Jeżeli w budynku nie ma żadnego aparatu telefonicznego, musi być pobudowane specjalne doprowadzenie od najbliższego słupa telefonicznego lub szafki kablowej. Napięcie wyjściowe na nadajniku radiofonii przewodowej jest dopasowane do właściwości samego obwodu, zależnie od tego, czy jest to obwód kablowy, czy też napowietrzny brązowy lub stalowy. Dla zepewnienia dobrego odbioru, napięcie na przystawce radiofonii przewodowej powinno wynosić: przy obwodach kablowych — co najmniej 0,005 V, dla obwodów napowietrznych brązowych i stalowych — pomiędzy 0,05 i 0,1 V.

Możliwe jest połączenie centrali B z nadajnikiem radiofonii przewodowej, umieszczonym w pobliżu centrali A. W takim przypadku obwód połączeniowy pomiędzy A i B jest zaopatrzony w filtr radiofonii przewodowej, w podobny sposób jak zwykły obwód abonencki. Obwód połączeniowy może, oczywiście, przetransmitować jednocześnie rozmowy telefoniczne i programy radiowe. Na centrali B zaistalowany jest wzmacniak, który zasila zarówno sieć

miejsową centrali B, jak i obwody połączeniowe do innych central.

W ten sposób cały system zostaje rozszerzony i obejmuje sieć i urządzenia nadawcze, związane z centralą telefoniczną oraz pewną ilość stacji wzmacniających, rozłożonych w pobliżu. Gdy obwody połączeniowe są zbudowane z trójki miedzianej (brązowej), największa odległość między centralami może wynosić 60 km. Początkowe próby w prowincji Norrland wykazały jednak, że podczas sadzi tłumienie takiego obwodu może wzrosnąć tysiąckrotnie. W takich przypadkach niemożliwe staje się skompensowanie spadku napięcia przez wzmocnienie. Jeżeli jednak odległość między dwiema centralami wzmacniającymi będzie zredukowana do 20 — 30 km, to skompensowanie tłumienia jest zawsze możliwe.

Nadajniki radiofonii przewodowej są zawsze instalowane w miejscowościach, mających dobre połączenie z obwodami radiowymi rozprawdzającymi program krajowy. Nadajniki radiofonii przewodowej są kontrolowane centralnie, z centrum radiowego w Sztokholmie, przez nadawanie (przy pomocy tarczy) serii impulsów na obwody programowe. Po uruchomieniu, nadajniki wysyłają do obwodów fale radiowe. Fale te uruchamiają mechanizm kontrolny na najbliższej centrali, który łączy zasilanie na wzmacniaki. Wzmacniaki wysyłają fale radiowe do następnej centrali itd. dopóki cały łańcuch urządzeń nie zacznie działać. Podczas okresu nagrzewania włókien katod lamp wzmacniaka słyszalny jest w centralach słaby dźwięk (brzęczenie), który służy jako sygnał dla obsługi łącznicy. Dźwięk ten trwa 50 sekund, w ciągu których obsługa powinna sprawdzić, czy wszystko jest w porządku. Jeżeli dźwięk trwa dłużej, to jedną z przyczyn może być nieprawidłowość wzmocnienia i obsługa musi je skorygować przy pomocy potencjometru (w przyszłości przewidywana jest automatyczna regulacja wzmocnienia).

W razie stwierdzenia jakiegось innego uszkodzenia, należy o nim bezzwłocznie powiadomić usuwacza uszkodzeń, który zaradzi złu. Każda instalacja zawiera kontrolujący odbiornik radiowy, umożliwiający obsłudze słuchanie przebiegu transmisji.

Kable pupinizowane nie mogą być użyte do radiofonii przewodowej. To też w nowobudowanych liniach kablowych przewiduje się zawsze kilka par niepupinizowanych. W miejscach styku linii kablowych z napowietrznymi ustawia się specjalnie filtry dopasowujące, aby uniknąć odbić i wywołanych przez odbicia zniekształceń dźwięku. Ponieważ każdy włączony filtr powoduje wzrost tłumienia, należy pamiętać o tym, aby nie przekroczyć dopuszczalnych granic tłumienia. Niebezpieczeństwo to

nie jest duże przy sieciach miejskich, może być jednak groźne przy obwodach długich (między-miastowych).

Sieć radiofonii przewodowej jest oczywiście dosyć kosztowna. Koszty instalacyjne, przypadające na jednego abonenta, można liczyć średnio na 140 koron szwedzkich. Sieć obejmująca całą Szwecję wymagać prawdopodobnie będzie ok. 140 nadajników i ok. 4.000 wzmac-

niaków. Całkowite zużycie energii będzie wynosić ok. 5.000.000 kilowatogodzin rocznie. W każdym bądź razie poprawa odbioru radiowego w tych częściach kraju, w których jest on najgorszy, wymagać będzie znacznych sum. Tym niemniej, Zarządowi Szwedzkiemu wydaje się, że w chwili obecnej jedynie radiofonia przewodowa może najlepiej rozwiązać ten problem.

H. P.

Współczesne radio a anuka*)

Istnieją poważne działy techniki, które mogły się rozwinąć tylko wtedy, kiedy był już nagromadzony duży zapas wiadomości w danej dziedzinie. Jaskrawym przykładem tego może posłużyć radio, które swoje powstanie i gwałtowny rozwój zawdzięcza fizyce i nauce o elektryczności. W krótkich, jak dla poważnego działu techniki, terminie pięćdziesięciu kilku lat, radiotechnika uzyskała ogromne znaczenie w życiu człowieka, a jej zastosowania stały się niezastąpione w rozmaitych dziedzinach kultury i gospodarki narodowej. Ale mogła ona powstać i rozwijać się tylko po tym, jak makswellowska teoria fal elektromagnetycznych została poparta wspaniałymi doświadczeniami Hertza, a prace wielu innych uczonych podały pierwsze sposoby otrzymania, promieniowania i odbioru tych fal. W następnym rozwoju radiotechniki ogromną rolę odegrali fizycy, z którymi radiotechnicy ściśle współpracują. Współpraca ta okazała się również bardzo owocna dla nauki.

Radiotechnika powstała na podstawach naukowych i na tych podstawach utrwalała nie tylko stale rozwija swoje bezpośrednie gałęzie: radiotelegrafię, radiotelefonie, telewizję, technikę mikrofal, lecz i sama stawia przed nauką nowe problemy, daje w ręce uczonych nowe metody i sposoby badań.

Szczególnie wyraźnie uwidoczniła się łączność radia z nauką w ostatnich czasach. Stało się jasne, że dalszy rozwój radiotechniki opiera się na szybkim rozwiązywaniu szeregu problemów naukowych; z drugiej strony rozwój radia otworzył nowe możliwości rozwiązania poważnych problemów fizyki i innych dziedzin nauki. W artykule tym omówione zostaną właśnie te naukowe problemy, od rozwiązania których zależy dalszy rozwój radiotechniki oraz te, których rozwiązanie zostało umożliwione właśnie dzięki rozwojowi radiotechniki.

Dla dokonania dowolnego połączenia radiowego konieczne jest:

posiadanie źródła fal radiowych o żądanym zakresie i mocy,
wysłanie tych fal w przestrzeń,
odebranie żądanej transmisji w dowolnym miejscu.

W ten sposób, czy to w łączności radiowej, radiofonii, telewizji, w radiolokacji (radar), czy też w radionawigacji powstają trzy zasadnicze grupy problemów:

problemy związane z wytwarzaniem fal (generacją) i ich badaniem,
problemy związane z rozprzestrzenianiem fal radiowych i
problemy związane z odbiorem.

W rozwoju radiotechniki można dostatecznie łatwo rozróżnić 3 etapy.

Pierwszy etap to bohaterska epoka radia, epoka „telegrafu bez drutu“, pracującego najpierw przy pomocy trzeszczącej i dźwięczącej iskry, a potem przy pomocy alternatora wielkiej częstotliwości i łukowego generatora Poul-sena.

Już w tej pierwszej epoce radiotechnika wysunęła szereg poważnych zadań naukowych. I tak w związku z pierwszym przesłaniem sygnałów radiowych z Anglii do Ameryki uwaga uczonych była zajęta zjawiskiem rozchodzenia się fal radiowych wokół ziemi. Zjawisko to zostało ostatecznie wyjaśnione dopiero w ostatnich czasach, dzięki badaniom wielu uczonych całego świata. Istota rzeczy leżała w tym, że przez ziemię, będącą przewodnikiem, fale radiowe przejść nie mogą. Z drugiej strony zdawało się bardzo wątpliwym wygięcie się fal po linii wypukłości ziemi oddzielającej Anglię od Ameryki. W związku z tym zaczęły powstawać rozmaite hipotezy, wyjaśniające takie przejście fal radiowych naokoło ziemi. I tak w 1902 roku Kennely i jednocześnie Heaviside wypowiedzieli hipotezę istnienia górnych przewodzących warstw atmosfery, które działając jak reflektor, zmuszają fale radiowe, wypromieniowane do góry przez nadajnik do powrotu w stronę ziemi; w ten sposób warstwy te dają falom możliwość „pokonania“ krzywizny ziemi. Jednak eksperymentalnego potwierdzenia istnienia takich

*) Wolny przekład artykułu N. D. Papaleksi'ego. So-wremiennyje radio i nauka. Nauka i żizń. Nr 5. 1947 r.

warstw w owym czasie jeszcze nie było, na skutek czego hipoteza ta, która później okazała się prawdziwą, długi czas nie spotykała się z uznaniem ze strony radiotechników.

W 1907 roku radiofizyk I. Zenneck wysunął koncepcję fal powierzchniowych, które rozprzestrzeniają się wzdłuż powierzchni ziemi, tak jak fale przy nadawaniu telegraficznym rozchodzą się na duże odległości, wzdłuż przewodu. Z pojęcia fal powierzchniowych wynikało, że im fala dłuższa tym łatwiej jest przesyłać ją wzdłuż powierzchni ziemi. Ponieważ wywody te zgadzały się z zaobserwowanym wówczas wzrostem działania na odległość przy wzroście długości fali, to naturalnie w pierwszej epoce rozwoju, radio było skierowane w stronę fal długich. W związku z tym dla pierwszego etapu charakterystyczną jest dążność do zwiększenia wysokości anten.

Ćwierć wieku temu długości fal radiostacji transkontynentalnych mierzyły się dziesiątkami tysięcy metrów, wysokości anten dochodziły do pół kilometra i więcej, a moc nadajników iskrowych i maszynowych do wielu setek, a nawet do tysiąca kilowatów. Antena radiostacji nadawczej w Malabarze (Jawa) przeznaczona do komunikacji z Holandią (odległość 11.500 km), była zawieszona na linach, przymocowanych do wierzchołków dwóch gór, przy czym wyższy punkt anteny znajdował się na wysokości 715 m nad ziemią.

Dla zwiększenia zasięgu praktykowało się również podnoszenie anten na dużą wysokość na balonach.

Kiedy rozwój radiotelegrafii doszedł do pewnego poziomu i zapotrzebowanie na radiową komunikację telegraficzną było w pewnym stopniu zaspokojone, myśl techniczna skierowała się ku radiotelefonii, a to doprowadziło do wykorzystywania drgań niegasnących. Takie drgania były już wytworzone w pierwszym etapie rozwoju radia przy pomocy alternatorów wielkiej częstotliwości i łuku elektrycznego, ale techniczne rozwiązanie zadania stało się realne tylko z pomocą lampy elektronowej trójelektrodowej, która była nadzwyczajnym osiągnięciem przy badaniach w dziedzinie zjawisk termoelektronowych.

Na początku w dziedzinie radiokomunikacji specjalnie na duże odległości, gdzie w dalszym ciągu królowały fale długie, słabe nadajniki lampowe nie mogły współzawodniczyć z nadajnikami iskrowymi, łukowymi i maszynowymi o dużych mocach.

W 1921 r. radioamatorzy odkryli, że fale krótkie mają bardzo duży zasięg. Było to uwarunkowane odbiciem tych fal, jak to dziś dobrze wiemy, od górnych przewodzących warstw atmosfery. Odkrycie to doprowadziło do zwycięstwa nadajników lampowych i zaznaczyło sobą po-

czątek drugiego etapu w życiu i historii radia, tj. początek epoki fal krótkich i rozwoju radiotechniki lampowej, a także epoki fal przestrzennych, tj. fal przychodzących od stacji nadawczej nie wzdłuż powierzchni ziemi, a poprzez przestrzeń czy to bezpośrednio, czy dzięki odbiciu od górnych warstw atmosfery. W związku z tym zaczęło się eksperymentalne sprawdzanie hipotezy Kennely-Heaviside'a, która została potwierdzona w r. 1926. W ten sposób powstał nowy problem naukowy — badanie górnych, odbijających fale radiowe warstw atmosfery, tworzących tzw. jonosferę i mających duże znaczenie nie tylko dla radiokomunikacji na znaczne odległości ale i dla geofizyki (fizyka ziemi) i fizyki słońca. Radiowe metody badania właściwości jonosfery, opracowane dla tego celu, a w szczególności metody określenia jej wysokości efektywnej przy pomocy krótkich impulsów (tj. krótkich grup fal o czasie trwania 10^{-4} sek. i mniej), stały się podstawą radiolokacji.

Drugą epoką w historii radia była epoka rozwoju radiofonii i radiotelegrafii. Osiągnięcia w tej dziedzinie, związane z rozwojem lamp elektronowych, doprowadziły do nowego zadania technicznego — do telewizji, dla urzeczywistnienia której trzeba było przejść do jeszcze krótszych fal — zakresu metrowego, nazwanych „ultrakrótkimi“. W ten sposób zaznaczył się trzeci etap rozwoju radia: epoka fal ultrakrótkich i telewizji. Jednakże w tej epoce, która dziś jeszcze nie doszła do swego rozkwitu, w związku z zadaniami postawionymi przez drugą wojnę światową wdarł się czwarty etap — epoka zastosowania mikrofal (tj. fal decymetrowych i centymetrowych) i radiotechniki impulsowej.

Ta ostatnia okazała się niezastąpiona i dała początek wspaniałemu rozwojowi radiolokacji, tj. określaniu położenia obiektów niepromieniujących przez skierowanie na nie wiązki fal i odbiór w miejscu wysyłania fal odbitych od tych obiektów.

Z tego pobieżnego przeglądu widać, że w pierwszych okresach rozwoju radiotechniki wyraźnie zaznaczyła się tendencja do zwiększania długości fali. Później, w miarę nagromadzenia faktów doświadczalnych, dotyczących się rozchodzenia się fal w przestrzeni, stopniowo dała się zauważyć dążność do coraz większego skracania długości fali. Doprowadziło to do bardzo krótkich fal, graniczących z falami świetlnymi. W związku z tym radiotechnika zaczęła pożyczać od optyki opracowanych przez nią metod i środków. Taka „optyzacja“ radia bez wątpienia położyła swoje piętno na jego dzisiejszym stanie i rozwoju; jednocześnie zaznaczyła ona także i praktyczne łączenie się radia z optyką.

Dawno już, mniej więcej w czasie pierwszej wojny światowej, radiotechnika stopniowo zaczęła wychodzić poza zakres wyłącznie komunikacji radiowej. I tak radio pozyskało szczególnie ważne znaczenie w nawigacji morskiej i powietrznej. Możliwość określania kierunku, z którego dochodzą fale radiowe, doprowadziła do pojawienia się radiopelengacji, najpierw pracującej ze skutkiem na stosunkowo małych odległościach; pojawiły się również radiolatarnie. W ostatnich czasach opracowano bardziej ogólne metody dalszej i bliższej radionawigacji: interferencyjne i impulsowe; powstała także radiogeodezja.

Radio zrewolucjonizowało również łączność przewodową: dzięki zastosowaniu wzmacniaków lampowych silnie zwiększył się zasięg telefonii zwykłej. Przez zastosowanie prądów wielkiej częstotliwości na liniach telekomunikacyjnych można było przysyłać jednocześnie wiele rozmów po jednym torze; powstała także fototelegrafia. Dziś w telefonii przewodowej na falach ultrakrótkich można jednocześnie prowadzić na jednym kablu 400 rozmów. Bardzo szerokie zastosowanie zyskało indukcyjne i dielektryczne nagrzewanie za pomocą prądów wielkiej częstotliwości: w metalurgii i obróbce metali, przy topieniu, oczyszczaniu, utwardzaniu powierzchniowym, spawaniu itd.; w przemyśle drzewnym — do suszenia i sklejanja np. dykty. Prądy wielkiej częstotliwości znalazły zastosowanie również w przemyśle spożywczym — przy ogrzewaniu i sterylizacji, w medycynie — diatermia, prądy d'Arsonvala i inne. W obecnej chwili moc generatorów wielkiej częstotliwości, stosowanych w przemyśle, jest wiele razy większa od mocy wszystkich radiostacji.

W nauce metody radiowe są dzisiaj niezastąpionym orężem do prowadzenia badań w jej najbardziej różnych dziedzinach: w fizyce, biologii, astronomii i w innych. Wyjątkowe możliwości do badań otworzyły się dzięki wzmacniaczom elektronowym, pozwalającym kilka milionów razy zwiększyć prąd i napięcie elektryczne. Wprowadzenie kwarcowych stabilizatorów częstotliwości pozwoliło na stworzenie bardzo dokładnych wzorców częstotliwości oraz tzw. zegarów kwarcowych, których dokładność dochodzi do 10^{-9} . Zegar taki jest niezastąpionym wyposażeniem każdego obserwatorium astronomicznego. Regularne nadawanie przez radio ustalonych częstotliwości i sygnałów czasu pozwala w każdym zakątku kuli ziemskiej sprawdzić czas. Jest to szczególnie ważne dla nawigacji morskiej, przy pomiarach astronomicznych, geodezyjnych i hydrograficznych.

Wielkie znaczenie zdobyła radiotechnika w związku ze stworzeniem cyklotronów i innych przyrządów, które przyspieszają elektrony, od-

grywających tak ważną rolę w fizyce jądra atomu. Należy podkreślić, że nauka o elektronach rozwinęła się w znacznej mierze dzięki radiotechnice i jej liczne osiągnięcia, znajdujące się w najbardziej różnorodnych dziedzinach nauki i techniki (jak np. rozmaite zastosowania komórek fotoelektrycznych) nie byłyby możliwe bez radiotechniki.

Liczne problemy naukowe postawione przed radiotechniką w procesie jej rozwoju zostały szybko rozwiązane, a inne czekają na swoje rozwiązanie.

Jakież to problemy? Obecnie w rozwoju radia daje się zaobserwować określona tendencja do przejścia na fale bardziej krótkie. Tendencję tę objaśniają dwie przyczyny: po pierwsze mikro-fale (centymetrowe, milimetrowe i krótsze) można skoncentrować w bardzo wąskie wiązki o ogromnej mocy przy pomocy reflektorów, np. parabolicznych, jakich używa się w optyce, albo też specyficznymi sposobami radiotechnicznymi, związanymi z możliwością urzeczywistnienia specjalnych układów promieniujących.

Z drugiej strony fale radiowe tej częstotliwości można, analogicznie do fal głosowych, kierować przez rury wydrążone, nazwane przewodnikami falowymi, albo przez kable koncentryczne. Przez przewodnice można przysyłać mikro-fale przy bardzo małych stratach na bardzo duże odległości. Kabel koncentryczny jest w szczególności wykorzystywany do telefonii wielokrotnej na mikrofalach radiowych.

Możliwość koncentrowania mikrofal w krótkotrwałych impulsach dużej mocy, jak wiadomo, zapewniła zdumiewające sukcesy radiolokacji w drugiej wojnie światowej przy pomocy tzw. radarów. Dalsze sukcesy w opanowaniu zakresu mikrofal otwierają nowe perspektywy różnych zastosowań radia, nie tylko w radiokomunikacji, radiofonii, radiolokacji i telewizji, ale i w innych dziedzinach techniki i nauki (fizyka, astronomia, chemia, biologia). Z tego widać, że otrzymanie niegasnących drgań wielkiej mocy o częstotliwościach możliwie wielkich (długość fali aż do części milimetra i mniej) jest to jeden z najbardziej aktualnych problemów naukowych i technicznych.

Zagadnienie otrzymania dużych mocy chwilowych na falach centymetrowych jest bliskie rozwiązania. W ostatnich czasach na falach tych w impulsie trwającym 10^{-7} sekundy osiągnięto moc do kilku tysięcy kilowatów. Poważne rezultaty uzyskano również i przy mocach długotrwałych. I tak na fali 50 cm w tzw. rezonancie osiągnięto moc do 100 kW. Na falach bardziej krótkich sprawa ta stoi znacznie gorzej.

Do problemu generacji fal milimetrowych i jeszcze krótszych można podejść różnymi dro-

gami. Ponieważ fale radiowe rzędu części milimetra zbliżają się już do fal podczerwonych, zawartych w widmie ciała rozżarzonego próbowano uzyskać potrzebne mikrofały radiowe za pomocą promieniowania cieplnego. Jednakże, jak to uwidacznia obliczenie, chociaż ciało absolutnie czarne o temperaturze 6000°C , odpowiadającej efektywnej temperaturze słońca, promieniuje z jednego centymetra kwadratowego około 7,5 kilowata mocy promieniującej, to jedynie 10^{-4} całego promieniowania, tj. $7 \cdot 10^{-14}$ ergów przypada na promieniowanie mikrofał radiowych o długości fali rzędu 1 mm, albo inaczej — na odcinek widma w tym obszarze, o rozciągłości 10^{-6} c/s. Ze wzrostem temperatury naturalnie wzrasta i energia wyjściowa tychże fal, jednak sprawność jest tak znikoma, że wątpliwe jest, żeby sposób uzyskania mikrofał radiowych drogą promieniowania cieplnego miał jakies perspektywy.

Oprócz promieniowania cieplnego ciała absolutnie czarnego, dającego widmo całkowite, możliwe jest dla otrzymania mikrofał radiowych wykorzystanie promieniowania cieplnego gazów, np. lampy rtęciowej o dużym ciśnieniu, dającego oddzielne linie spektralne. Istnieją także inne możliwości generacji mikrofał radiowych, analogiczne do znanych w optyce przypadków promieniowania nie cieplnego: spowodowanie świecenia gazów przez uderzenie elektronowe, szeroko stosowane w świecących lampach gazowych, promieniowanie wstrzymywane, stosowane w lampach rentgenowskich itp. Jednakże dotychczas nie zarysowały się żadne realne drogi, prowadzące do otrzymania za pomocą wspomnianych sposobów jakichś godnych uwagi mocy.

Najwięcej widoków na przyszłość ma droga radiofizyki, po której dotychczas szedł rozwój metod generacji mikrofał radiowych. W odróżnieniu od nieuporządkowanego promieniowania cieplnego, tu za pomocą kierowanego strumienia elektronów uzyskuje się uporządkowane promieniowanie przez wzbudzenie fal we wnękowych rezonatorach elektrycznych, przestrzennych (przestrzennych obwodach fal), wywoływane dzięki przelotowi grupy, albo zgęszczenia elektronów, podobnie jak zgęszczenie lub rozrzedzenie strumienia powietrza wzbudza dźwięk w przestrzeni wydrążonej rezonatora akustycznego. W zakresie fal centymetrowych uzyskano znaczne rezultaty przy pomocy pracujących na tej zasadzie klistronów i magneutronów. Ale przy dalszym przechodzeniu na fale coraz krótsze sposób ten napotyka na trudności. Ze zmniejszeniem długości fal zmniejszają się wymiary przestrzennych obwodów drgań, a to prowadzi do zwiększenia się strat na ich powierzchni, tj. do zmniejszenia ich do-

broci. Ze zmniejszeniem się rozmiarów obwodów drgań wzrasta niebezpieczeństwo przegrzania, które ogranicza uzyskiwaną moc ciągłą, niebezpieczeństwo zaś przebicia ogranicza napięcia, a na skutek tego i moc impulsową.

Dlatego w ostatnich czasach uczeni zaczęli szukać nowych dróg rozwiązania zagadnień generacji mikrofał radiowych.

Do grupy problemów, czekających rozwiązania, zalicza się rozprzestrzenianie fal w atmosferze i innych ośrodkach.

Nie bacząc na to, że dzięki pracom wielu znanych fizyków zostały wyjaśnione podstawowe zjawiska w procesie rozchodzenia się fal radiowych wzdłuż powierzchni ziemi, i dziś jeszcze nie należy uważać, że wszystkie, związane z tą sprawą zagadnienia zostały wyjaśnione. Chodzi o to, że zmienna jonizacja górnych warstw atmosfery oraz istnienie magnetyzmu ziemskiego komplikują zjawiska związane z falami długimi i krótkimi, utrudniając badania. Co do rozchodzenia się fal ultrakrótkich i mikrofał, zwłaszcza poza obrębem widzialności bezpośredniej, to poznanie tego zjawiska komplikuje się i utrudnia dzięki znacznym wahaniom zawartości par w powietrzu, a także dzięki inwersjom temperatury. (Inwersja jest to wzrost temperatury w warstwie powietrza od dołu do góry zamiast normalnego spadku).

W związku z tym szczególnego znaczenia nabiera poznanie jonosfery. Doświadczalne badania jonosfery są prowadzone bez przerwy od wielu lat w wielu krajach.

W dziedzinie fal ultrakrótkich i mikrofał duże znaczenie ma badanie załamania, rozproszenia i pochłaniania fal w troposferze w zależności od warunków meteorologicznych. Ma to również znaczenie, jak to stwierdzimy niżej, i w meteorologii.

Jak dotąd najbardziej niejasną, w sensie możliwych dróg rozwiązania, jest sprawa wzmacniania mikrofał radiowych. O ile w zakresie fal długich, krótkich i ultrakrótkich przez zastosowanie wzmacniaczy lampowych oraz dzięki zasadzie wzmacniania rezonansowego udało się rozwiązać zadanie całkowicie, to w dziedzinie mikrofał ważny ten problem jest jeszcze daleki od rozwiązania.

Bardzo wielką rolę w obiorze mikrofał radiowych odgrywa przemiana częstotliwości. Jedyną dostatecznie czułą metodą odbioru mikrofał radiowych w obecnej chwili jest heterodynowanie, tj. jednoczesne nakładanie na detektor krystaliczny przychodzących mikrofał i drgań pochodzących z miejscowego źródła mikrofał w przybliżeniu tej samej częstotliwości. W rezultacie takiego heterodynowania uzyskuje się obniżoną w stosunku do odbieranej częstotliwość różnicową rzędu częstotliwości fal ultrakrótkich lub

krótkich, którą następnie wzmacnia się w zwykły sposób. Ogromne znaczenie ma tutaj stabilność (stałość) częstotliwości zarówno odbieranej, jak i częstotliwości lokalnej heterodyny.

Tak samo ważną i aktualną w odbiorze mikrofal radiowych sprawą jest walka z szumami własnymi aparatury odbiorczej.

Badania w dziedzinie mikrofal radiowych są utrudnione brakiem dokładnych i czułych metod pomiarów w tej dziedzinie, leżącej na pograniczu radiotechniki i optyki. Jak wiadomo w radiotechnice bezpośrednimi obiektami pomiarów jest prąd i napięcie. Natężenia pola elektromagnetycznego fal radiowych nie mierzy się bezpośrednio, ale przez siłę elektromotoryczną, wywołaną przez to pole albo w przewodzie prostoliniowym albo w ramie o określonych wymiarach. Pozostałe wielkości energetyczne, mające ważne znaczenie dla charakterystyki procesu, są wyliczane z tych pomiarów. Przy zmniejszaniu długości fal pomiar podstawowych wielkości staje się praktycznie niemożliwy, ze względu na zmniejszające się wymiary niezbędnych urządzeń pomocniczych. Dlatego w charakterze obiektów mierzenia bezpośredniego na pierwszy plan występują powoli, tak samo jak w optyce, wielkości charakteryzujące pole promieniowania, a mianowicie: promienisty strumień mocy, natężenie promieniowania, natężenie pola elektrycznego i magnetycznego fali, charakter polaryzacji fali, współczynniki odbicia i absorpcji. Do pomiarów mikrofal radiowych z powodzeniem stosuje się przyrządy cieplne: termoelementy i bolometry, którym nie przeszkadza tu ich bezwładność. Widać wyraźnie, iż opracowanie dokładnych i czułych metod pomiaru w dziedzinie mikrofal radiowych jest jednym z nadzwyczaj ważnych zadań techniczno-naukowych chwili bieżącej.

Radiotechnika doprowadziła do nowych odkryć w różnych gałęziach nauki. I tak, jak już wspomnieliśmy, fakt odbioru w Ameryce sygnałów z Anglii doprowadził do hipotezy istnienia górnych, przewodzących warstw atmosfery, odbijających sygnały radiowe. Rozwój radiotechniki lampowej i krótkofalowej umożliwił eksperymentalny dowód istnienia tych warstw i dokładne badanie ich, co przedtem byłoby niemożliwe do przeprowadzenia.

Metoda radiosond w jonosferze, jak wiadomo, pomogła w wyjaśnieniu procesu rozchodzenia się fal radiowych na dalekie odległości od kuli ziemskiej i umożliwiła komunikowanie się z antypodami. Metoda ta stała się także wyjątkowo szybko bronią w fizycznych badaniach właściwości jonosfery.

Z pomocą tej metody ustalono rolę ultrafioletowej radiacji słońca w jonizacji górnych warstw jonosfery, a obserwacje podczas zaćmień słonecznych, zwłaszcza pełnych, pozwalają

na uzyskanie cennych wskazówek o rozmieszczeniu czynnych ośrodków promieniowania na samym słońcu.

Znaczenie radioelementów dla geofizyki nie ogranicza się tylko do poznania właściwości jonosfery. Radio okazuje dużą pomoc meteorologii i badaniu troposfery (dolna warstwa atmosfery, sięgająca do 11 km od ziemi). Nie mówiąc już o praktycznie nadzwyczaj ważnym i w chwili obecnej bardzo rozpowszechnionym stosowaniu radiosond, gdzie cenna rola radia polega tylko na samoczynnym przesyłaniu wskazań przyrządów zapisujących temperaturę, ciśnienie, wilgotność i inne elementy meteorologiczne na różnych wysokościach wzniesienia na kuli powietrznej, istotną rolę w meteorologii odegrać powinny, jak się zdaje, mikrofały.

Już w samym początku stosowania fal zakresu metrowego ustalono, że zasięg ich działania często rozpościerał się daleko poza granice widzialności bezpośredniej. Dokładne badanie teoretyczne i doświadczalne tego zjawiska, przeprowadzone w ostatnich latach, wyjaśniło, że jest ono związane z warunkami meteorologicznymi. Okazało się, że w czasie pogody chmurnej i bardzo wietrznej zasięg działania fal metrowych i centymetrowych tylko nieznacznie przewyższa odległość widzialności bezpośredniej, podczas gdy w innych warunkach meteorologicznych zasięg działania ich czasami odległość tę przewyższa wielokrotnie, przy czym efekt ten jest tym silniejszy im krótsza jest fala. Według obserwacji przeprowadzonych w Anglii w 1941 roku zasięg działania fal 10 centymetrowych wynosił 270 km przy widzialności bezpośredniej 64 km. Jeszcze bardziej jaskrawy zasięg działania urządzenia radiolokacyjnego na fali 1,5 m dało się zauważyć koło Bombaju, podczas monsunów wynosił on tylko 32 km, w dni upalne dochodził do 320 km, jednego razu dosięgnął 1000 km, a czasami nawet zachodziły wypadki, że sygnały dosięgały Arabii, odległej na 1600—2000 km. Jak pokazuje teoria, takie anormalne zjawiska rozprzestrzeniania są związane z inwersją temperatury, powodującą wykrzywienie promieni radiowych, które zwiększa się jeszcze bardziej na skutek zmniejszania ciśnienia pary wodnej przy nagrzewaniu. Zachodzi tu zjawisko analogiczne do fata morgana, dobrze znanego podróżnym na pustyni.

Zależność rozchodzenia się mikrofal radiowych od współczynników meteorologicznych nie jest przez to ograniczona. Zgodnie z opublikowanymi niedawno rezultatami obserwacji obecność zawieszonych w atmosferze kropelek wody, kryształków lodu i czątek pyłu wyraźnie osłabia i rozprasza fale centymetrowe.

Wieloraka zależność warunków rozchodzenia się mikrofal radiowej od współczynników me-

teorologicznych bez wątplenia odkrywa nowe drogi dla badań meteorologicznych.

Szerokie perspektywy otwierają się dzięki radiotechnice w geodezji i hydrografii. Wiadomo, że w chwili obecnej w hydrografii dla zmierzenia głębokości stosuje się przyrządy działające na zasadzie odbicia ultradźwięku od dna morskiego. Metoda takiego odbicia istnienie swoje zawdzięczająca radiotechnice, wywołała prawdziwą rewolucję w hydrografii. Pomiar hydrograticzne, jak wiadomo, składają się z mierzenia głębokości w danym miejscu przy jednoczesnym określeniu współrzędnych tego punktu. Przed opracowaniem głębokosciomierzy ultradźwiękowych trudność polegała na szybkim i dokładnym pomiarze głębokości. Środek ciężkości w obecnej chwili przesunął się w stronę określenia współrzędnych, co jest szczególnie trudne po oddaleniu się okrętu od brzegu za granice widzialności. Dokładne i szybkie określenie położenia okrętu za granicami widzialności w dowolną pogodę uzyskuje się przez zastosowanie metody interferencji do mierzenia odległości. Metody te mogą być także z korzyścią użyte do określenia współrzędnych przy zdjęciach lotniczych. Dalsze opracowanie metody interferencji radiowej z przejściem na bardziej krótkie fale i otrzymaniem bardziej dokładnej wartości szybkości rozchodzenia się fal radiowych otwiera nowe możliwości rozwiązania niektórych zagadnień wyższej geodezji. Chodzi tu o połączenie różnych systemów triangulacji na dużych przestrzeniach wodnych, gdzie nie można stosować zwykłych metod optycznych określania odległości, jak np. przez morze Śródziemne czy cieśninę Berynga. Oprócz tego przejście na fale decymetrowe i centymetrowe daje możliwość wykorzystania metody interferencji do bezpośredniego określenia z dużą dokładnością wyjściowych podstaw sieci triangulacyjnych.

Nadzwyczaj szerokie perspektywy otwiera zastosowanie metod radiowych w astronomii i w astrofizyce. Wspomnieliśmy już o bardzo ważnym dla astronomii podawaniu drogą radiową dokładnych sygnałów czasu i o zegarze kwarcowym. Rozwój techniki fal krótkich i ultrakrótkich, a w szczególności radiolokacji, dało nowe, bardzo potężne środki badania, które doprowadziły do szeregu nadzwyczaj ciekawych i ważnych odkryć w dziedzinie astronomii. Zastosowanie metod radiolokacji do obserwacji meteorów pozwala nie tylko prosto i łatwo meldować ich pojawienie się, ale także określać wysokość, na której wywołują one godne uwagi efekty jonizacyjne.

Obserwacje przeprowadzone podczas deszczu meteorów w godzinach rannych 10 listopada 1946 r. dały bardzo ciekawe rezultaty. Szcze-

gólnie ważne jest to, iż metodami radiowymi można posługiwać się i nocą i dniem, niezależnie od stanu atmosfery, podczas gdy stosując metody optyczne, obserwacji meteorów można dokonywać tylko w jasną noc.

Bardzo ważnym dla poznania księżyca i jego ruchu jest przeprowadzone niedawno odbicie od niego impulsów radiowych, nie dużej stosunkowo mocy (około 3—4 kW) na fali około 2,7 m. Pomijając sportowe znaczenie samego faktu transmisji na księżyc i z powrotem, tj. na odległość około $\frac{3}{4}$ miliona kilometrów, wystarczająco dobitnie charakteryzującej postęp radiotechniki w ostatnich latach, trudno jest przecenić jego znaczenie naukowe. Chodzi o to, że osiągalna, a w chwili obecnej bardzo wysoka astronomiczna dokładność określenia odległości od księżyca, uzyskana została jako rezultat wielokrotnych obserwacji, wymagających sprzyjających warunków atmosferycznych i związanych z pomiarami dokonywanymi z dwóch punktów, położonych w przybliżeniu na jednym południku w ogromnej odległości jeden od drugiego, a także ze skomplikowanymi obliczeniami i wielokrotnymi poprawkami. Zastosowanie do tego celu metody radiolokacji pozwala zmierzyć odległość do księżyca bezpośrednio z jednego punktu, przy czym dokładność pojedynczego pomiaru przewyższa średnią dokładność astronomiczną. Metoda ta w zasadzie daje możliwość nieprzerwanego śledzenia zmian odległości do księżyca, co jest szczególnie cenne dla poznania tego towarzysza ziemi.

Zależność natężenia i kształtu odbitego impulsu radiowego od właściwości powierzchni odbijającej może być wykorzystana do badania struktury powierzchni księżyca. W chwili obecnej jeszcze trudno powiedzieć, jakie nowe perspektywy otworzą się przy dalszym pogłębieniu metody radiolokacji w zastosowaniu do pomiarów odległości od księżyca.

Szereg procesów na słońcu i w przestrzeni świata towarzyszy zjawiskom, które mogły być ujawnione co do swej istoty tylko metodami radiowymi. Kilkanaście lat temu znany amerykański radiotechnik Jansky zajmujący się badaniem radiowych zakłóceń atmosferycznych, wykrył na fali 14,6 m razem z zakłóceniami pochodzenia ziemskiego także zakłócenia odbioru radiowego, pochodzące ze źródeł rozmieszczonych daleko za granicami atmosfery ziemskiej. Według jego pomiarów maksimum tych przeszkód, nazwanych „kosmicznymi“, przychodziło z kierunku gwiazdozbioru Strzelca. Zjawisko odkrycie przez Jansky'ego zostało potwierdzone kilka lat temu przez innych na fali 1,87 m. Oprócz promieniowania radiowego ze Strzelca stwierdzono wtedy zakłócenia odbioru z kilku innych gwiazdozbiorów. Badania te, umożli-

wione tylko dzięki rozwojowi radiowych fal ultrakrótkich, wywołały duże zainteresowanie wśród astrofizyków, ponieważ otwierają one nowe drogi dla badania przestrzeni kosmicznej i jej sondowania.

Razem z promieniowaniem ze Strzelca na fali 1,87 m stwierdzono promieniowanie słońca. Dalsze badania na falach od 1 do 10 cm, a także badanie przeprowadzone w związku z radarami podczas II wojny światowej w Anglii i Australii w zakresie 4—6 m, stwierdziły promieniowanie słońca i na tych falach. Stwierdzono, że promieniowanie radiowe słońca nadzwyczaj wzrasta, setki tysięcy razy, podczas przechodzenia plam na słońcu i że właśnie plamy są ogniskami

tego silnego promieniowania. Z opublikowanych ostatnio wielu prac, poświęconych obserwacjom radiowego promieniowania słońca wynika bez wątpienia ogromne znaczenie tych obserwacji dla poznania procesów zachodzących na słońcu. Ta nowa dziedzina badań, która obecnie jeszcze znajduje się w stanie początkowym, bezwarunkowo jest bardzo ciekawa dla fizyki słońca.

Są wszelkie podstawy, żeby sądzić, iż z zastosowaniem metod radiowych przed astronomią otworzy się nowa era, którą co do znaczenia można porównać z zastosowaniem spektroskopii w astrofizyce i która pozwoli głęboko przeniknąć w tajniki wszechświata.

T. T.

CO MÓWIĄ PRAKTYCY

Metoda lokalizacji uziemienia w kablu dalekosiężnym

1 1 2 p.

Dokładna lokalizacja uziemienia w kablach dalekosiężnych (typu niemieckiego) natrafia na trudności techniczne wskutek:

- trudności wytyczenia odległości błędu z powodu tego, że niektóre odcinki pupinowskie krótsze jak 1.700 m wyrównane są sztucznie elektrycznie (tj. oporowo i pojemnościowo) w dodatkowych mufach kondensatorowo - oporowych względnie wyrównywane są przez ułożenie zapasowych pętli z kabla,
- odgałęzienia kablowe do central telefonicznych z kabla głównego posiadają nieraz inne średnice żył, jak kabel główny i dlatego też dla ustalenia miejsca uziemienia stosujemy poniżej podaną metodę np. dla określenia miejsca uziemienia żyły 9a mając następujące dane:
długość odcinka pupin. $S = 1,7$ km
średnica żyły $d = 1,4$ mm
pupinizację średnią M 140/55
ilość odcinków pupin. = 35 n.

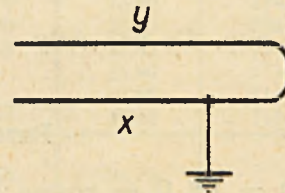
Jeśli oznaczymy odległość miejsca uziemienia od punktu pomiarowego w omach = x (rys. 1), to opór pętli utworzonej z uszkodzonej żyły (9a) i dobrej żyły (9b) wynosił: $x + y = 1547,5 \Omega$.

Różnica zaś oporów obydwóch gałęzi tej pętli zmierzona metodą Varley'a wynosiła: $y - x = 458,3 \Omega$.

A zatem odległość miejsca uziemienia x od punktu pomiarowego w omach, posiada wartość $(y + x) - (y - x) = y + x - y + x = 2x = 1089,20$ m

$$x = 544,60 \Omega.$$

Jeżeli przez R oznaczamy opór uszkodzonej żyły, to opór pętli utworzonej z żyły uszkodzo-



Rys. 1. Pętla z żyły uszkodzonej i dobrej.

nej (9a) i żyły dobrej (9b) wynosił 1547,5 Ω . Opór zaś pętli utworzonej z żyły 9a i dobrej żyły 10a wynosił:

$$\begin{array}{r} 1548,7 \Omega \\ \hline \text{Razem } 3096,2 \Omega \end{array}$$

przy trzecim pomiarze opór pętli utworzonej z dobrych żył (9a) i (10a) posiada wartość 1549,2 Ω . A zatem opór uszkodzonej żyły wynosił $773,5 \Omega$

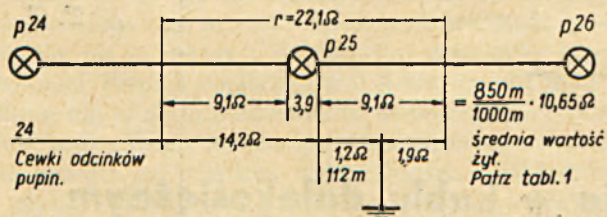
Jeżeli średni opór uszkodzonej żyły w odcinku pupin. oznaczmy przez r

$$\begin{aligned} \text{Tor} &= \frac{R}{n} = \frac{\text{opór żyły uszkodzonej}}{\text{ilość odcinków pupin.}} = \\ &= \frac{773,5}{35} = 22,1 \Omega \end{aligned}$$

Odległość miejsca uziemienia od punktu pomiarowego, wyrażona w liczbie odcinków pupinowskich jest:

$$n_x = \frac{x}{r} = \frac{544,6 \Omega}{22,1 \Omega} = 24 \text{ odcinkom pupin.} + 14,2 \Omega.$$

Błąd istnieje zatem 112 m za 25 skrzynią pupinowską (rys. 2), gdyż przyjmujemy, że odcinek wzmacniakowy zaczyna się i kończy połową odcinków pupin. (S/2), a zatem koniec 24 odcinków (teoretycznie) znajduje się w połowie odcinka pup. między 24a 25 skrzynią pup. Na pozostałe 14,2 Ω składa się więc:



Rys. 2. Ustalenia miejsca uszkodzenia: 112 m za 25 skrzynią pupinizowaną.

Opór pojedynczej żyły połowy odcinka pup. do 25 skrzyni pupin. wynoszący — 9,1 Ω

Opór cewki pup. dla poj. żyły wynoszący 3,9 Ω

Razem: 13,0 Ω

14,2 — 13,0 = 1,2 Ω co równa się długości 112 mtr poj. żyły.

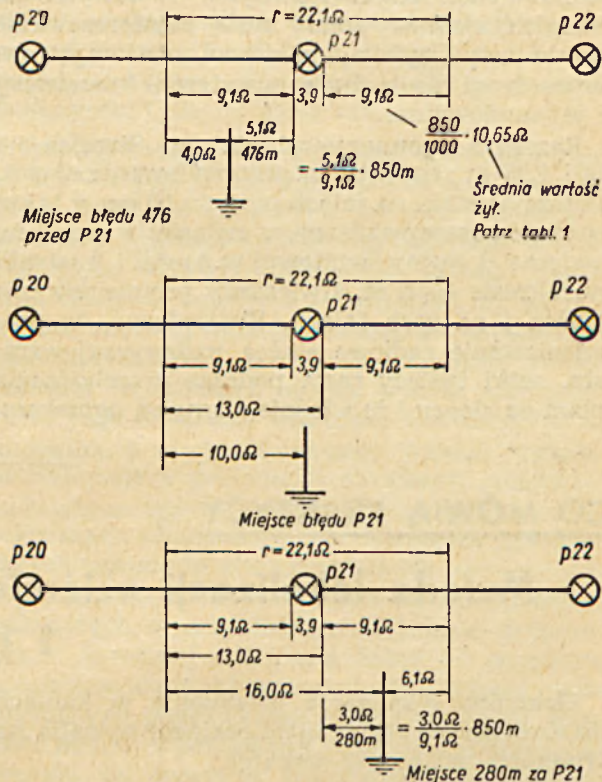
Rys. od 3 — 5 przedstawiają teoretyczne rozwiązania obliczeń odległości uziemienia znajdującego się np. pomiędzy skrzynią pupin. (P) 20 i 21 (rys. 3), w skrzyni pupinowskiej (P) 21 wzgl. za skrzynią pup. 21 i 22.

Dokładne ustalenie błędu wymaga dalszych pomiarów przez otwarcie złączy przed i poza skrzynią pupinowską (rys. 2) i dalszą lokalizację za pomocą np. megomierza z mostkiem wzgl. mostka Wheatstone'a. Dla ułatwienia obliczeń posługujemy się tabelą dla przeliczania oporu miedzi i izolacji na temperaturę 20°C podaną poniżej.

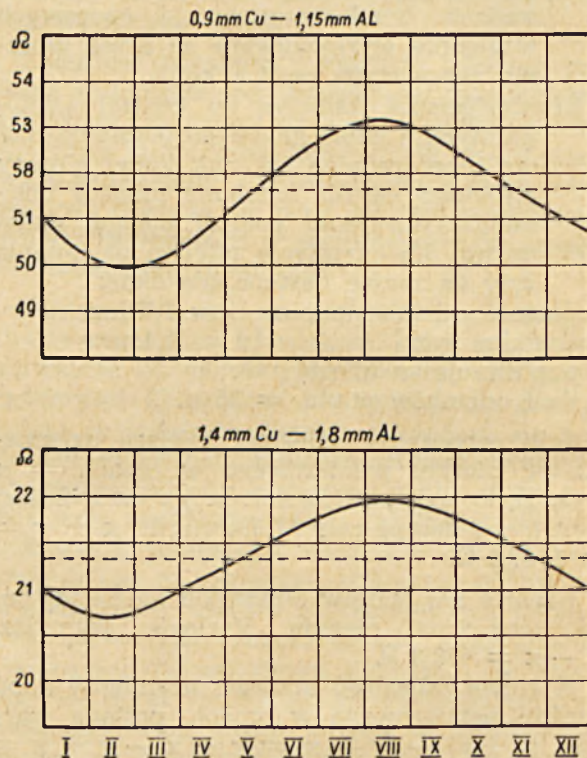
Średnia wartość oporu żył kablowych w zależności od pór roku oznaczona na rys. 6 linią kreskowaną wynosi:

dla 1,4 mmCu = 1,8 Al dla pętli
21,3 Ω/km, dla pojed. żyły 10,65 Ω/km.

dla 0,9 mm Cu = 1,15 Al dla pętli
51,6 Ω/km, dla pojed. żyły 25,80 Ω/km.



Rys. 3—5. Obliczenie odległości uziemienia.



Rys. 6. Wykres zmian oporu w zależności od pory roku (opór pętlicy na km).

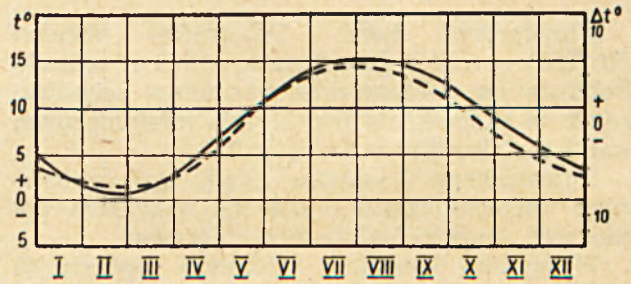
Wartości te zgadzają się w połowie maja i w listopadzie, gdy średnia temperatura ziemi wynosi $+8^{\circ}\text{C}$ (rys. 7).

Rysunek ten przedstawia linią pełną, roczną krzywą wahania temperatury Δ_t

Przy oporze żył $R = 21,3 \Omega$ dla 1,4 mm wzgl. $51,6 \Omega$ dla 0,9 mm — średniej temperaturze ziemi 8°C jest $\Delta_t = 0$,

Na rys. 7 linia kreskowana przedstawia wykres zmian temperatury ziemi na głębokości 90 cm (wykres wzięty z EFD zeszyt 12/13 1929 r. str. 173). W celu ułatwienia obliczeń

została podana poniższa tablica, a mianowicie: Opory żył w różnych kablach.



Rys. 7. Wykres zmian temperatur.

Opory żył w różnych kablach i cewkach pupin.

Zestawienie wartości oporów poj. żył 10 długości fabrycznych przeliczonych na 8°C (średnia temp. ziemi) i 2000 m.

Nazwa fabryki	Rdzeń para 1,4/1,8	I warstwa DM—VS 0,9/1,15	2 warstwa		3 warstwa DM—VS 0,9/1,15	Typ kabla
			DM - VS 1,4/1,8	para 1,4/1,8		
1	10,90	25,40	10,50	10,55	25,65	114 b
2	—	25,70	10,50	—	25,75	114 b
3	10,50	25,85	10,70	10,65	26,05	114 b
4	—	26,20	10,90	10,70	26,30	114 a
5	11,00	25,75	10,70	10,70	25,75	114 a
6	10,60	25,70	10,60	10,60	25,65	114 a
7	—	25,10	10,80	—	25,60	114 a
8	10,55	25,35	10,50	—	25,60	114 a
9	10,40	25,35	10,45	10,35	25,45	114 a
Średnia:	10,65	25,60	10,65	10,60	25,75	

Nazwa fabryki	Rdzeń DM—VS 1,4	I warstwa		2 warstwa DM—VS 1,4	3 warstwa		Typ kabla
		DM—VS 1,4	Para 1,4		DM—VS 0,9	Para 1,4	
1	10,50	10,55	10,60	10,70	25,80	10,75	102 b
2	10,40	10,65	10,65	10,65	25,30	10,70	102 a
3	10,45	10,65	10,60	10,70	26,15	10,70	102 b
4	10,70	10,70	10,70	10,80	26,05	10,85	102 b
5	10,50	11,00	10,67	10,60	25,60	10,62	102 a
6	10,61	11,11	10,60	10,67	25,63	10,66	102 a
7	10,57	10,66	10,66	10,71	25,66	10,90	102 a
Średnia:	10,55	10,75	10,65	10,70	25,75	10,75	

T. Karpf, T. Skrukwa

KOMUNIKAT MINISTERSTWA POCZT I TELEGRAFÓW

Ministerstwo Poczty i Telegrafów pismem Nr TSP — 730 z dnia 3 marca 1949 r. ogłosiło konkurs na opracowanie warunków technicznych na skobelki do przybijania telefonicznych kabli instalacyjnych 1x2 i 2x2.

Uczestnikami konkursu mogli być pracownicy teletechniczni P.P.T.T. na wszystkich poziomach, indywidualnie lub zbiorowo.

W wyniku konkursu zgłoszono ogółem 26 prac, z czego 25 indywidualnych i 1 zespołowa.

Za pracę najlepszą przyznano 3 nagrody pieniężne w wysokości 10, 5 i 3 tysiące złotych. Otrzymali je:

1. St. technik Kubica Maksymilian z Dyrekcji Okręgu P. i T. Kałowice, jako pierwszą,
2. Technik Kołkontaj Bolesław z Dyrekcji Okręgu P. i T. Wrocław, jako drugą oraz
3. Technik Wolski Stanisław z Dyrekcji Okręgu P. i T. Wrocław jako trzecią.

Z pozostałych prac wyróżniono, ze względu na pomysłowe sposoby umocowywania kabli stacyjnych, prace następujące:

Ob. Władyki Józefa z Dyrekcji Okr. P. i T. Kraków oraz monterów. Skórv Jana i Strzelczyka Adolfa z Dyrekcji Okręgu P. i T. Poznań.

K O L E D Z Y !

Telekomunikacja Polska dysponuje dziś ponad 2000 rutynowanych fachowców: inżynierów, techników i majstrów różnych dziedzin telekomunikacji.

Stanowimy silną nie tylko liczebnie, ale fachowo grupę, która na arenie międzynarodowej ma swoją pozycję. Praca zawodowa skupiona jest w szeregu instytucji, jednak reprezentacja całej Telekomunikacji Polskiej skupiona jest w Sekcji Telekomunikacyjnej SEP'u. Sekcja ma ponadto szereg zadań, których spełnienia oczekują wszystkie instytucje zatrudniające telekomunikantów, a nawet całe społeczeństwo. Są to przede wszystkim: wydawnictwa prasy fachowej, bibliografie, doszkolenie fachowców drogą umożliwienia samokształcenia oraz prace normalizacyjne nad sprzętem telekomunikacyjnym.

Te cele Sekcja stara się spełnić. Jednak skupia w swoich szeregach zaledwie 1/4 tych, których reprezentuje i którym niewątpliwie również nie są obojętne wyniki prac Sekcji. Jednak koszty wykonania tych prac, rozłożone tak nierównomiernie na zaledwie część zainteresowanych, stwarzają zawsze trudności materialne, z którymi Sekcja się boryka.

Podejmując lub wykonując swe prace Sekcja nigdy nie ogranicza wykorzystania ich tylko do grona swych

członków. Czy to prasa fachowa, czy wydawnictwa książkowe, czy odczyty lub wycieczki są zawsze w równym stopniu dostępne członkom i nie członkom Sekcji. Tym niemniej każdy, kto z nich korzysta, każdy, kto odczuwa potrzebę wydawnictw prasy fachowej, chociażby dla zadokumentowania na arenie ogólnotechnicznej, że nasz dział pracy jest ogromnie bogaty w tematy i że mamy między sobą ludzi, którzy potrafią artykułami w Kwartalniku, Przeglądzie lub Wiadomościach Telekomunikacyjnych omawiać osiągnięcia lub aktualne zagadnienia naszej dziedziny wiedzy — musi zrozumieć, że wszyscy w równym stopniu jesteśmy zobowiązani do ponoszenia ich ciężarów. Z drugiej strony dla każdego z nas, będącego członkiem uświadomionego społeczeństwa, nie może być rzeczą obojętną, jaką drogą kroczy Sekcja do wytkniętego jej celu. Każdy z nas musi mieć ambicję, by przez udział w zebraniach Sekcji, uczestniczenia w dyskusjach nad jej działalnością, w wyborach jej Władz, móc samemu uczestniczyć w kierowaniu ogólną linią polityki Sekcji.

Dlatego ambicją każdego teletechnika powinno być: należenie do Sekcji Telekomunikacyjnej S.E.P.

Koledzy! Zapisujcie się na członków Sekcji Telekomunikacyjnej. Tak wziębrany nurt będzie miał siłę wykonać lepiej nałożone na Sekcję zadania, ku chwale Telekomunikacji w Polsce Ludowej.

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Nowogrodzka 45, III p., telef. 871-70.
Konto: „Przegląd Telekomunikacyjny”, PKO w Warszawie Nr. I-4430
Sekretariat czynny codziennie od godz. 9 do 14.

WARUNKI PRENUMERATY:

Rocznie	zł 600,—
Kwartalnie	zł 150,—
Pojedynczy numer	zł 50,—

Redaktor Inż. Henryk Kowalski,

Wydawca: Sekcja Telekomunikacyjna SEP

Drukarnia Spółdz. Wyd. „Wydawnictwo Ludowe” Warszawa Skolimowska 5 B-80169

Masy kablowe wg. $\frac{P. N. E.}{16-1933}$ wysoko - niskonapięciowe
Masy kondensatorowe. Zalewy do akumulatorów, oleje
i lakiery kablowe, oczyszczane i filtrowane na aparatach
Stream - Line

p o l e c a

Tow. Zakładów Przemysłowych „JAGO“

Dzierżawca Jan Pryliński

**Warszawa, Mińska 74. Biuro - Warszawa, ul. Aldony 12
Telefony: 19-51-43 i 10-44-45**