

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH
Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XI.

15 Maja 1933 r.

Zeszyt 9—10

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

WALNE ZGROMADZENIE SEP W WARSZAWIE.

11 — 13 CZERWIEC 1933

Sekcja VI. RADJOTECHNIKA.

GENERATORY O STAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI.

Générateurs à fréquence stable. Dynatron à regulation automatique d'entretien.

Prof. Dr. Janusz Groszkowski.

Sommaire.

L'auteur donne la description d'un oscillateur dynatronique avec la regulation automatique de la limite d'entretien. Le circuit oscillant du dynatron alimente un redresseur, qui — de sa part — fournit la tension redressée au circuit de la grille directrice du dynatron de telle façon que son potentiel devienne plus en plus négatif au fur et à mesure que l'amplitude d'oscillations croît. Grâce à ce dispositif l'amplitude se renferme toujours dans la zone de l'état critique, dans laquelle la fréquence n'est déterminée que par les données électriques du circuit oscillant, donc elle ne dépend pas des conditions de travail du dynatron.

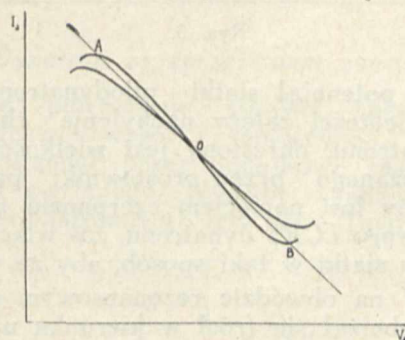
Dynatron z automatyczną regulacją stanu granicznego.

Częstotliwość generatora z opornością ujemną, np. generatora dynatronowego, pracującego na granicy powstawania drgań, jest określona — jak wiadomo *) — jedynie przez stałe obwodu rezonansowego, a więc nie zależy od warunków, w jakich

znajduje się układ pobudzający. Dla układu przedstawionego na rys. 1, częstotliwość wyraża się wzorem

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{1 - \frac{R^2 C}{L}}{1 - \frac{S^2 C}{L}}} \dots (1)$$

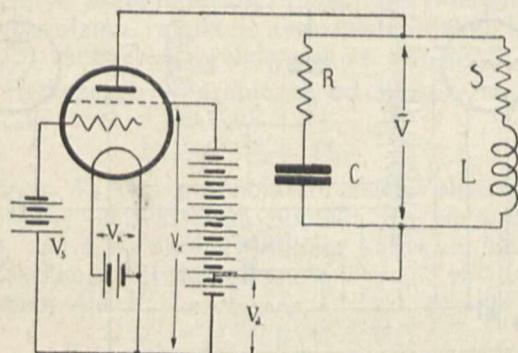
Jeśli nieuwzględnić od zmian stałych obwodu LCRS, wówczas zagadnienie otrzymania stałej częstotliwości sprowadza się tu do utrzymania pracy



Rys. 2.

układu stale w stanie granicznym. W tym przypadku zmiany zachodzące w układzie dynatronowym, a wywołane np. zmianami napięć zasilających (V_k, V_a, V_e, V_s) pozostaną bez wpływu na częstotliwość ω .

Dla układu dynatronowego o charakterystyce rzeczywistej, a więc nieprostoliniowej, taki stan graniczny, w ścisłym znaczeniu matematycznym, właściwie nie istnieje. W znaczeniu fizycznym rzecz biorąc, można się do niego zbliżyć z mniejszą lub większą dokładnością, doprowadzając charakterystykę oporności ujemnej do mniej lub więcej ścisłej styczności z prostą obwodu rezonansowego (rys. 2). Można to uzyskać np. przez regu-

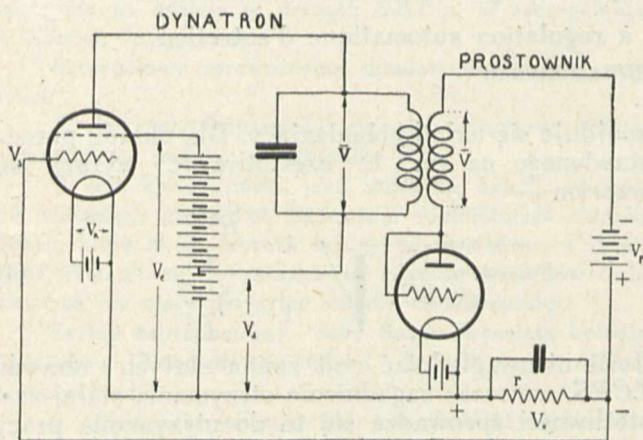


Rys. 1.

*) p. np. J. Groszkowski, Zmiany częstotliwości a zawartość harmonicznych w układach oscylacyjnych. — Generatory stałej częstotliwości. Przegląd Radjotechniczny Nr. 23—24 1932 i Nr. 1—4 1933.

lację potencjału siatki pliodynatronowej V_s , od którego — jak wiadomo — zależy oporność dynatronu, a więc nachylenie jej charakterystyki. W założeniu najprostszego regularnego przebiegu charakterystyki, dającego z prostą tylko 3 punkty przecięcia, można za stan graniczny uważać pewien zakres przecięć charakterystyki z prostą oporności obwodu, w którym to zakresie amplitudy oscylacji zawierają się w granicach między zerem (dla stanu idealnie granicznego, odpowiadającego styczności obu linii w punkcie 0), a pewną wartością, określoną przez punkty A i B.

Oczywiście wzór (1) stosuje się jedynie do stanu idealnie granicznego, a więc dla amplitudy oscylacji bliskiej zeru. Ze wzrostem amplitudy częstotliwości będzie ulegać pewnej zmianie na skutek zjawiania się harmonicznych wywołanych pracą na nieprostoliniowej charakterystyce. Jednakowoż zmiana ta, wogóle niewielka, może być uczyniona dowolnie małą bądź to przez zwięźenie zakresu AB, bądź przez utrzymywanie możliwie stałej amplitudy oscylacji. Otóż takie warunki pracy można uzyskać automatycznie przy pomocy układu, przedstawionego schematycznie na rys. 3.



Rys. 3.

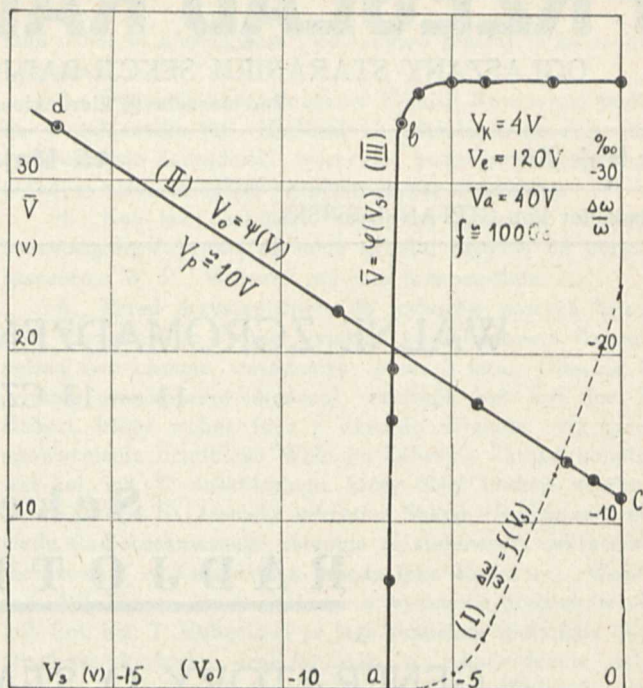
Tutaj potencjał siatki pliodynatronowej, od którego wielkości zależy nachylenie charakterystyki dynatronu, określony jest wielkością napięcia V_0 dostarczanego przez prostownik; prostownik ten zasilany jest napięciem czerpanym z obwodu rezonansowego LCRS dynatronu, zaś włączony jest do obwodu siatki w taki sposób, aby ze wzrostem napięcia \bar{V} na obwodzie rezonansowym potencjał siatki V_s obniżał się (rosł w kierunku ujemnym).

Stan, jaki się ustala w takich warunkach, jest określony z jednej strony — przez zależność napięcia wyprostowanego V_0 (na wyjściu prostownika) od napięcia \bar{V} oscylacji (na obwodzie LCRS), z drugiej zaś — przez zależność napięcia \bar{V} od potencjału siatki V_s . Zatem stan ten określa się układem równań:

$$V_0 = \varphi(\bar{V}) \quad (2)$$

$$\bar{V} = \Psi(V_s = V_0) \quad (3)$$

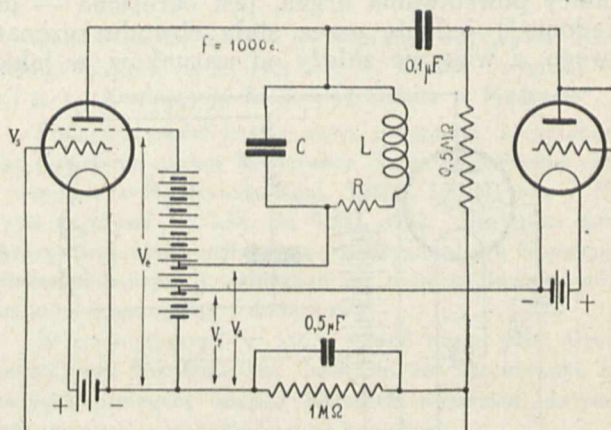
Zależność (2). Jeśli urządzenie ma utrzymać samoczynnie pewną stałą amplitudę $\bar{V} = \bar{V}_1$, wówczas, począwszy od tej amplitudy \bar{V}_1 , wraz z jej wzrostem, powinien zacząć się obniżać potencjał siatki. Zatem charakterystyka prostownika



Rys. 4.

(2) winna być kształtu, wskazanego na rys. 4 linią (II). Tego rodzaju przebieg charakterystyki daje się uzyskać przez spolaryzowanie obwodu kenotronu prostownika napięciem stałym $V_p \approx \bar{V}_1^2$. Wówczas różnym wartościom napięć \bar{V}_p odpowiadać będą odpowiednio przesunięte charakterystyki $V_0 = \varphi(\bar{V})$.

Zależność (3). Zależność napięcia \bar{V} na obwodzie rezonansowym (względnie na zaciskach prostownika) od potencjału siatki V_s (względnie od napięcia wyprostowanego V_0) otrzymana dla układu rys. 3, przedstawiona jest na wykresie rys. 4 linią (III). Widać tu, iż przy zwiększaniu potencjału V_s od ujemnych wartości w kierunku zera, przy pewnej jego wartości powstają drgania, których amplituda szybko rośnie i osiąga stałą wartość²⁾. Przebieg krzywej od a do b odpowiada fizycznemu stanowi granicznemu, zawartemu między punktami A i B na charakterystyce dynatronu.



Rys. 5.

²⁾ Jest to słuszne, gdy oporność obciążenia prostownika r jest dostatecznie duża.

³⁾ Nie są tu wykluczone występowania pewnych pętló „zaciągania” przy powrotnej zmianie potencjału V_s .

Tablica I.

V_a	50			60			70		
	V_e	140	120	100	140	120	100	140	120
4,0	(-30) -0,06	(-10) -0,07	(+1) -0,07	(-30) -0,02	(-3) -0,01	(+1) -0,01	(-5) -0,06	(-5) -0,02	(+3) -0,03
3,5	(-6) -0,06	(-4,5) -0,06	(+2,5) -0,07	(-8) -0,02	(0) 0	(+2,2) -0,01	(+0,8) -0,06	(-3,3) -0,02	(+3,5) -0,04
3,0	(+4,5) +0,08	(+5) +0,10	(+5) +0,12	(+4) +0,05	(+5) +0,06	(+5) +0,10	(+5,5) +0,11	(+5) +0,11	(+5) +0,11

Zmiana częstotliwości, towarzysząca zmianie V_s , przedstawiona jest linią (I) na rys. 4. W obszarze fizycznego stanu granicznego zmiany te nie przekraczają $0,01\%$.

Przyjmując, iż zmiana częstotliwości $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ w zakresie ab jest proporcjonalna do amplitudy \bar{V} , zaś utrzymanie tej ostatniej odbywa się z dokładnością tylko 10% , otrzymamy stałość częstotliwości układu rzędu 10^{-6} .

Układ z samoczynną regulacją. Przez odpowiednie skojarzenie dynatronu z prostownikiem, a więc przez wzajemne nałożenie na siebie krzywych (II) i (III), można otrzymać samoczynną regulację układu na amplitudę, określoną przez przecięcie się obu linii (II) i (III) na wykresie rys. 4. (Sposób skojarzenia może tu być najrozmaitszy; jedno z rozwiązań przedstawiał rys. 3; krzywe przytoczone na wykresie rys. 4 stosują się do innego układu, podanego na rys. 5).

Działanie układu jest następujące: jeśli z jakiegokolwiek przyczyny ulegnie zmianie nachylenie charakterystyki dynatronu (wskutek zmiany kątości z napięć zasilających), np. w takim kierunku, iż amplituda oscylacji wzrośnie, wówczas wzrośnie napięcie prostowane, a zatem i napięcie na wyjściu prostownika; spowoduje to obniżenie się potencjału siatki dynatronu, które będzie tak długo zachodzić, dopóki amplituda oscylacji nie spadnie do wartości, odpowiadającej stanowi równowagi układu. Podobnie, w przypadku zmniejszenia się amplitudy oscylacji, napięcie wyprostowane zmaleje, a przeto potencjał siatki podwyższy się tak, iż znowu układ powróci do stanu równowagi.

Ujęcie matematyczne (nieco przybliżone) tego mechanizmu regulacji jest następujące: Zależność (3) może być przedstawiona zapomocą równania (słusznego w granicach od $V = 0$ do $V = V_{max}$):

$$V = a (V_s - V_{s_0}) \dots (4)$$

w którym V_s jest potencjałem siatki pliodynatronowej, V_{s_0} — wartością odcinka $0a$ na wykresie rys. 4, zaś a — współczynnikiem kątowym linii ab .

Zależność (2) można znów wyrazić równaniem (słusznym dla $V_0 > 0$):

$$-V_s = V_0 = b (\bar{V} + V_p) \dots (5)$$

gdzie V_p jest napięciem (ujemnym) polaryzującym obwodu kenotronu, zaś b — odwrotnością współczynnika kątości linii cd na wykresie rys. 4. Rozwiązując równania (4) i (5) otrzymujemy

$$\bar{V} = -\frac{a}{1+ab} (b V_p + V_{s_0}) \dots (6)$$

Ponieważ $a \gg 1$, $b \approx 1^4$, przeto (6) można uprościć

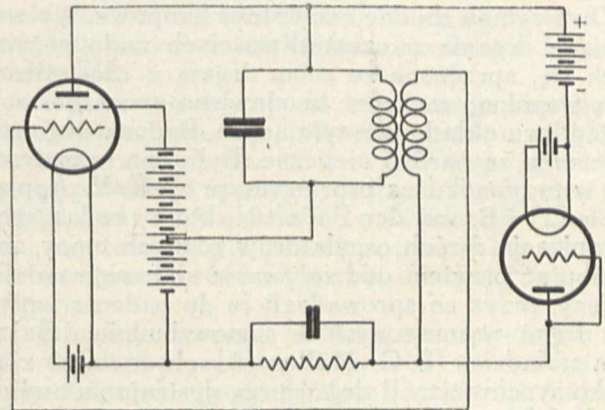
$$\bar{V} \approx -\left(V_p + \frac{1}{b} V_{s_0}\right) \approx -(V_p + V_{s_0}) \dots (7)$$

Wzór (7) pokazuje, iż dla uzyskania regulacji na inne amplitudy, należy odpowiednio zmienić V_p . Wpływ zmian V_{s_0} , (spowodowanych przez zmiany napięć zasilających) na \bar{V} , a przez to na $\frac{\Delta\omega}{\omega}$, będzie tem mniejszy, im praca będzie się odbywać wogóle przy większych wartościach V_p , gdyż wówczas również mniejsze będą względne zmiany \bar{V} , a zatem lepsza stałość częstotliwości.

Zdolność regulacyjna opisanego urządzenia widoczna jest z tablicy I, w której podane są zmiany częstotliwości, wywołane zmianami różnych napięć zasilających, a mianowicie: napięcia żarzenia V_j , ekranu V_e i anody — V_a dla układu dynatronowego zwykłego (w nawiasach) oraz dla układu z samoczynną regulacją stanu granicznego. Stan graniczny miał tu miejsce dla $V_k = 3,5$ V, $V_a = 60$ V, $V_e = 120$ V i począwszy od tego stanu liczone są przyrosty częstotliwości $\frac{\Delta\omega}{\omega}$ (w $\%$).

II. Dynatron ze sprzężeniem zwrotnym.

Dalsze polepszenie stałości częstotliwości układu dynatronowego z samoczynną regulacją daje się osiągnąć przez dodatkowe zastosowanie sprzężenia zwrotnego obwodu rezonansowego z siatką pliodynatronową (rys. 6). Tego rodzaju



Rys. 6.

⁴⁾ Np. dla przypadku podanego na rys. 4 jest $a \approx 100$, $b \approx 0,8$, $V_{s_0} = 6,9$, $V_p = -11,5$, a przeto otrzymujemy z (6) $\bar{V} \approx 20$ V, co jest zgodne z wynikiem graficznym.

układ może być — do pewnego stopnia — uważany za zwykły generator z lampą trójelektrodową o sprzężeniu zwrotnym. Jednakowoż zaletą jego jest łatwość uzyskania działania bez prądu siatki, co — jak wiadomo — napotyka na pewne trudności w przypadku zwykłego generatora, gdyż w tym celu prąd emisyjny całkowity lampy generacyjnej nie może przekroczyć pewnej określonej wartości, aby praca układu nie przeniosła się w zakres dodatnich potencjałów siatki. Stosowanie oporu wpływowego w obwodzie siatki, aczkolwiek znacznie poprawia stałość częstotliwości, nie może zapewnić zupełnego uwolnienia się od prądu siatki (gdyż właśnie działanie takiego układu polega na przepływie tego prądu), lecz może go jedynie znacznie ograniczyć⁵⁾. Przy zastosowaniu stabilizacyjnego

⁵⁾ Okoliczność tę podkreślił L. B. Arguimbau w pracy „An oscillator having a linear operating characteristic” (Proc. Inst. R. E. 1933, January, V. 21), gdzie stosuje on samoczynną regulację początkowego potencjału siatki dla

działania powyższego układu, zmiany napięć uskuteczniane według tablicy I dawały zmiany częstotliwości mniejsze od 0,01^{0/00}. Jedynie przy $V_e = 140$, $V_{a1} = 60$ i $V_k = 3,5$ oraz 3,0 V doszły one do 0,02^{0/00}. W zwykłym układzie generacyjnym ze sprzężeniem zwrotnym przy zastosowaniu oporu wpływowego siatki, dochodziły one do 0,9^{0/00}, a naogół były rzędu 0,1^{0/00}. Natomiast ten ostatni układ bez oporu wpływowego dawał zmiany rzędu kilkudziesięciu ^{0/00}.

Za wykonanie pomiarów do powyższej pracy składam w zakończeniu podziękowanie asystentowi memu p. Z. Jelonkowi.

Dział Naukowy
Instytutu Radjotechnicznego
w Warszawie.
Grudzień 1932 r.

uzyskania prostolinijnej charakterystyki pracy. Również wspomina on polepszeniu stałości częstotliwości, jednak żadnych danych nie przytacza.

SYNCHRONIZACJA DRGAŃ DWÓCH OSCYLATORÓW LAMPOWYCH.

(Komunikat wstępny).

La synchronisation de deux oscillateurs à lampes.

Dr. Witold Majewski.

Sommaire.

L'auteur examine la réaction mutuelle de deux oscillateurs dont la puissance est du même ordre de grandeur. Les oscillateurs sont couplés par l'intermédiaire d'un circuit, sur la capacité duquel on mesure la tension. On a observé que près du point de resonance-cette tension n'est pas fonction univoque de la capacité de l'oscillateur; sa valeur dépend du sens des variations de cette capacité. Comme la forme des courbes observées diffère un peu de celle obtenue pour l'effet connu sous le nom „attirage”, l'examen plus détaillé sera effectué.

Wstęp.

Dwa samowzбудne oscylatory lampowe, wytwarzające drgania o częstotliwościach mało różniących się, sprzężone ze sobą, drgają z częstotliwością wspólną; zachodzi tu zjawisko synchronizacji drgań dwu układów oscylujących. Badania tego zagadnienia są bardzo nieliczne. Było ono rozpatrzone, w przypadku najprostszym, przez E. V. Appleton'a [1] i B. van der Pol'a [2], którzy badali synchronizację dwóch oscylatorów różnych mocy, zanedbując przytem oddziaływanie słabszego na silniejszy, przez co sprowadzali je do badania wpływu drgań wymuszonych w samowzбудnie drgającym układzie. H. G. Möller [3] obserwował zjawisko synchronizacji drgań przy dostrajaniu audjonu do fali anteny odbiorczej. Przy zbliżaniu się do fali anteny słyszymy w słuchawce, umieszczonej w obwodzie anodowym, dźwięk, powstały wskutek interferencji drgań własnych audjonu z drganiami indukowanymi przez antenę. Przy zmniejszaniu różnicy częstotliwości między drganiami audjonu

i anteny wysokość tonu obserwowanego dźwięku maleje, aż wreszcie w pobliżu punktu rezonansu znika. Po obu stronach punktu rezonansu obserwujemy więc pewien obszar, w którym niema dudnień: audjon drga z częstotliwością anteny, niezależnie od swego dostrojenia. Zachodzi tu zjawisko zmiany częstotliwości drgań własnych audjonu, wywołane przez drgania anteny, co robi wrażenie, że drgania własne są przeciągane przez drgania wymuszone. Rozstrojenie pomiędzy audjonem i anteną wpływa w tym przypadku wyłącznie na zmianę różnicy faz pomiędzy obu drganiami.

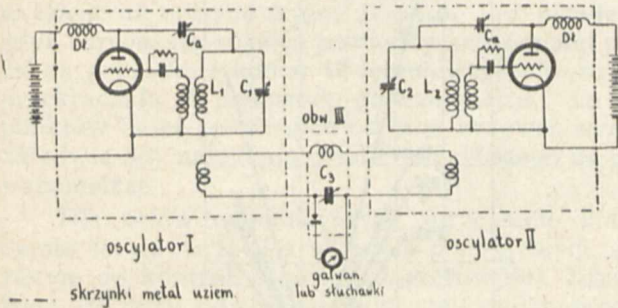
Analogiczne zjawiska obserwujemy, badając powstawanie dudnień w obwodzie rezonansowym, na który działają indukcyjnie dwa niezależne od siebie oscylatory lampowe. O ile moce oscylatorów są tego samego rzędu i sprzężenia z obwodem rezonansowym nie są zbyt słabe, zjawiska zachodzące tu mają charakter bardziej skomplikowany i nieliniowy, co wyklucza możliwość interpretacji ich przez stosowanie często przyjmowanej zasady superpozycji drgań. W pobliżu punktu rezonansu występuje tu również synchronizacja drgań obu oscylatorów, lecz w postaci bardziej złożonej. Z przypadkiem tego rodzaju spotykamy się w laboratoryjnej technice pomiarowej przy stosowaniu t. zw. metody dudnień. Metoda ta zastosowana po raz pierwszy w r. 1919 przez L. Pungs'a i G. Preuner'a [4] do pomiarów bardzo małych pojemności i samoindukcji, zyskała duże zastosowanie w różnych dziedzinach fizyki i techniki.

Przy zestawianiu aparatury dudnieniowej w Instytucie Radjotechnicznym zaobserwowano nowe

zjawisko, wiążące się z zagadnieniem synchronizacji drgań dwu oscylatorów; wyjaśnienie tego zjawiska jest celem prowadzonych obecnie badań.

Opis aparatury.

Na rys. 1 przedstawiono schemat połączeń. Używano oscylatory typu Meissnera, w których zastosowano równoległe zasilanie anody, a do obwodu siatki włączono kondensator (200 cm.) z równoległe połączonym oporem (0,1 M Ω). Podstawą wyboru takiego schematu oscylatorów były badania F. Maske [5], G. Grüneisen'a i E. Merkel'a [6]



Rys. 1.

oraz W. Weihe [7] nad stałością częstotliwości oscylatorów lampowych. Pojemność w obwodzie anodowym C_a była rzędu kilkudziesięciu cm. Początkowo używano cewek koszykowych, potem cylindrycznych. Dla uskutecznienia w obwodzie drgań oscylatora b. małych zmian pojemności, dołączano do kondensatora C_1 : a) odpowiednio zestawiony potencjometr pojemnościowy, pozwalający na określanie zmiany pojemności rzędu 1 cm., lub b) kondensator typu Kohlruscha, którego pojemność można było zmieniać w granicach od 2 do 100 cm., przy czym 1 podziałce odpowiadała zmiana pojemności rzędu 0,08 cm., c) kondensator typu G. Zicknera, w którym zmiana pojemności, odpowiadająca 1 podziałce wynosiła 0,04 cm.

Oscylatory były sprzężone z obwodem III za pomocą cewek o 1—2 zwojach. Obwód ten był bądź obwodem rezonansowym, bądź aperiodycznym, co osiągnęto przez zastąpienie kondensatora obrotowego C_3 dużą pojemnością rzędu 2 μ F. Wszystkie sprzężenia regulowało się przez zbliżanie lub rozsuwanie cewek, których położenia oznaczano na odpowiednich skalach. Równoległe do pojemności obwodu III był włączony detektor i galwanometr lub słuchawka. Wszystkie części aparatury były ekranowane, druty łączące poszczególne części umieszczono w osłonach metalowych, uziemionych.

Używane w doświadczeniach długości fal drgań oscylatorów były zawarte w granicach od 100 do 500 metrów.

Galwanometr wskazówkowy o czułości 10^{-6} A był umieszczony w odległości 1—2 m. od aparatury. Regulacja pojemności odbywała się przy pomocy długich pałeczek ebonitowych. Pomiary uskutecziano po mniej więcej 2 godzinach żarzenia się lamp; chodziło bowiem o otrzymanie ustalonych warunków.

Zasada pomiaru.

W obwodzie III zachodzi interferencja S.E.M., indukowanych przez oba oscylatory; o ile różnica ich częstotliwości nie jest zbyt duża, otrzymujemy

drżanie wypadkowe o amplitudzie zmiennej z częstotliwością słyszalną. W telefonie usłyszymy pewien dźwięk. Przy zmianie pojemności oscylatora I w ten sposób, by różnica częstotliwości obu oscylatorów malała, zauważymy, że wysokość tonu maleje, a w pobliżu punktu rezonansu dźwięk zanika, zjawiając się z tą samą wysokością tonu po jego drugiej stronie. Istnieje więc pewien obszar ciszy dokoła punktu rezonansu, w którym oba oscylatory drgają z częstotliwością wspólną. Zmiana stałych obwodu jednego z oscylatorów nie wywołuje w tym obszarze zmiany jego częstotliwości, a zmianę fazy obu drgań, jak to wskazują rozważania Möllera [3], Appleton'a [1] i van der Pol'a [2].

Obwód III był zazwyczaj dostrajany do rezonansu z obwodem II. W obszarze ciszy mierzono prąd galwanometrem, umieszczonym na miejscu słuchawki.

Wyniki doświadczeń.

Pierwsze doświadczenia były robione z nieekranowanymi oscylatorami, zmontowanymi prowizorycznie na desce. Używano cewek koszykowych. Małe zmiany pojemności uskutecziano zapomocą potencjometru pojemnościowego. Zmiana natężenia prądu w obwodzie III w zależności od pojemności C_1 w obszarze ciszy (w słuchawce niema dźwięku) w pobliżu punktu rezonansu przedstawiona jest na rys. 2. Powyżej punktu A mamy obszar dułnień, w słuchawce słyszymy pewien dźwięk, wysokość jego tonu maleje wraz ze wzrostem pojemności, a w punkcie A znika, pojawiając się znowu powyżej punktu B. Natężenie prądu w obszarze ciszy początkowo maleje, przechodzi przez minimum (punkt C), poczem wzrasta. Wielkość obszaru ciszy (ab), wartość minimum natężenia prądu, nachylenie krzywej po obu stronach tego minimum zależą od stałych obwodów oscylacyjnych, a w pierwszy rzędzie od wielkości sprzężenia oscylatorów z obwodem III. Czułość metody jest bardzo duża: zmiana położenia obserwatora, przysunięcie ręki do oscylatora, lub niewielkie przesunięcie drutów na stole wywołuje już duże zmiany natężenia prądu, powstawanie dźwięku w słuchawce lub wyraźną zmianę wysokości jego tonu. Na rys. 3 wskazano zmiany kształtu krzywej w zależności od zmian sprzężenia oscylatorów z obwodem III. Przejście od krzywej 1 do 2-ej było wywołane zmniejszeniem sprzężenia oscylatora II, a od 2 do 3-ej zmniejszeniem sprzężenia oscylatora I z obwodem III.

Wpływ zmiany oporu, włączonego szeregowo z galwanometrem, na natężenie prądu wskazują krzywe, przedstawione na rys. 4. Widać, że wzrost oporu powoduje zmniejszenie nachylenia obu gałęzi krzywej i jej niewielkie przesunięcie. Wartość min. natężenia prądu pozostaje prawie bez zmiany. Zaobserwowano również wzrost obszaru ciszy wraz z oporem.

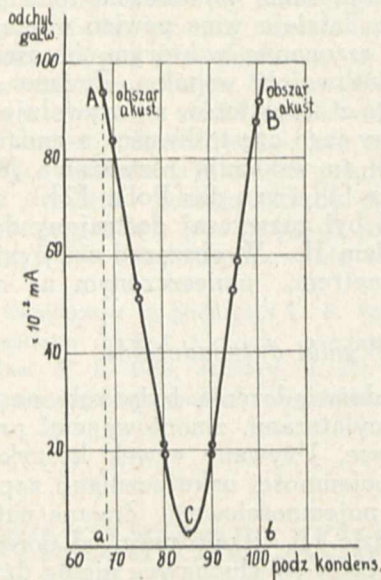
Z całego szeregu otrzymanych krzywych widać zupełnie wyraźnie, że po obu stronach minimum natężenia prądu istnieje zależność linjowa pomiędzy zmianą pojemności oscylatora I, a obserwowanymi zmianami natężenia prądu.

Przy nieodpowiednio dobranych sprzężeniach obu oscylatorów z obwodem III można otrzymać krzywą kształtu nieregularnego, jak to wskazuje rys. 5.

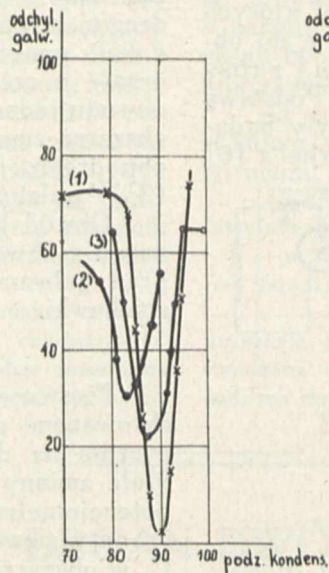
Przechodząc do pomiarów dokładniejszych i chcąc się uniezależnić od zewnętrznych wpływów pojemnościowych, umieszczono oscylatory i połączenia w odpowiednich ekranach uziemionych. Potencjometr pojemnościowy zastąpiono kondensatorem Kohlrauscha lub Zicknera

(10^{-5} A) przedstawia zmianę pojemności rzędu 0,006 cm/podz. galwanometru.

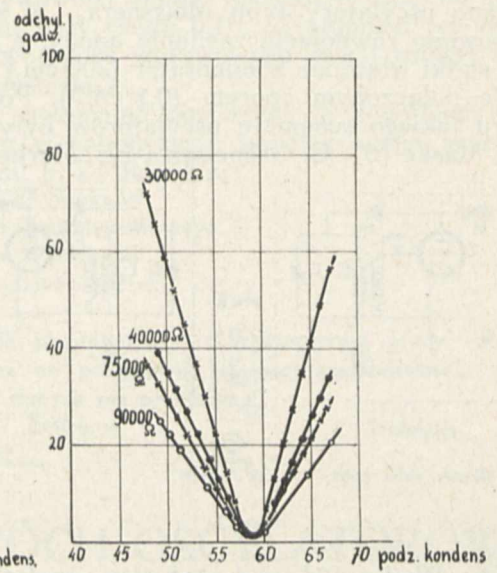
Wykonywując pomiary przy tak daleko posuniętej dokładności zauważono, że niema jednoznacznej zależności między natężeniem prądu w galwanometrze, a wielkością pojemności oscylato-



Rys. 2.



Rys. 3.



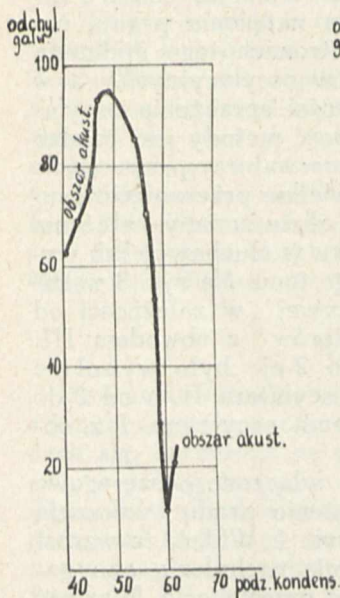
Rys. 4.

Otrzymaną krzywą wskazuje rys. 2. Krzywa ACB obejmuje teraz zmianę pojemności oscylatora I, wynoszącą około 1-go cm. Zmiana natężenia prądu, odpowiadająca 1 podziałce galwanometru

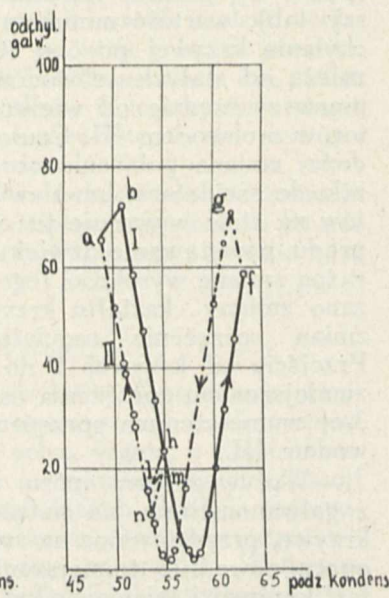
ra I. Tej samej wielkości pojemności odpowiadają dwie wartości natężenia prądu w zależności od tego, czy posuwamy się od mniejszych do większych pojemności, czy też odwrotnie. W rezultacie otrzymuje się zamkniętą pętlę, którą mamy na rys. 6. Widzimy, że obie krzywe mają dokładnie ten sam kształt i są przesunięte równoległe względem siebie, przyczem po lewej stronie minimum natężenia prądu wzrost pojemności odpowiada krzywej wyższej, spadek zaś niższej, odwrotne zależności zachodzą po stronie prawej. W ten sposób przy zwiększaniu pojemności otrzymujemy krzywą I-a (rys. 6), przy zmniejszaniu II-a. Przejście z jednej krzywej na drugą odbywa się w sposób ciągły. W chwili zmiany kierunku obrotu gałki kondensatora obserwuje się zazwyczaj raptowną zmianę natężenia prądu w kierunku poprzednich zmian, poczem przejście na drugą krzywą odbywa się w sposób łagodny. Przejścia takie są wskazane na rys. 6-ym przez odcinki *ab, cde, fg*. Odwracając kierunek niewielkich zmian pojemności w sposób zupełnie dowolny można otrzymać szereg punktów pomiędzy obu krzywami, powracając stale przy większej zmianie na jedną z krzywych: na rys. 6 *hemn*, na rys. 7 (w powiększonej skali) *abcde*. Przy kilkakrotnym powtarzaniu pomiarów otrzymywano stale tę samą pętlę. Przesunięcie krzywych w danym wypadku wynosi w skali pojemności około 0,1 cm.

Analogiczne zjawisko obserwujemy, ustalając w słuchawce punkt zanikania dudnień, który przesuwa się o tę samą ilość podziałek kondensatora w zależności od kierunku jego zmian. Np. przy wzroście pojemności otrzymywaliśmy obszar ciszy od podziałki 46 do 66, a przy spadku od podziałki 44 do 64.

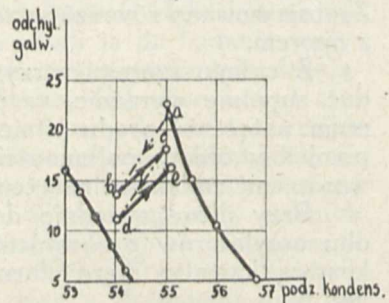
Doświadczenia te wskazują zupełnie wyraźnie na istniejącą dążność do przetrzymywania tego sta-



Rys. 5.



Rys. 6.



Rys. 7.

nu, który istnieje w chwili odwrócenia kierunku zmian pojemności.

Dla ustalenia zmian w czasie natężenia prądu pomiary były powtórzone przy zmianach pojemności w odstępach dziesięciminutowych. Natężenie prądu odczytywano bezpośrednio po zmianie i przed każdą nową zmianą pojemności. Biorąc różnicę tych dwu wielkości zauważamy, iż dla lewej gałęzi krzywej mają one wartość ujemną dla prawej dodatnią, zaś ich wartość bezwzględna maleje przy zbliżaniu się do minimum krzywej. Regularność tych zmian jest zastanawiająca, jednak wpływ zaobserwowanych zmian natężenia prądu w czasie na opisane wyżej zjawisko jest niewielki, gdyż największa różnica pomiędzy natężeniami prądu na początku i końcu 10-minutowego okresu nie przekraczała 4 podziałek galwanometru, co dla punktów daleko położonych od min. krzywej wynosi zaledwie 3% natężenia prądu, odczytanego na galwanometrze.

Dla celów orientacyjnych sprzęgnięto indukcyjnie oscylator II-gi z układem pomiarowym, służącym do kontroli stałości częstotliwości. Zauważono, że przy odwróceniu kierunku zmian pojemności w obszarze ciszy częstotliwość oscylatora II-go zmienia się o wielkość rzędu 30 do 40 cykli/sek.

Dla zorientowania się co do charakteru zaobserwowanego zjawiska powtarzano pomiary wielokrotnie, zmieniając w badanym układzie różne wielkości. Zwiększono opór galwanometru przez dołączenie w szereg z nim dużych oporów od 5000 do 90 000 Ω , zmieniano stałe obwodów drgających, sprzężenie generatorów z obwodem III, w którym kondensator obrotowy zastąpiono przez dużą pojemność stałą (2 μ F), otrzymując w ten sposób obwód aperiodyczny. Osłabiono również znacznie sprzężenie oscylatorów z obwodem III, w którym zamiast detektora kryształkowego zastosowano lampowy układ detektorowy i wzmacniacz. Sprzężano również obwód drgań II generatora z obwodem III za pomocą obwodu pośredniego, zawierającego lampę ekranowaną, jednocześnie zmniejszając napięcie na anodzie lampy I oscylatora, a zwiększając na anodzie lampy II-go.

W doświadczeniach tych zmieniał się kształt krzywej i wartości minimum prądu. Przesunięcie równoległe krzywych otrzymywanych dla różnych kierunków zmian pojemności oscylatora I było stale obserwowane. Wielkość przesunięcia zmieniała się w stosunkowo niewielkich granicach.

Wnioski.

Przeprowadzone doświadczenia wskazują, że przy bardzo dokładnych pomiarach w obwodzie drgań, na który działają dwa jednakowe generatory o mocach tego samego rzędu, nie można zjawisk, zachodzących w pobliżu punktu rezonansu obu oscylatorów interpretować, stosując zasadę superpozycji drgań. Zjawiska zachodzące tu mają charakter nieliniowy i poprzez obwód III zachodzi między nimi wzajemne oddziaływanie, którego usunięcie napotyka na duże trudności techniczne, o ile wogóle jest możliwe w tym przypadku.

Zaobserwowane zjawisko zależności natężenia prądu w obwodzie III od kierunku zmian pojemno-

ści obwodu drgań oscylatora I posiada charakter ogólny i przypadkowym wpływem przypisać go nie można. Powstające w układzie stany oscylacyjne nie są jednoznacznie wyznaczone przez stałe obwodu, zależą bowiem od stanów, w których układ znajdował się poprzednio.

Porównyując wyniki doświadczeń ze zjawiskiem znanym w radiotechnice pod nazwą przeciągania [8, 9, 10], możemy zauważyć:

a) w zjawisku przeciągania otrzymujemy zmiany częstotliwości układu, zachodzące w sposób nieciągły, dla dwu określonych wartości pojemności obwodu pośredniego i tylko w tych punktach zachodzi nagłe przejście z jednej krzywej na drugą (por. krzywe otrzymane przez W. Seitza [8]), pozatem zaś zmiany częstotliwości odbywają się w sposób ciągły. W zjawisku przez nas obserwowanym przejście z jednej krzywej na drugą można otrzymać przy dowolnej wartości pojemności w badanym obszarze (rys. 6).

b) w zjawisku przeciągania przy stopniowym dostrajaniu możemy przeprowadzić układ do stanu nietrwałego, to znaczy, że po przerwaniu drgań i powtórnym ich wzbudzeniu otrzymuje się inną wartość natężenia prądu. Nic podobnego nie zaobserwowano podczas naszych doświadczeń: po przerwaniu i ponownym wzbudzeniu drgań w dowolnych punktach krzywej otrzymywano stale te same wartości natężenia prądu.

c) zjawisko przeciągania jest obserwowane w układzie, składającym się z jednego obwodu o wzbudzeniu własnym, sprzężonym z obwodem strojonym. Zjawisko obserwowane przez nas zachodziło w układzie bardziej złożonym, w którym są dwa obwody o wzbudzeniu własnym, sprzężone między sobą obwodem rezonansowym lub aperiodycznym. Do czynników występujących w zjawisku przeciągania dołącza się tutaj jeszcze wzajemne oddziaływanie obu generatorów. Wydaje się, że zjawisko przeciągania mogłoby być rozpatrywane, jako szczególnie przypadek zjawisk obserwowanych przez nas.

Opierając się na wynikach badań, przeprowadzonych przez E. V. Appleton'a [1] i Balth. van der Pol'a [2, 11, 12] nad układami prostszemi nasuwają się następujące przypuszczenia, dotyczące warunków powstawania zaobserwowanej pętli:

1) każda z obu krzywych tworzących pętlę odpowiada stałej częstotliwości, wspólnej dla obu generatorów (synchronizacja).

2) zmiana natężenia prądu przy przestrajaniu jednego z oscylatorów stale w jednym kierunku (w granicach małych zmian) jest wywołana przez zmianę fazy drgań obu generatorów.

Ze względów zaś na symetrię układu można przypuszczać:

3) że jedna z krzywych odpowiada przeciąganiu jednego z oscylatorów przez drugi, druga zaś przeciąganiu drugiego przez pierwszy.

Postawione hipotezy należy w danej chwili traktować z pewnymi zastrzeżeniami, gdyż wymagają one jeszcze bliższych badań tak teoretycznych, jak i doświadczalnych.

Dział Naukowy
Instytutu Radjotechnicznego
w Warszawie.

WYKAZ LITERATURY.

[1] E. V. Appleton. The Synchronisation of Triode Oscillators. Proc. of the Cambridge Phil. Soc. 21. 231. 1922.

[2] Balth. van der Pol. Forced Oscillations in a Circuit with non linear Resistance Phil. Mag. 3. 65. 1927.

[3] H. G. Möller. Über störungsfreien Gleichstromempfang mit dem Schwingaudion. Zeitschr. für drahtl. Telegr. u. Tel. 17. 257. 1921.

[4] L. Pungs u. G. Preuner. Verfahren zur Messung sehr kleinen Kapazitäten u. Induktivitäten Phys. Zeitschr. 20. 543. 1919.

[5] F. Maske. Beitrag zur Herstellung konstanter Schwingungsfrequenzen einen Röhrengenerators. Phys. Zs. 30. 197. 1929.

[6] G. Grüneisen u. E. Merkel. Ein Röhrensender als Normaltonskala Zs. für Phys. 2. 277. 1920.

[7] W. Weihe. Die Messung von Kapazitäten mit dem Überlagerungsverfahren. Zs. für Hochfrequenztechnik 32. 186. 1928.

[8] W. Seitz. Über das Zeihen von Senderröhren. Jahrb. drahtl. Telegr. u. Telef. 15.460.1920.

[9] J. Groszkowski. Radjotechnika, Warszawa, 1932.

[10] H. G. Möller. Die Elektronenröhren.

[11] E. V. Appleton u. Balth. van der Pol. On a Type of Oscillations-Hysteresis in a simple Triode Generator. Phil. Mag. 43. 177. 1922.

[12] Balth. van der Pol. On Oscillations Hysteresis in a triode Generator with two Degrees of freedom. Phil. Mag. 43. 700. 1922.

WYTWARZANIE DRGAŃ WIELOFAZOWYCH W UKŁADACH DYNATRONOWYCH*).

L'Obtention des oscillations polyphasées à l'aide des systèmes dynatroniques.

Prof. Dr. Janusz Groszkowski.

Sommaire.

On examine les systèmes polyphasés oscillants, excités à l'aide du dynatron. L'expression pour la fréquence ainsi que pour la condition limite d'entretien est donnée.

Wstęp. Drgania elektryczne wielofazowe, wzbudzone po raz pierwszy przez Mesny'ego¹⁾ przy pomocy lamp trójelektrodowych ze sprzężeniem zwrotnym (a następnie rozpatrywane teore-

tycznie przez A. Arenberga²⁾), dają się również wytwarzać w układach dynatronowych. Te ostatnie układy, wobec braku sprzężenia zwrotnego, są bardziej przejrzyste, aniżeli układy z lampami trójelektrodowymi. Ponadto są one interesujące ze względu na możliwość ustalania się w nich jednego z dwóch różnych stanów pracy.

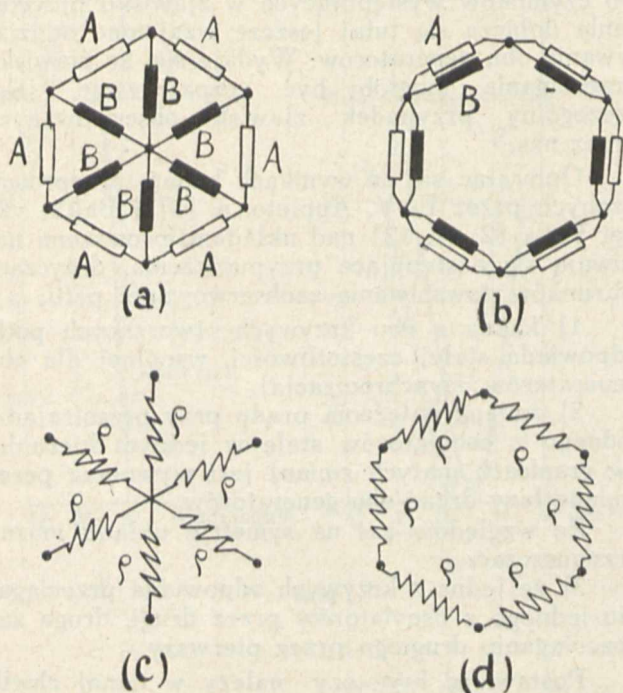
Układy generacyjne wielofazowe. Układy obwodów generacyjnych wielofazowych można podzielić na układy gwiazdowe (rys. 1a) i układy wielobokowe (rys. 1b). Podobnie, dołączanie ujemnego oporu dynatronu może być gwiazdowe (rys. 1c) lub wielobokowe (rys. 1d), przy czym zestawienie wzajemne układu obwodów z układem dynatronów może być dowolne: gwiazda z gwiazdą, wielobok z wielobokiem lub gwiazda z wielobokiem. Co się tyczy struktury obwodów, istnieje tu wzajemność między elementami tworzącymi boki oraz promienie gwiazd pod warunkiem, że części składowe urojone wyrazów A i B są znaku przeciwnego, a więc możliwe są kombinacje

$$A = S - jY \quad i \quad B = R + jX \quad . \quad (1, 2)$$

$$\text{albo } A = R + jX \quad i \quad B = S - jY \quad . \quad (3, 4)$$

otrzymane przez nałożenie rys. 1 (c) na (a) lub (d) na (b), albo (d) na (a) lub (c) na (b).

Ze względu na łatwość zasilania (wspólne źródła energii lamp dynatronowych) oraz prostszą budowę elementów obwodu wygodniejsze są układy gwiazdowe obwodów i dynatronów, tembardziej, iż są to układy bardziej interesujące, bowiem układy wielobokowe obwodów sprowadzają się do wielu obwodów jednofazowych, połączonych między sobą w węzłach. Natomiast w układach gwiazdowych obwody te zostały skojarzone między sobą, co wywiera wpływ tak na częstotliwość układu, jak i na warunek podtrzymywania drgań.



Rys. 1.

*) Porówn. J. Groszkowski. „Obtention des oscillations polyphasées à l'aide des systèmes dynatroniques”. L'onde électrique, 1932, v. 11.

¹⁾ R. Mesny, Onde électrique, 1925, s. 232.

²⁾ A. Arenberg, Wiestnik Elektrotech. 1931, Nr. 1, str. 13.

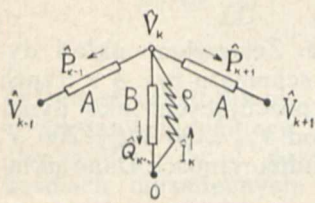
Układy gwiazdowe. Najogólniejsza postać jednego człona Nr. „k” symetrycznego układu obwodów gwiazdowych, pobudzanego symetrycznym układem dynatronów, przedstawiona jest na rys. 2. Przy podanych tam oznaczeniach możemy ustalić następujące równania:

$$Q_k \cdot B = V_k ; \quad -I_k \rho = V_k \quad . . . (5, 6)$$

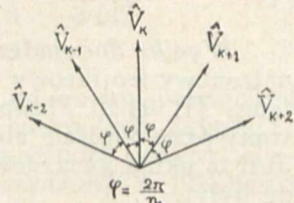
$$P_{k-1} \cdot A = V_k - V_{k-1} ; \quad P_{k+1} \cdot A = V_k - V_{k+1} \quad (7, 8)$$

$$I_k - Q_k - P_{k-1} - P_{k+1} = 0 \quad . . . (9)$$

Ponieważ punkty V_{k-1}, V_k i V_{k+1} stanowią węzły symetrycznego wieloboku zamkniętego, przeto potencjały tych punktów mogą być albo równe co



Rys. 2.



Rys. 3.

do amplitudy i fazy, albo równe co do amplitudy, lecz wzajemnie przesunięte kolejno o kąt (rys. 3)

$$\varphi = \frac{2\pi}{n} \quad (10)$$

jeśli n jest ilością boków wieloboku (ilością faz układu generacyjnego). W tym drugim przypadku będziemy mieli

$$\angle (V_k, V_{k-1}) = \varphi \quad (11)$$

$$\angle (V_k, V_{k+1}) = -\varphi \quad (12)$$

a przeto

$$V_{k-1} = V_k [\cos \varphi + j \cdot \sin \varphi] \quad . . (13)$$

$$V_{k+1} = V_k [\cos \varphi - j \cdot \sin \varphi] \quad . . (14)$$

Wyrażając prądy Q, P i I z równań (5), (6), (7) i (8) za pomocą napięć V_k, V_{k+1} i V_{k-1} , a następnie napięcia V_{k-1} i V_{k+1} przez V_k z równań (13) i (14), po wstawieniu do równania (9) otrzymamy po skróceniu przez V_k równanie

$$\frac{1}{\rho} + \frac{1}{B} + \frac{2}{A} (1 - \cos \varphi) = 0 \quad . . (15)$$

Ponieważ

$$1 - \cos \varphi = 2 \sin^2 \frac{\varphi}{2} = 2 \sin^2 \frac{\pi}{n} \quad . . (16)$$

przeto (15) przybiera postać

$$\frac{\rho}{1} + \frac{1}{B} + \frac{4}{A} \sin^2 \frac{\pi}{n} = 0 \quad . . (17)$$

1. Układ gwiazdowy indukcyjności. Przyjmując kształt A i B określony przez (1) i (2), a więc $A = S - jY, B = R + jX$. . (1, 2)

równanie (17) przedstawimy jako

$$\left(RS + XY + S\rho + 4R\rho \sin^2 \frac{\pi}{n} \right) + j \left(SX - RY + Y\rho + 4X\rho \sin^2 \frac{\pi}{n} \right) = 0 \quad . . (18)$$

Przyrównując część urojoną do zera

$$SX - RY + Y\rho + 4X\rho \sin^2 \frac{\pi}{n} = 0 \quad . (19)$$

i podstawiając

$$X = \omega Y \quad L = \frac{1}{\omega C} \quad . . (20, 21)$$

określmy częstotliwość jako

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \frac{1 + \frac{R}{\rho}}{4 \sin^2 \frac{\pi}{n} + \frac{S}{\rho}} \quad . . . (22)$$

Warunek graniczny podtrzymywania drgań określimy z zależności

$$RS + XY + S\rho + 4R\rho \sin^2 \frac{\pi}{n} = 0 \quad . (23)$$

jako

$$\rho = - \frac{RS + \frac{L}{C}}{4RS \sin^2 \frac{\pi}{n} + S} \quad . . . (24)$$

2. Układ gwiazdowy pojemności. W przypadku gdy

$$A = R + jX, \quad B = S - jY \quad . . (3, 4)$$

równania na częstotliwość i graniczną oporność będą

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \frac{4 \sin^2 \frac{\pi}{n} + \frac{R}{\rho}}{1 + \frac{S}{\rho}} \quad . . . (25)$$

$$\rho = - \frac{RS + \frac{L}{C}}{4 \sin^2 \frac{\pi}{n} + R} \quad . . . (26)$$

Tablica 1.

$n =$	(2)	3	4	5	6
"★L"					
$\omega_0^2 \cong$	$\frac{1}{4LC}$	$\frac{1}{3LC}$	$\frac{1}{2LC}$	$\frac{1}{1,4LC}$	$\frac{1}{LC}$
$\rho \cong$	$-\frac{L}{C(S+4R)}$	$-\frac{L}{C(S+3R)}$	$-\frac{L}{C(S+2R)}$	$-\frac{L}{C(S+1,4R)}$	$-\frac{L}{C(S+R)}$
"★C"					
$\omega_0^2 \cong$	$\frac{4}{LC}$	$\frac{3}{LC}$	$\frac{2}{LC}$	$\frac{1,4}{LC}$	$\frac{1}{LC}$
$\rho \cong$	$-\frac{L}{C(R+4S)}$	$-\frac{L}{C(R+3S)}$	$-\frac{L}{C(R+2S)}$	$-\frac{L}{C(R+1,4S)}$	$-\frac{L}{C(R+S)}$

Tablica I podaje wartości ω^2 oraz ρ dla kilku wartości n (ilości faz) w układzie gwiazdowym indukcyjności i pojemności, w założeniu

$$\frac{R}{\rho} \ll 1 \quad \text{ i } \quad \frac{S}{\rho} \ll 1.$$

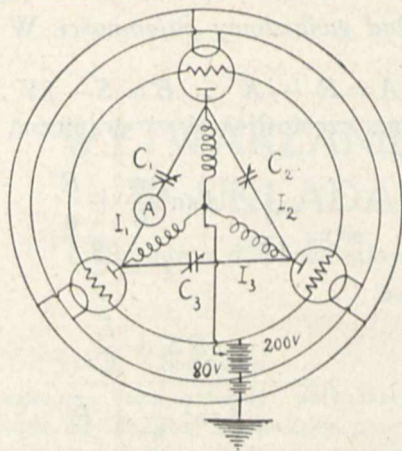
Inny stan pracy układu. W przypadku, gdy (np. w układzie gwiazdowym indukcyjności) posiadają one — co zazwyczaj ma w rzeczywistości

miejsce — pewne pojemności własne C_0 , ustalić się może również inny stan pracy, określony częstotliwością własną cewek. Wówczas n układów gwiazdowych oporności ujemnych ρ oraz n układów gwiazdowych obwodów rezonansowych LC_0 pracuje równolegle; dla układów tych mamy równania

$$\omega^2 \cong \frac{1}{LC_0} \dots \dots \dots (27)$$

$$\rho \cong -\frac{L}{CR} \dots \dots \dots (28)$$

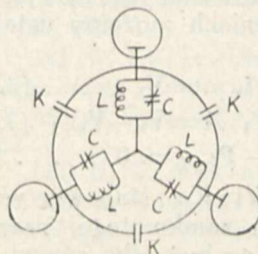
przyczem potencjały V_1, V_2, V_3, V_n są oczywiście równe co do fazy i amplitudy. Jest to możliwe dzięki temu, iż wobec warunku $C_0 \ll C$ po-



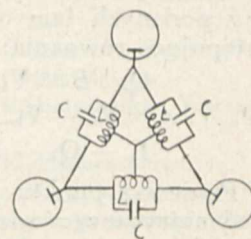
Rys. 4.

jemność C można rozpatrywać jako zwarcie dla prądów częstotliwości tego drugiego stanu. Ponieważ wyrażenie $4 \sin^2 \frac{\pi}{n}$ dla układów o niezbyt dużej ilości faz jest większe od jedności, przeto warunek (28) jest łatwiej spełniany w układzie generacyjnym, aniżeli warunek (24). Z tego

względem stan odpowiadający drganiom wielofazowym jest znacznie trudniejszy do uzyskania i często przechodzi w stan, określony przez (27) i (28).



Rys. 5.



Rys. 6.

Wyniki doświadczeń. Zestawiono układ dynatronowy trójfazowy wg. schematu rys. 4 z trzech lamp TB 04/10 Philipsa, pracujących jako dynatrony przy napięciu elektrod $V_{ao} = 80$ V, $V_{so} = 200$ V. Jest to układ gwiazdowy indukcyjności. Dane układu były:

$L_1 \cong L_2 \cong L_3 \cong 0,55 \mu H$, $C_1 \cong C_2 \cong C_3 = 700 \mu F$. Prądy w gałęziach pojemności rzędu 75 mA.

Częstotliwość układu (zmierzona) wynosiła ok. 150 kc ($\omega = 94000$), co potwierdza słuszność wzoru $\omega^2 \cong \frac{1}{3LC}$. Podobne wyniki dał układ rys. 6,

który w zasadzie sprowadza się do układu rys. 4. Natomiast układ rys. 5, w którym skojarzenie faz odbywa się przy pomocy niewielkich pojemności

K , daje częstotliwość określoną wzorem $\omega^2 = \frac{1}{LC'}$, co jednak nie jest w sprzeczności ze wzorem $\omega^2 = \frac{1}{3L'K}$, gdzie L' jest pewną zastępczą indukcyjnością obwodu LC dla tej częstotliwości ω .

Dział Naukowy
Instytutu Radjotechnicznego
w Warszawie.
Wrzesień 1932.

CZĘSTOTLIWOŚĆ ASYMETRYCZNYCH UKŁADÓW OSCYLACYJNYCH WIELOFAZOWYCH.

La fréquence des systèmes oscillants polyphasés asymétriques.

J. Groszkowski i B. Ryniejski.

Sommaire.

On a examiné la fréquence du système oscillant triphasé asymétrique (excité à l'aide des dynatrons) en fonction des écartements des capacités par rapport à celles qui correspondent à la symétrie.

Wstęp.

Wielofazowe układy oscylacyjne dotychczas rozpatrywane należą do typu układów symetrycznych. Niniejsza praca zajmuje się układami wielofazowymi asymetrycznymi pod względem częstotliwości generowanych oscylacji. Ponieważ przy rozważaniu tego rodzaju układów natrafia się na bardzo skomplikowane i żmudne w rozwiązywaniu wyrażenia matematyczne, przeto ograniczono się

tylko do układów trójfazowych; niemniej jednak otrzymane wyniki pozwalają wyciągnąć już pewne wnioski odnośnie układów bardziej złożonych.

W rozważaniach poniższych opierano się na układach oscylacyjnych, pobudzanych dynatronem, rozpatrzonych uprzednio przez jednego z nas¹⁾. Układy te, dzięki większej swej przejrzystości, nadają się bardziej aniżeli układy ze sprzężeniem zwrotnym do tego rodzaju rozważań.

Układ symetryczny.

Rys. 1 przedstawia trójfazowy układ dynatronowy, sprowadzający się do schematu jak na

¹⁾ J. Groszkowski, Wielofazowe układy dynatronowe. Przegl. Radjotechn. 1933 r.

rys. 2. W przypadku symetrii, a więc gdy wszystkie elementy jednego rodzaju są jednakowe, częstotliwość wytwarzanych oscylacji (w granicznym stanie pracy) wyraża się wzorem²⁾

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \cdot \frac{1 + \frac{R}{\rho}}{\frac{S}{\rho} + 4 \cdot \frac{\sin^2 \pi}{3}} \dots (1')$$

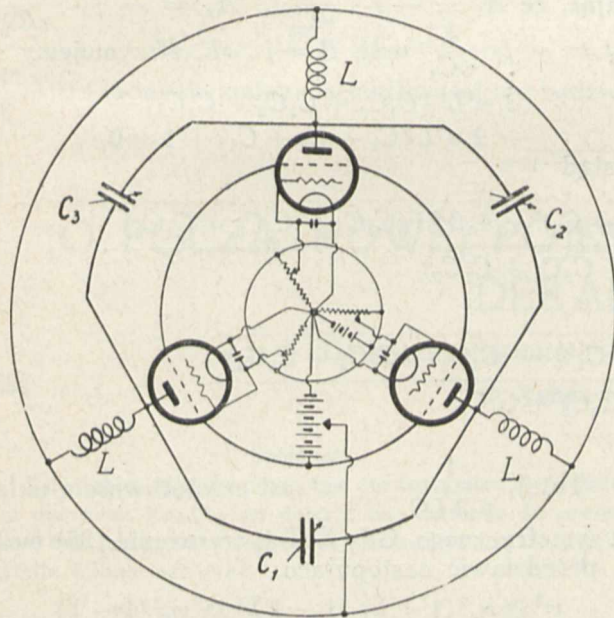
Jeśli $\frac{R}{\rho} \ll 1$ oraz $\frac{S}{\rho} \ll 1$, wówczas można (1) napisać:

$$\omega_0^2 \approx \frac{1}{LC} \cdot \frac{1}{4 \cdot \frac{\sin^2 \pi}{3}} = \frac{1}{3LC} \dots (2')$$

Zależność częstotliwości ω_0 od zmiany pojemności C (zmiany jednakowe we wszystkich gałęziach: $\Delta C_1 = \Delta C_2 = \Delta C_3$), przy wszystkich innych wielkościach niezmiennych, otrzymamy z (2) przez różniczkowanie, jako:

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C} \dots (3')$$

W tych warunkach układ zmienia swą częstotliwość, nie przestając być symetrycznym.



Rys. 1.

Układ asymetryczny.

Założmy, iż asymetria w układzie wywołana jest wyłącznie zmianami pojemności C_1, C_2 i C_3 od wartości $C_1 = C_2 = C_3 = C$ o przyrosty $\Delta C_1, \Delta C_2$ i ΔC_3 , przyczem $\Delta C_1 \neq \Delta C_2 \neq \Delta C_3$. Wykres symetryczny napięć przekształca się w wykres asymetryczny (rys. 3), gdzie napięcia, zamiast $V_1 = V_2 = V_3 = V$, przyjmują wartości $k_1 V, k_2 V, k_3 V$ i są przesunięte już nie o kąty 120° , lecz o kąty, różniące się od 120° odpowiednio o $\Delta l_1, \Delta l_2$ i Δl_3 . Przyjmując $R=0$ oraz $S=0$ i wprowadzając oznaczenia $A = -j \cdot \frac{1}{\omega C}, B = j \cdot \omega L$, otrzymamy układ

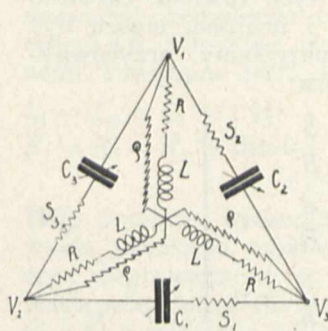
jak na rys. 4. Układamy dla niego następujące równania prądów i spadków napięć:

$$Q_1 + Q_2 + Q_3 = 0 \quad (1) \quad P_3 - P_1 - Q_2 = 0 \quad (3)$$

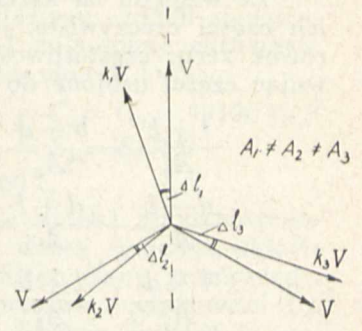
$$P_2 - P_3 - Q_1 = 0 \quad (2) \quad P_1 - P_2 - Q_3 = 0 \quad (4)$$

$$Q_1 = \frac{V_1}{B} \quad (5) \quad Q_2 = \frac{V_2}{B} \quad (6) \quad Q_3 = \frac{V_3}{B} \quad (7)$$

$$P_1 = \frac{V_3 - V_3}{A_1} \quad (8) \quad P_2 = \frac{V_3 - V_1}{A_2} \quad (9) \quad P_3 = \frac{V_1 - V_2}{A_3} \quad (10)$$



Rys. 2.



Rys. 3.

Oznaczając napięcie w układzie symetrycznym przez V , otrzymamy tu zależność:

$$V_1 = k_1 V [\text{cs}(0^\circ + \Delta l_1) + j \cdot \text{sn}(0^\circ + \Delta l_1)] \quad (11)$$

$$V_2 = k_2 V [\text{cs}(120^\circ + \Delta l_2) + j \cdot \text{sn}(120^\circ + \Delta l_2)] \quad (12)$$

$$V_3 = k_3 V [\text{cs}(240^\circ + \Delta l_3) + j \cdot \text{sn}(240^\circ + \Delta l_3)] \quad (13)$$

Po przekształceniu równań (11), (12) i (13) i założeniu

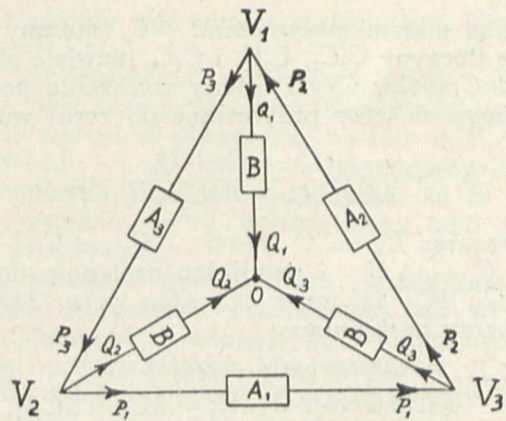
$$\text{cs } \Delta l \approx 1 \quad \text{sn } \Delta l \approx \Delta l$$

otrzymujemy układ równań:

$$V_1 = k_1 V \cdot (1 + j \cdot \Delta l_1) \dots (14)$$

$$V_2 = \frac{1}{2} k_2 V \cdot [-(1 + \sqrt{3} \cdot \Delta l_2) + j \cdot (\sqrt{3} - \Delta l_2)] \quad (15)$$

$$V_3 = \frac{1}{2} k_3 V \cdot [1 - (-\sqrt{3} \cdot \Delta l_3) - j \cdot (\sqrt{3} + \Delta l_3)] \quad (16)$$



Rys. 4.

Podstawiając (14), (15) i (16) do (8), (9) i (10), a następnie uwzględniając równania (1)-(7) i wprowadzając oznaczenia

$$2 k_1 = a \quad 2 k_1 \Delta l_1 = b \quad k_2 (1 + \sqrt{3} \cdot \Delta l_2) = m$$

$$k_2 (\sqrt{3} - \Delta l_2) = d \quad k_3 (1 - \sqrt{3} \cdot \Delta l_3) = e$$

$$k_3 (\sqrt{3} + \Delta l_3) = f \dots (17)$$

²⁾ L. c.

otrzymamy 3 równania typu $M+j.N=0$, a mianowicie

$$\left(\frac{e+a}{A_2} + \frac{a+m}{A_3} + \frac{a}{B}\right) + j \left(\frac{f+b}{A_2} + \frac{b-d}{A_3} + \frac{b}{B}\right) = 0 \quad (18)$$

$$\left(\frac{a+m}{A_3} + \frac{m-e}{A_1} + \frac{m}{B}\right) + j \left(\frac{d-b}{A_3} + \frac{d+f}{A_1} + \frac{d}{B}\right) = 0 \quad (19)$$

$$\left(\frac{e-m}{A_1} + \frac{e+a}{A_2} + \frac{e}{B}\right) + j \left(\frac{f+d}{A_1} + \frac{f+b}{A_2} + \frac{f}{B}\right) = 0 \quad (20)$$

Ze względu na kształt tych równań, zarówno ich części rzeczywiste, jak i urojone, muszą być równe zeru; częstotliwość określamy, przyrównując części urojone do zera:

$$\left. \begin{aligned} \frac{f+b}{A_2} + \frac{b-d}{A_3} + \frac{b}{B} &= 0 \\ \frac{d-b}{A_3} + \frac{d+f}{A_1} + \frac{d}{B} &= 0 \\ \frac{f+d}{A_1} + \frac{f+b}{A_2} + \frac{f}{B} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots (21)$$

Rozwiązując powyższy układ równań (21), znajdujemy, po wyrugowaniu czynników b , d i f , zależność następującą:

$$3B^2(A_1 + A_2 + A_3) + 2B(A_1A_2 + A_2A_3 + A_1A_3) + A_1A_2A_3 = 0 \dots (22)$$

Wobec tego, że $A_{1,2,3} = f(\omega, C_{1,2,3})$ oraz $B = f(\omega)$, równanie (22) pozwoli na znalezienie interesującej nas zależności

$$\omega = f(C_1, C_2, C_3)$$

$$\omega^2 = \frac{2L(C_1 + C_2 + C_3) \pm \sqrt{4L^2(C_1 + C_2 + C_3)^2 - 4 \cdot 3L^2(C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3)}}{2 \cdot 3L^2(C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3)}$$

Po skróceniu przez $2L$ i po uproszczeniu

$$\omega^2 = \frac{(C_1 + C_2 + C_3) \pm \sqrt{(C_1^2 + C_2^2 + C_3^2) - (C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3)}}{3L \cdot (C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3)} \dots (23)$$

Operując małymi przyrostami ΔC , możemy przyjąć, że iloczyny C_1C_2 , C_2C_3 i C_1C_3 niewiele się różnią od C_1^2 , C_2^2 , C_3^2 , a wtedy wyrażenie podpierwiastkowe możemy przyrównać do zera; wówczas

$$\omega^2 \cong \frac{C_1 + C_2 + C_3}{3L(C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3)} \dots (24)$$

Podstawiając $C_1 = C + \Delta C_1$, $C_2 = C + \Delta C_2$, $C_3 = C + \Delta C_3$ i pomijając następnie iloczyny $\Delta C_1 \Delta C_2$, $\Delta C_2 \Delta C_3$ oraz $\Delta C_1 \Delta C_3$, wzór (24) przekształcamy następująco:

$$\begin{aligned} \omega^2 &\cong \frac{3C + (\Delta C_1 + \Delta C_2 + \Delta C_3)}{3L[3C^2 + 2C(\Delta C_1 + \Delta C_2 + \Delta C_3)]} = \\ &= \frac{1}{3LC} \cdot \frac{1 + \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_1}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_2}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_3}{C}\right)}{1 + 2\left(\frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_1}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_2}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_3}{C}\right)} = \\ &= \frac{1}{3LC} \cdot \frac{1 + \Sigma}{1 + 2 \cdot \Sigma}, \end{aligned}$$

$$\text{gdzie } \Sigma = \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_1}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_2}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_3}{C}\right). \quad (25)$$

lub

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = f\left(\frac{\Delta C_1}{C}, \frac{\Delta C_2}{C}, \frac{\Delta C_3}{C}\right).$$

Równanie (22) może posłużyć nam dla pewnego sprawdzenia; gdy, mianowicie, przyjmiemy $A_1 = A_2 = A_3 = A$, powinniśmy otrzymać układ symetryczny 3-fazowy, dla którego, jak wiadomo,

$$\omega_0^2 = \frac{1}{3LC}.$$

Rzeczywiście:

$$3B^2 \cdot 3A + 2B \cdot 3A + A^3 = 0$$

stąd, po skróceniu przez A ,

$$9B^2 + 6AB + A^2 = (3B + A)^2 = 0$$

więc

$$3B + A = 0$$

co daje, wobec $A = -j \cdot \frac{1}{\omega C}$ oraz $B = j \cdot \omega L$,

$$3 \cdot j \cdot \omega L - j \cdot \frac{1}{\omega C} = 0,$$

a stąd

$$\omega^2 = \frac{1}{3LC}.$$

Wracając do wzoru ogólnego (22) i uwzględniając, że $A_1 = -j \cdot \frac{1}{\omega C_1}$, $A_2 = -j \cdot \frac{1}{\omega C_2}$, $A_3 = -j \cdot \frac{1}{\omega C_3}$ oraz $B = j \cdot \omega L$, otrzymujemy

$$3 \omega^4 L^2 (C_1C_2 + C_2C_3 + C_1C_3) - 2 \omega^2 L (C_1 + C_2 + C_3) + 1 = 0,$$

a stąd

Tutaj $\frac{1}{\sqrt{3LC}} = \omega_0$ jest częstotliwością układu symetrycznego. Gdy $\Sigma \ll 1$, wyrażenie (25) można przedstawić następująco:

$$\omega^2 \cong \omega_0^2 (1 + \Sigma) (1 - 2\Sigma) \cong \omega_0^2 (1 - \Sigma)$$

A zatem

$$\Sigma = \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2} \cong 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0},$$

jeśli oznaczymy

$$\Delta \omega = \omega_0 - \omega.$$

Wobec zależności $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \cong \frac{\Delta \omega}{\omega}$, oraz po podstawieniu wartości na Σ , otrzymujemy ostatecznie:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_1}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_2}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_3}{C} \right). \quad (26)$$

Wzór (26) jest zupełnie ogólny i pozwala określić zmiany częstotliwości, zachodzące w rozpatrywanym generatorze 3-fazowym przy zmianie pojemności jego kondensatorów o ΔC_1 , ΔC_2 i ΔC_3 ,

(oczywiście pod warunkiem, że zmiany te nie będą zbyt wielkie, t. j. $\Delta C \ll C$, przy dużych bowiem zmianach pojemności może wogóle nastąpić zerwanie się drgań).

Wypadki szczególne.

Rozpatrzmy teraz kilka możliwych przypadków szczególnych:

$$\Delta C_1 = \Delta C_2 = \Delta C_3 = \Delta C \quad . \quad . \quad . \quad (1)$$

$$\text{Wtedy } \frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \cdot 3 \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C}{C} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C},$$

a więc otrzymujemy zależność, podaną już poprzednio dla układu symetrycznego.

$$\Delta C_1 \neq 0; \quad \Delta C_2 = \Delta C_3 = 0 \quad . \quad . \quad . \quad (2)$$

wtedy

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{6} \cdot \frac{\Delta C_1}{C}$$

$$\Delta C_1 \neq 0; \quad \Delta C_2 \neq 0; \quad \Delta C_3 = 0 \quad . \quad . \quad . \quad (3)$$

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_1}{C} + \frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C_2}{C} \right)$$

gdy w p. 3

$$\Delta C_1 = \Delta C_2$$

wówczas

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{3} \cdot \frac{\Delta C}{C}$$

Gdy

$$\Delta C_1 = -\Delta C_2; \quad \Delta C_3 = 0 \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

$\frac{\Delta \omega}{\omega} = 0$ (żadnych zmian częstotliwości nie będzie).

Gdy wreszcie

$$\Delta C_1 = -\Delta C_2; \quad \Delta C_3 \neq 0 \quad . \quad . \quad . \quad (6)$$

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{6} \cdot \frac{\Delta C_3}{C}, \text{ a więc wypadek 2.}$$

(tak, jak gdyby zmienioną została pojemność tylko kondensatora C_3).

Wyniki doświadczalne.

Celem sprawdzenia słuszności powyższych rozważań zestawiono trójfazowy układ dynatronowy wg. schematu rys. 1 z lampami ekranowanymi Tungstram S407. Dane układu były:

$$\begin{aligned} L_1 = L_2 = L_3 = 1 \text{ H} \quad C_1 = C_2 = C_3 = 19100 \text{ } \mu\text{p.F} \\ R_1 = R_2 = R_3 \cong 140 \text{ } \Omega \quad S_1 = S_2 = S_3 \cong 0 \\ f \cong 660 \text{ c.} \end{aligned}$$

Przy pomocy potencjałów siatek pliodynatronowych, uzyskano możliwie dobrą symetrię układu oraz doprowadzono go blisko stanu granicznego. Następnie zmieniano nieznacznie pojemności C_1 , C_2 i C_3 i mierzono metodą liczenia dudnień (z częstotliwością kamertonowego generatora porównawczego) odpowiednie zmiany częstotliwości.

Zgodność wyników doświadczalnych ze wzorami teoretycznymi zawierała się w granicach przewidywanych błędów doświadczenia.

Dział Naukowy

Instytutu Radjotechnicznego

w Warszawie.

Październik 1932 r.

O POCZĄTKOWEJ POJEMNOŚCI KONDENSATORÓW DEKADOWYCH.

De la capacité initiale des condensateurs à décades.

J. Kahan i S. Dierewianko.

Sommaire.

Les tables d'étalonnage des condensateurs à décades sont discutées. Ensuite est donnée une méthode de présentation des tables dans lesquelles l'ambiguïté causée par la capacité initiale est évitée.

Jednym z częściej używanych sprzętów w laboratorjach fizycznych i technicznych jest kondensator zmienny skokami w szerokich granicach pojemności. Kondensatory takie spotykamy w dwóch odmianach: wtyczkowe i pokrętne. Obie nazwy pochodzą od sposobu łączenia równoległe poszczególnych pojemności, z jakich składa się kondensator, łączenia niezbędnego dla otrzymania na zaciskach zewnętrznych dowolnej wartości pojemności. W kondensatorach wtyczkowych pojemności włączamy przez zatykanie odpowiednich kołków; w kondensatorach pokrętnych — przy pomocy specjalnego pokrętnego przełącznika.

W każdym kondensatorze wtyczkowym mamy szereg pojemności stałych, jak np. 100, 200, 300 i 400 $\mu\text{p.F}$, 1000, 2000, 3000 i 4000 $\mu\text{p.F}$ i t. d., które łączone równoległe dają na zaciskach zewnętrznych wartości pojemności dowolne co 100 $\mu\text{p.F}$ w granicach 100 $\mu\text{p.F}$ — 1 $\mu\text{p.F}$ i wyżej. Mogą być

również układy pojemności stałych 100, 200, 200 i 500 $\mu\text{p.F}$ i t. d.

W kondensatorach pokrętnych mamy również jedną z dwu wyżej podanych kombinacji pojemności lub wprost 10 pojemności po 100 $\mu\text{p.F}$, 10 — po 1000 $\mu\text{p.F}$ i t. d., które są łączone równoległe przełącznikiem. Ponieważ pojemności są tu montowane grupami po 10, kondensatory takie noszą nazwę dekadowych.

Na zaciskach zewnętrznych kondensatora w zależności od położenia przełącznika lub wtyczek mamy pojemność, składającą się z dołączonych pojemności poszczególnych kondensatorów (C_1 , C_2 , C_3 i t. d.) oraz pojemność istniejącą między doprowadzeniami; pozatem w kondensatorach pokrętnych dochodzi pojemność samego przełącznika. Wszystkie te pojemności dodatkowe są w kondensatorze wielkością stałą. Jeśli kondensator jest opancerzony (a każdy dobry kondensator powinien mieć ekran), to do pojemności dodatkowych, wyżej wymienionych, dochodzą pojemności cząstkowe między częściami składowymi poszczególnych kondensatorów i opancerzeniem, zależne od sposobu zmontowania kondensatorów w pudle metalowym. Pojemności te obejmujemy jedną ogólną

nazwą jako pojemność początkowa kondensatora c .

Przy skalowaniu takiego kondensatora ustawia się przełącznik (względnie wtyczki) w poszczególne położenia i mierzy się na zaciskach wartości pojemności K_1, K_2, K_3 i t. d. Wyniki pomiarów ujmuje się w postaci tabeli skalowania. Jeśli teraz chcemy mieć jakąś pojemność złożoną, np. $K_1 + K_2$, to zdawałoby się, że wystarczy zsumować odpowiednie wartości K_1 i K_2 , wzięte z tabeli. Takie postępowanie byłoby zupełnie błędne, gdyż na zmierzoną wartość pojemności K_1 składa się pojemność przyłączonego kondensatora C , oraz pojemność początkowa c , co można wyrazić jako:

$$K_1 = C_1 + c$$

Podobnie mamy

$$K_2 = C_2 + c.$$

Biorąc sumę tych wartości, otrzymalibyśmy:

$$K_1 + K_2 = C_1 + C_2 + 2c.$$

Tymczasem przez włączenie K_1 i K_2 , zostały w rzeczywistości włączone pojemności C_1 i C_2 oraz pojemność początkowa c czyli prawdziwa wartość pojemności:

$$K_{1+2} = C_1 + C_2 + c.$$

czyli: $K_{1+2} = K_1 + K_2 - c.$

Z podanego przykładu widać, że racjonalną tabelę skalowania należy układać w wartościach C , a nie K : najpierw należy zmierzyć pojemność początkową c (t. zn. wszystkie wtyczki wyjęte lub przełączniki w położeniu zero), następnie poszczególne kolejne wielkości K , od których każdorazowo należy odjąć wartość c ; tę ostatnią również należy podać w tabeli skalowania. Wartość pojemności uzyskanej przez ustawienie przełącznika (lub wtyczek) należy znajdować jako sumę wartości odpowiednich C_n , wziętych z tabeli, plus pojemność początkowa c .

Pojemność początkowa c wynosi normalnie kilkudziesiąt mikromikrofaradów, a więc wpływa w znacznym stopniu na dekadę pierwszą ($10 \times 100 \mu\mu\text{F}$), w mniejszym stopniu na następną, przyczem np. w dekadzie pierwszej, składającej się z pojemności po $100 \mu\mu\text{F}$, będzie stanowić wielkość bardzo niepożądaną, gdyż zakładając np. $c = 30 \mu\mu\text{F}$, musimy (jako C_1) pierwszy kondensator dać $70 \mu\mu\text{F}$, drugi 100 , trzeci 100 i t. d., wtedy: $K_1 = 70 + 30 = 100 \mu\mu\text{F}$, $K_2 = 70 + 100 + 30 = 200 \mu\mu\text{F}$ i t. d.

Jeśli zamiast układu dziesięciu kondensatorów mamy pojemności $100, 200, 300$ i $400 \mu\mu\text{F}$, to należy dać:

$$\begin{aligned} C_1 &= 70 \mu\mu\text{F} \\ C_2 &= 170 \mu\mu\text{F} \\ C_3 &= 270 \mu\mu\text{F} \\ C_4 &= 370 \mu\mu\text{F} \end{aligned}$$

lecz wtedy, chcąc uzyskać pojemność np. $500 \mu\mu\text{F}$, to:

$K_5 = C_1 + C_4 + c = 70 + 370 + 30 = 470 \mu\mu\text{F}$
poza to jeszcze gorzej będzie dla $1000 \mu\mu\text{F}$:

$$K_{10} = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + c = 910 \mu\mu\text{F}.$$

Z tego widać, że przy takim układzie kondensatorów zrobienie dobrej pojemności zmiennej do $1000 \mu\mu\text{F}$ będzie wogóle niemożliwe. Można by tu nieco powiększyć C_1, C_2, C_3, C_4 np.

$$\begin{aligned} C_1 &= 80 \mu\mu\text{F} \\ C_2 &= 180 \mu\mu\text{F} \end{aligned}$$

$$C_3 = 280 \mu\mu\text{F}$$

$$C_4 = 380 \mu\mu\text{F}$$

wtedy:

$$K_1 = 110 \mu\mu\text{F}$$

$$K_2 = 210 \mu\mu\text{F}$$

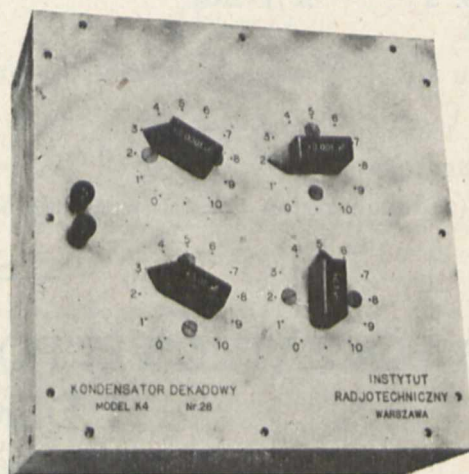
$$K_5 = 490 \mu\mu\text{F} \text{ zamiast } 500 \mu\mu\text{F}$$

$$K_{10} = 950 \mu\mu\text{F} \text{ zam. } 1000 \mu\mu\text{F}$$

Otrzymujemy w tym wypadku poprawienie większych wartości pojemności kosztem wybitnego pogorszenia pojemności małych.

Z podanych wyżej powodów jest zupełnie jasnym, dlaczego w kondensatorach zmiennych najmniejszą wartością pojemności jest najczęściej $1000 \mu\mu\text{F}$. Wtedy pojemność początkowa jest groźna tylko dla tej najmniejszej wielkości pojemności, a dla paru tysięcy mikromikrofaradów nie odgrywa już prawie żadnej roli.

Jeśli przy projektowaniu kondensatorów zmiennych zwrócimy uwagę na pojemność początkową, to przez odpowiednią konstrukcję samego przełącznika oraz staranny montaż poszczególnych części możemy jej wielkość wybitnie zmniejszyć.



Rys. 1.

Ze zmierzonych w Instytucie Radjotechnicznym pojemności początkowych różnych kondensatorów niemieckich i angielskich okazało się, że wynosi ona dla pierwszych od 60 do $70 \mu\mu\text{F}$ (najmniejsza dekada $10 \times 1000 \mu\mu\text{F}$), dla drugich — około $40 \mu\mu\text{F}$ (najmniejsza dekada $10 \times 1000 \mu\mu\text{F}$). Tymczasem wykonane w Instytucie Radjotechnicznym modele kondensatorów dekadowych, mimo iż były całkowicie ekranowane, co wybitnie zwiększa pojemność początkową, miały tę wartość równą $20-25 \mu\mu\text{F}$, przyczem najmniejsza dekada była $10 \times 100 \mu\mu\text{F}$. Na rys. 1 podano widok zewnętrzny takiego czterodekadowego kondensatora o pojemności zmiennej w granicach $100 \mu\mu\text{F} - 1 \mu\text{F}$.

Całe niniejsze rozumowanie dotyczy kondensatorów t. zw. precyzyjnych, t. zn. kondensatorów o pojemności rzeczywistej, zbliżonej do wartości nominalnej w granicach $0,5 - 2\%$, przyczem zachowana jest stałość wartości poszczególnych pojemności w czasie lepsza niż $0,1\%$.

Dział Modeli
Instytutu Radjotechnicznego
w Warszawie.
Wrzesień 1932.

AUTOMATYCZNA KOMPENSACJA W WOLTOMIERZACH LAMPOWYCH.

Compensations automatique dans les voltmètres à lampes.

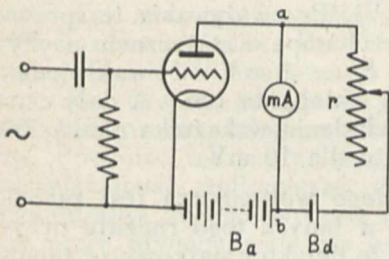
Prof. Dr. J. Groszkowski i inż. S. Dierewianko.

Sommaire.

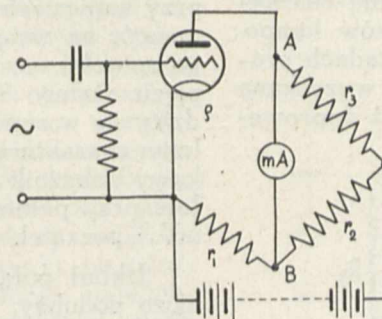
Plusieurs moyens de compensation du courant anodique dans les voltmètres à lampes sont discutés. Ensuite, les auteurs présentent un voltmètre à deux lampes avec lampe amplificatrice fonctionnant en même temps comme lampe de compensation.

W praktyce radjotechnicznej często zachodzi konieczność kompensowania początkowej wartości prądu anodowego w lampach elektronowych.

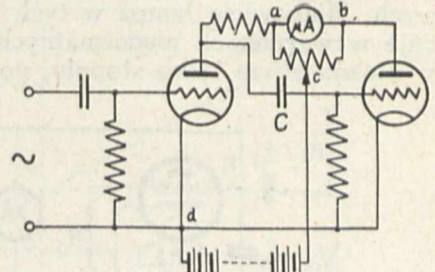
Kompensacja taka jest powszechnie stosowana w całym szeregu gotowych układów pomiarowych napięcia zmiennego, opartych na detekcji siatkowej bądź anodowej. Układy te w codziennym użytku w laboratorjach noszą nazwę „woltomierzy lampowych”. Istnieje wiele rozmaitych układów woltomierzy, w których najlepsze warunki pracy lampy elektronowej jako detektora, są ściśle określone jej początkowym potencjałem siatki i wielkością napięcia anodowego. W tych warunkach, jeśli na siatce lampy elektronowej niema napięcia zmiennego, w jej obwodzie anodowym płynie pewien prąd anodowy. Po przyłożeniu na siatkę napięcia zmiennego, następuje zmiana prądu anodowego w tym lub innym kierunku, zależnie od rodzaju detekcji. Zmiany te stanowią normalnie tylko drobną część prądu całkowitego; ponieważ zaś mają one określać wielkość przyłożonego na siatkę napięcia zmiennego, muszą być dokładnie odczytywane, co może być skutecznie wtedy tylko, gdy początkowy prąd anodowy zostanie skompensowany do zera i w obwód zostanie wstawiony przyrząd odpowiednio czulszy, który pozwoli na dokładniejsze odczytywanie zmian tego prądu.



Rys. 1.



Rys. 2.



Rys. 3.

obie baterje B_a i B_d , oporność lampy (dla prądu stałego) i oporność r ; miliamperomierz znajduje się w przekątnej mostku. Ponieważ jednak baterja dodatkowa (B_d) ma zwykle parę woltów wobec kilkudziesięciu woltów baterji anodowej (B_a) i jest normalnie innego typu, t. zn. posiada inną pojemność elektryczną, to przy wahaniach obu napięć występują w punktach ab zmiany potencjału różne, zależne od każdorazowego stanu obu bateryj; nasuwa się więc myśl połączenia obu bateryj w jedną całość, co zostało przedstawione na rys. 2.

Rys. 2 jest w zasadzie przekształconym rysunkiem 1, w którym baterje zastąpiono oporami r_1 i r_2 , a zasilanie dano na drugiej przekątnej mostku. Zakładając: $r_1 = r_2$ oraz oporność lampy dla prądu stałego $= r_3$, otrzymamy, że przyrząd jest załączony między punktami A i B o równych potencjałach, czyli pokaże zero. Nieznaczne zmiany napięcia zasilającego powodują w tym wypadku prawie te same zmiany potencjałów w punktach A i B , a ponieważ są one jednokierunkowe, więc praktycznie nie naruszają położenia zera na miliamperomierzu, gdy niema napięcia zmiennego na siatce lampy. Jednakże jeśli chodzi o zwiększenie czułości układu i lampa detektorowa jest poprzedzona wzmacniającą, a napięcie zmienne przychodzi na siatkę lampy wzmacniającej, to zamiast miliamperomierza (np. o skali 0,5 mA) należy dać mikroamperomierz (o pełnej skali 100 μ A lub jeszcze mniej), wtedy nawet nieznaczne wahania napięcia zasilającego będą naruszały w sposób wyraźny równowagę przyrządu i zero nie zostanie zachowane. Dzieje się to dlatego, że oporność wewnętrzna lampy elektro-

nowej dla prądu stałego

Studując możliwości zastosowania różnych rodzajów kompensacji, łatwo dojdziemy do wniosku, że większość spotykanych typów kompensacji można w zasadzie sprowadzić do układu, rys. 1. Na rysunku tym z baterji dodatkowej B_d przez przyrząd płynie prąd w kierunku odwrotnym od kierunku prądu anodowego; przez regulację oporności r , względnie napięcia baterji dodatkowej, można łatwo otrzymać zero na miliamperomierzu.

Układ taki (rys. 1) jest w zasadzie układem mostkowym, w którym mamy ramiona param:

nie jest wielkością stałą, lecz zmienia się, czyli chcąc zachować równowagę układu przy zmianach napięcia zasilającego, należy zamiast oporu r_3 dać drugą lampę o takich samych własnościach. Lampa taka będzie służyła wyłącznie jako oporność kompensująca, przyczem należałoby nieco zmodyfikować układ, by móc ją żarzyć ze wspólnej baterji. W ten sposób woltomierz dwulampowy, w którym napięcie jest wzmacniane i detekowane, składałby się z trzech lamp, gdyż dochodziłaby zasadniczo niewykorzystana lampa kompensująca.

Można uniknąć stosowania trzeciej lampy, dając również mostkowy układ auto-kompensujący (rys. 3), składający się z dwóch lamp. Pomijając sprzężenie pojemnościowe między lampami (kondensator C), otrzymujemy dla prądu stałego jako ramiona mostku oporności ac i cb oraz ad (lampa lewa + jej oporność anodowa) i bd — lampa prawa; mikroamperomierz włączony jest w jedną przekątną mostku, napięcie zasilające w drugą. Napięcie zmienne jest wzmacniane w pierwszej lampie i detekowane w drugiej, a zmiany prądu anodowego tej ostatniej są odczytywane na mikroamperomierzu μA , załączonym do obwodu anodowego obu lamp różnicowo. Lampy pracują przy różnych wartościach prądów anodowych: wzmacniająca przy początkowym potencjale siatki ujemnym, detektorowa — bliskim zera. Jednakże przez odpowiedni dobór lamp tego samego typu można osiągnąć dość dużą zgodność w zachowaniu się ich oporności dla prądu stałego przy wahaniami napięcia anodowego. Przy zastosowaniu mikroampero-

mierza o czułości $1 \mu A$ na działkę, jeśli zmiany prądu mają być możliwie małe, należy zastosować lampy o jaknajmniejszych bezwzględnych wartościach prądów anodowych. Z tego wynika, że najodpowiedniejszemi będą tu lampy ekranowane. Użycie tych lamp jest korzystne jeszcze z tego względu, że pozwala na uzyskanie większego wzmocnienia przed detektorem.

Opierając się na układzie kompensacji rys. 2, skonstruowano w Instytucie Radjotechnicznym woltomierz dwulampowy. Zmiany napięcia anodowego o $\pm 6\%$ dawały zmiany kompensacji o $\pm 20\%$ całej skali przyrządu. Tymczasem inny woltomierz lampowy w układzie auto kompensującym (schemat ideowy rys. 3) — dał przy wahaniami obu napięć zasilających: anodowego i żarzenia o -10% zmiany kompensacji rzędu $0,5\%$.

Dział Modeli

Instytutu Radjotechnicznego

w Warszawie.

Sierpień 1932.

WOLTOMIERZ Z LAMPĄ DWUSIATKOWĄ.

Voltmètre à tetrode.

Inż. Stanisław Wolski.

Sommaire.

Dans l'introduction l'auteur attire l'attention sur les conditions défavorables du travail des lampes électroniques, qui sont usées dans les voltmètres cathodiques, circonstance causée par l'emploi de basses tensions d'alimentation. En suite, il donne la description d'un volt-ampèremètre à courant alternatif avec la tetrode, alimenté par une seule source de la tension continue de 12 V. La sensibilité de l'appareil correspondant à une déviation totale de l'aiguille est env. 250 mV et $1 \mu A$. La surcharge — de 20 à 100 fois.

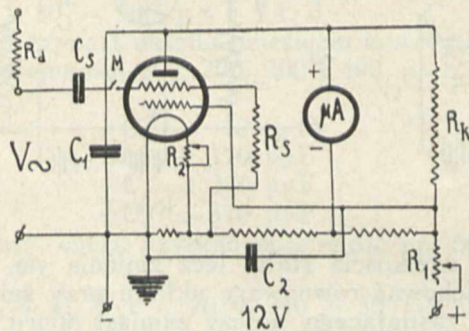
Większość stosowanych obecnie układów woltomierzów jednolampowych posiada wadę charakterystyczną dla elektrycznych mierników lampowych. Mianowicie lampa w tych przyrządach pracuje w warunkach nienormalnych, jest wyzyskana w nieznacznym tylko stopniu, ponieważ doprowa-

poniżej $0,5 - 0,3$ woltów należało już stosować układy wielolampowe z wysokimi napięciami zasilającymi.

Próby mające na celu zwiększenie czułości tych przyrządów przy zachowaniu prostoty układu i nieuciążliwych w eksploatacji napięć zasilających są często ogłaszane w periodycznej literaturze technicznej.

Podczas analogicznych prób, przeprowadzanych w Instytucie Radjotechnicznym, zwrócono uwagę na lampy dwusiatkowe w tem założeniu, że lampy tego właśnie typu, jako pracujące normalnie przy napięciach około $10-20$ woltów, usuną wspomnianą na wstępie wadę przy utrzymaniu prostego sposobu zasilania układu (np. jedno źródło napięcia stałego $8-12$ V). Przewidywania te sprawdziły się w zupełności. Lampa o statycznym nachyleniu charakterystyki $S_a = 1 \text{ mA/V}$ i zwykły cewkowy wskaźnik prądu stałego do $100 \mu A$ dały czułość przy pełnym wychyleniu wskaźnika około 250 mV i początek odczytu dla 10 mV .

Układ połączeń tego woltomierza jest zasadniczo podobny, jak i w innych tego rodzaju przyrządach (rys. 1). Jest to detektor siatkowy ze skompensowanym początkowym prądem anodowym. Stałe napięcia zasilające, równe w sumie około $11,5$ woltów, brane są z odpowiednich odgałęzień potencjometru, zasilanego z zewnątrz jednym źródłem napięcia ok. $12-14$ V. Zastosowana tutaj detekcja siatkowa obciąża nieco mierzone źródło; obciążenie to jednak jest tak nieznaczące, że może nie być brane pod uwagę. Wejściowa oporność omowa wynosi około $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$, co jest przeważnie zupełnie wystarczające. Maksymalną oporność przyrządu można podnieść aż do $5 \text{ M}\Omega$. Dalsze zwiększenie tej oporności jest zbyt trudne i trudne zresztą do osiągnięcia ze względu na trudności przy uzyski-



Rys. 1.

dzone do niej napięcia są zbyt małe ($6-10$ V), wskutek czego czułość tych przyrządów jest mała. Np. jedne z najlepszych angielskich woltomierzy lampowych mają czułość do $2-4$ woltów przy użyciu bardzo czułego galwanometru (unipivot) jako wskaźnika prądu stałego. Dla zakresu

waniu tak dużych i zarazem dość statecznych oporów szeregowych, oraz ze względu na możliwy już w tych zakresach wpływ zmiany izolacji zacisków doprowadzających. Detekcja siatkowa daje poza tym znacznie lepszy kształt krzywej wzorcowania, niż anodowa, co stanowi nader korzystną okoliczność w przyrządach lampowych.

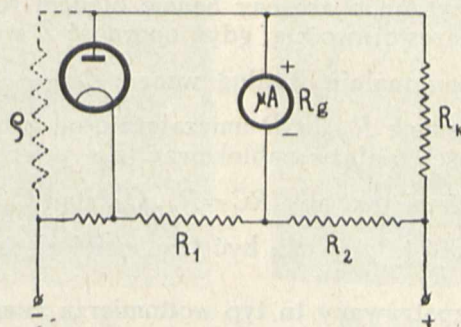
Początkowy prąd anodowy, wynoszący około 1 mA, jest skompensowany, dzięki czemu można użyć wskaźnika znacznie czulszego (np. do 100 μ A) i zwiększyć w ten sposób czułość przyrządu. Oporność R_k , włączona w szereg z napięciem kompensującym, musi być kilkakrotnie większa od jego oporności własnej, w przeciwnym bowiem razie czułość przyrządu maleje.

Regulacja początkowego punktu pracy jest następująca. Doprowadzone napięcie zasilające mierzy się wskaźnikiem prądu stałego po włączeniu w jego obwód odpowiedniego oporu szeregowego R_n . Potencjometr zasilany tem napięciem stałym daje następnie to napięcie na elektrody lampy: katodę, anodę i do obwodu kompensacji. Oczywiście jest, że w tych wypadkach wyregulowanie całkowitego napięcia zasilającego jest równoważne wyregulowaniu wszystkich poszczególnych napięć. Zasadniczo wyregulowanie napięcia zasilającego powinno być wystarczające. Oporność w obwodzie kompensacji R_k jest dobrana tak, by dla dobrze wyregulowanych napięć prąd anodowy był równy zeru. Lampa jednak zmienia z czasem niektóre swoje dane, a między nimi i prąd anodowy, nawet przy zachowaniu stałych napięć zasilających. Główną tego przyczyną jest wahanie się emisji katody i spadek jej w miarę zużycia; należy zatem tę emisję utrzymywać na stałym poziomie. Spadek emisji katody jest równoważny wzrostowi oporności w jej obwodzie, można więc uzyskać stałą wartość emisji, a więc i prądu anodowego, włączając w obwód katody regulowaną oporność R_2 (rys. 1).

Stołość prądu anodowego zależy jeszcze w znacznym stopniu od stateczności elementów mostka detekcyjnego; szczególnie zmienność oporności R_s wpływa wybitnie na potencjał siatki, a stąd i na prąd anodowy. Początkowy prąd anodowy wynosi ok. 1 mA; tyleż oczywiście wynosi prąd kompensacji. Tak mały prąd anodowy jest z wielu względów bardzo dogodny. Przedewszystkiem wymaga małego napięcia kompensacji lub pozwala zwiększyć R_k , co jest pożądane, gdyż R_k bocznikując wskaźnik prądu stałego, obniża czułość woltomierza. Powtóre, tak mały prąd anodowy zwiększa przeciążalność woltomierza, gdyż nawet po przyłożeniu zbyt dużego napięcia mierzonego, największy prąd, płynący wówczas przez przyrząd, może być równy conajwyżej prądowi kompensacji (prąd anodowy równy jest wtedy zeru). Potrzebie, chwilowe wahania napięcia zasilającego oraz nierównomierności emisji katody mniej wpływają na wahania przyrządu, lokalizując się w obwodzie siatki dodatkowej, której potencjał i prąd jest większy od anodowego.

Rozpatrując schemat tego woltomierza widać, że jest to właściwie mostek Wheatstone'a (rys. 2), gdzie dwoma ramionami są części potencjometru zasilającego, trzecim ramieniem jest oporność R_k w obwodzie kompensacji, czwartym zaś oporność lampy. Mierzone napięcie zmienne zmienia opor-

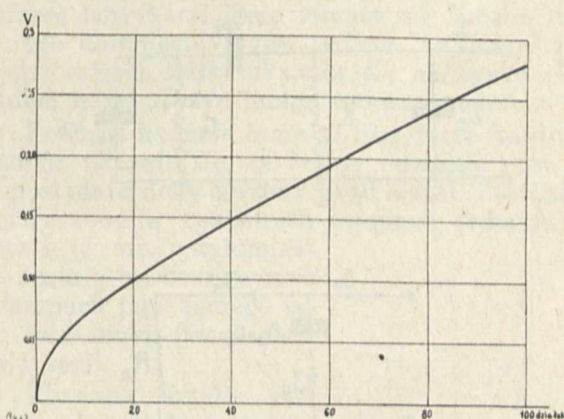
ność lampy, naruszając w ten sposób równowagę mostku. W normalnym mostku równowaga jest niezależna od wielkości napięcia zasilającego; w tym wypadku jest to możliwe o tyle, o ile oporność lampy dla pewnego zakresu zmian napięcia zasilającego pozostanie stała. Jest to możliwe w zało-



Rys. 2.

żeniu, że lampa pracuje na prostolinijnej części charakterystyki prądu anodowego i przy stałym napięciu żarzenia. Ponieważ jednak podczas zmian napięcia zasilającego zmienia się i napięcie żarzenia, przeto stałość oporu lampy byłaby trwalsza dla zakresu górnego zakrzywienia charakterystyki. Ze względu jednak na czułość detekcji, najkorzystniej jest pracować na prostolinijnej części charakterystyki, dlatego też w jednolampowych woltomierzach nie warto stosować takiej samoczynnej kompensacji, a napięcia zasilające lepiej regulować ręcznie.

Oporność przyrządu, mierzona prądem 50 c., wynosi ok. 200 k Ω , co daje ok. 0,8 M Ω /V. Krzywa wzorcowania (rys. 3), jest prosta na 80% swej długości. Początek odczytu (pół działki milimetrowej) przy 10 m/V, t. j. ok. 4% największej wartości mierzonego napięcia. Pojemność statyczna woltomierza (t. j. przy zgaszonej lampie i odłączonym oporze R_s) wynosi około 15—30 mF, zależnie od ilości dodatkowych zakresów oraz szczegółów konstrukcyjnych. Pojemność dynamiczna, mierzona metodą zmiany oporności woltomierza dla dwóch



Rys. 3.

różnych częstotliwości, wynosi $C_s = \frac{\sqrt{R^2 - Z^2}}{\omega R Z} 10^{12} \mu\text{F}$ gdzie R — oporność dla 50 c, Z — oporność dla częstotliwości wyższej, $\omega = 2\pi f$. Przy pomiarze oporności woltomierza prądem 50 c można pominąć oporność pojemnościową rzędu 50 M Ω , jako bardzo dużą wobec omowej, tak, że wtedy $Z = R =$

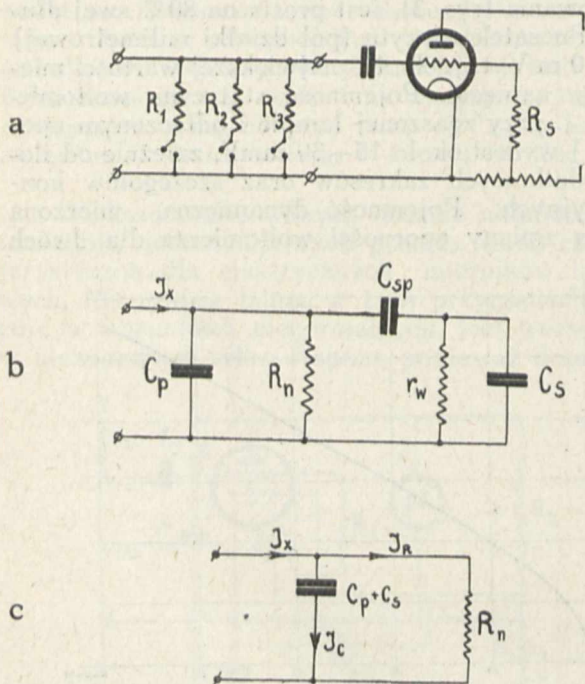
$= 200 \text{ k}\Omega$. Przy pomiarze prądem o częstotliwości 98 kc, $Z = 70 \text{ k}\Omega$; stąd $C = 22 \text{ }\mu\text{F}$.

Woltomierz może być używany do pomiaru napięć większych od 0,25 V przez włączenie w obwód wejściowy oporności szeregowej. Jeśli jednak ta oporność R będzie bezpojemnościowa, to wówczas przyrząd obarczony będzie błędem rosnącym wraz z częstotliwością, gdyż oporność Z woltomierza wtedy maleje według wzoru: $Z = \frac{R}{1 + \omega^2 C_s^2 R^2}$

Aby stosunek R_d do R uniezależnić od zmian częstotliwości, należy zablokować R_d pewnymi pojemnościami tak, aby $RC = R_d \cdot C_d$, stąd $C_d = \frac{R}{R_d} C$; pojemność ta powinna być tem mniejsza, im większe jest R_d .

Rozpatrywany tu typ woltomierza lampowego, dzięki swej czułości, nadaje się również do pomiaru natężenia prądu zmiennego o bardzo małych nawet wartościach. Schemat układu uwidoczniiony jest na rys. 4a. Na zaciski wejściowe woltomierza załączone są odpowiednio dobrane opory $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n$. Mierzony prąd I_x , płynąc przez jeden z tych oporów daje na nim spadek napięcia $\Delta U = I_x R_n$, równy zawsze przy pełnym wychyleniu ok. 0,25 V.

Najbardziej dziś rozpowszechnione precyzyjne amperomierze ciepłe (z termoparami) oraz amperomierze z prostownikami selenowymi lub kuprytowymi, dają spadki napięć przeważnie większe od 0,25 V, np. amperomierze westonowskie do 115 mA i wyżej, dają średnią $\Delta U = 0,6 \text{ V}$. Amperomierze „Cambridge Instrument Co”, wie-

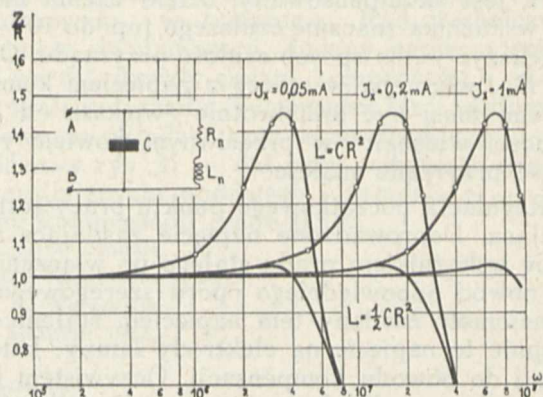


Rys. 4.

loskalowe, ze specjalnym galwanometrem (Unipivot) dają: dla 10 mA $\Delta U = 0,34 \text{ V}$ dla 50 mA $\Delta U = 0,2 \text{ V}$. Dla prądu mniejszego od 10 mA, ΔU jest jeszcze większe. Np. miliamperomierz ciepły do 2,5 mA tej samej firmy daje $\Delta U = 1 \text{ V}$. Miliamperomierze z prostownikami dają $\Delta U = 0,6 - 0,8 \text{ V}$. Widocznym jest, że ΔU , jakie daje am-

peromierz lampowy, jest prawie zawsze mniejsze, niż w innych przyrządach. Poza to, co jest bardzo ważne, przyrząd ten jest wielokrotnie przeciążalny, tak, że niemożliwe jest przepalenie wskaźnika lub lampy po załączeniu największego nawet prądu.

Kształt krzywej wzorcowania jest podobny, jak dla woltomierza, jest więc znacznie lepszy, niż w amperomierzach ciepłych, gdzie początek odczy-



Rys. 5.

tu wynosi 10—20% maksymalnego prądu. Poza to przyrząd ten nie ma bezwładności cieplnej, która w amperomierzach ciepłych jest szczególnie niedogodna, zwłaszcza dla większych natężeń prądu, powodując bardzo powolne ustalanie się wskaźniki. Opory R_n wykonane są z drutu konstantanowego o średn. 0,05 mm, wykazującego bardzo małą naskórkowość. Opory te można przyjąć jako stałe do częstotliwości 5 Mc.

Wadą tego amperomierza jest zależność jego wskazań do częstotliwości. Przyczyną tej wady jest ta okoliczność, że mierzony prąd nie płynie całkowicie przez oporność R_n , lecz częściowo i przez pojemność wejściową przyrządu. Błąd wskazań przyrządu będzie tem większy, im większa jest oporność R_n oraz częstotliwość mierzonego prądu. Uproszczony schemat przyrządu wskazany jest na rys. 4b, gdzie C_p — pojemność doprowadzeń, C_s — pojemność wejściowa lampy, R_n — oporność dająca mierzony spadek napięcia ΔU , C_{sp} — kondensator sprzęgający w obwodzie siatki kierującej, R — wypadkowa oporność omowa przyrządu. Ponieważ $C_{sp} \gg C_s$, oraz $R \gg R_n$, można więc z dużą dokładnością uprościć ten schemat jak na rys. 4c, gdzie $C = C_p + C_s$. Z rysunku widać, że $I_R < I_x$, a stąd $\Delta U = I_R \cdot R_n < I_x \cdot R_n$. Należy więc R_n zwiększać wraz z częstotliwością tak, aby kompensować wpływ prądu przez kondensator C , czyli dać w szereg z R_n pewną indukcyjność L_n dobraną tak, by kompensowała możliwie całkowicie wpływ pojemności C . Schemat przedstawiony jest na rys. 5. Oporność tego obwodu między punktami A i B wyraża się wzorem

$$\dot{Z} = \frac{(R_n + j\omega L_n) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\omega L_n + \frac{7}{j\omega C}}$$

$$\text{stąd } Z_{\text{mod}}^2 = \frac{R^2 + \omega^2 (\omega^2 C L^2 - L + C R^2)^2}{[(1 - \omega^2 L C)^2 + \omega^2 C^2 R^2]^2}$$

Ideałem będzie $Z = R = \text{const.}$ dla wszystkich częstotliwości.

Zakładając $L = CR^2$ oraz $\omega RC = a$, otrzymamy:

$$\left(\frac{Z}{R}\right)^2 = \frac{1 + a^6}{[1 + a^2 + a^4]^2}$$

lub zakładając $L = 0,5 CR^2$ otrzymamy:

$$\left(\frac{Z}{R}\right)^2 = \frac{a^6 + 4a^4 + 4a^2 + 16}{(a^4 + 4)^2}$$

Z wykresów $\frac{Z}{R} = f(\omega)$ (rys. 5) widać wyraźnie, że stosunek $\frac{Z}{R}$ jest prawie stały i równy jedności do

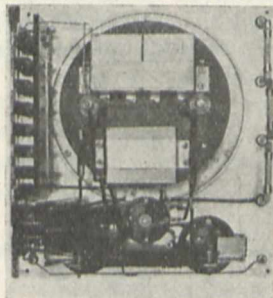
pewnej wartości „a”, poczem nieznacznie wzrasta i po przejściu przez maximum dla $a \cong \frac{3}{4}$, maleje do zera. Stąd można już wyznaczyć pewną graniczną częstotliwość, do jakiej może służyć dany zakres. Jest ona odwrotnie proporcjonalna do wartości R_n .

Wzorcowanie takiego przyrządu najlepiej wykonywać przy pomocy czułego przyrządu ciepłego. Napięcie wzorcowania musi mieć przebieg czysto sinusoidalny.

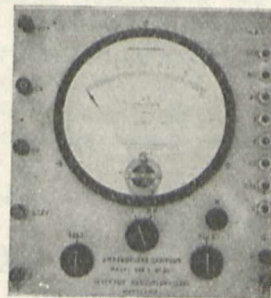
Oprócz opisanego wyżej modelu woltomierza z lampą dwusiatkową badane były modele zasilane z sieci miejskiej z lampami bardziej wydajnymi, t. j. o nachyleniu charakterystyki 3 — 5 mA/V. Prąd anodowy w tych lampach przy możliwie największej czułości układu wynosił 6—12 mA. Kompensacja tego prądu była już jednak znacznie utrudniona, gdyż wahania się emisji rzędu ułamków % dawały już widoczne wychylenia na wskaźniku.

Nieznaczne nawet wahania napięcia sieci naruszały również początkową równowagę przyrządu.

Po załączeniu nawet ściśle stałych źródeł napięcia stałego wahania emisji nie ustawały, wywołując wrażenie, że emisja lampy ma wahania rzę-



Rys. 6a.



Rys. 6b.

du μA . Przy początkowym prądzie anodowym równym 1 mA wahania te są widocznie znacznie niższe 1 μA i są niedostarczalne na wskaźniku o czułości 1 μA na działkę.

Autor wyraża podziękowanie p. Prof. Dr. J. Groszkowskiemu za cenne wskazówki przy opracowaniu przyrządu, oraz p. inż. T. Watraszewskiemu za pomoc w pracy laboratoryjnej.

Dział Modeli

Institutu Radjotechnicznego
Warszawa, wrzesień 1932 r.

EMISJA ELEKTRONÓW Z SIATKI.

„L’emission électronique de la grille”.

J. Groszkowski i S. Ryżko.

Sommaire.

Les auteurs examinent l’effet qui peut être observé dans une lampe receptrice à chauffage indirect dans le cas où la grille est placée tout près de la cathode. Chauffée par le rayonnement calorique de la cathode la grille peut émettre les électrons qui forment le courant „inverse” de grille comme dans le cas du vide imparfait.

W lampie dwuelektrodowej, w której emisja elektronów odbywa się z jednej z elektrod, krzywa zależności prądu emisyjnego w funkcji napięcia E , przyłożonego między elektrodami (jeśli przyjmiemy, że elektroda emitująca ma potencjał 0), może przebiegać, jak krzywa a na rys. 1. W przypadku, gdy druga elektroda również emituje elektrony, jej prąd emisyjny będzie miał kierunek przeciwny, niż prąd poprzedni, jak to przedstawia krzywa b . Przyrząd, umieszczony w obwodzie elektrod, będzie wskazywał sumę algebraiczną obu powyższych prądów; zależność wskazania przyrządu w funkcji napięcia E wyrazi się krzywą c .

W zwykłej lampie elektronowej jedynie katoda powinna emitować elektrony. Emisja cieplna elektronów z innych elektrod jest naogół znikomą. Zjawisko to może jednak powstać; przybiera ono postać najbardziej szkodliwą, gdy emisja pochodzi z siatki kierującej, powodując t. zw. ujemny prąd siatki.

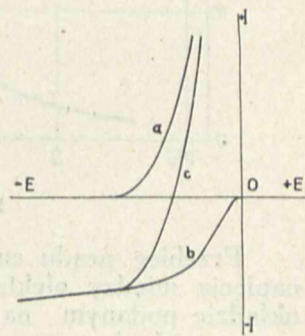
Podczas wyrobu lampy część materiału czynnego katody może dostać się na siatkę kierującą,

zwykle najbliższej katody położoną; podczas użytkowania lampy ciepło, wydzielone przez grzejnik, podnosi temperaturę siatki, powodując wówczas emisję elektronów.

Zjawisko powyższe jest wysoce niepożądane; podczas fabrykacji lamp zwraca się baczna uwaga na jego uniknięcie. Bywa jednak, że lampy posiadające emisję siatki ukazują się na rynku. Przykładem może służyć lampa opisana poniżej.

Podczas badania lamp w Instytucie Radjotechnicznym okazało się, że lampy pewnego typu i serii posiadają duży ujemny prąd siatki. Zjawisko to spostrzeżono w zbadanych lampach jednego typu i serii (5 szt.), natomiast nie zostało zaobserwowane w lampach tego samego typu, lecz innej (wcześniejszej) serii.

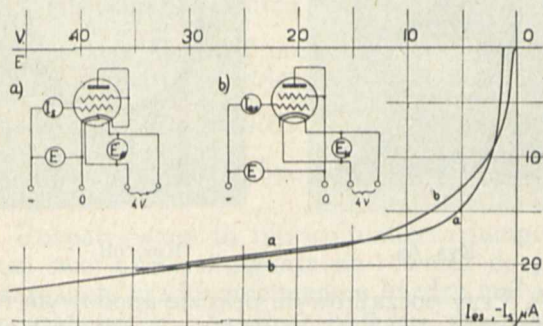
Zbadana lampa jest lampą ekranowaną, żarzoną pośrednio; grzejnik jest umieszczony w tulejce porcelanowej, na którą nałożono cylinder metalowy, pokryty zewnątrz masą emitującą, stanowiącą właściwą katodę. Siatka kierująca znajduje się blisko katody (odległość między zewnętrzną powierzchnią



Rys. 1

katody a siatką wynosi mniej niż 1 mm); siatka ekranująca połączona jest z płaszczem metalowym, szczelnie okrywającym cały układ elektrod. Lampa nazewnawna jest metalizowana.

Na rys. 5 podane są charakterystyki lampy, zdjęte w układzie przedstawionym obok. Zależności prądu anodowego w funkcji napięcia siatki $I_a = f(E_s)$ i prąd ekranu $I_e = f(E_s)$ przebiegają

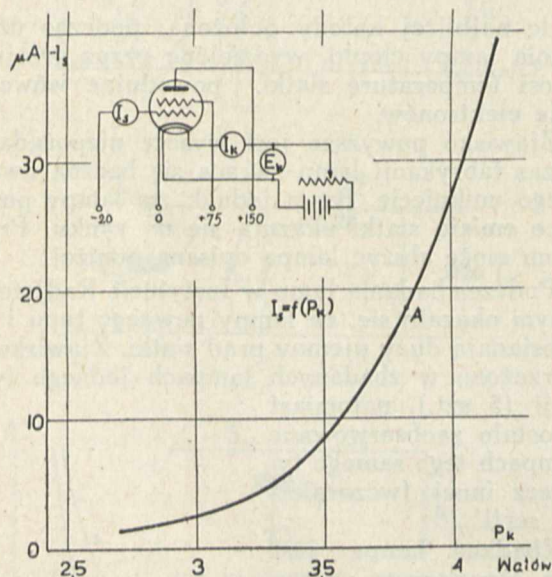


Rys. 2.

zupełnie normalnie, natomiast krzywa *a*, przedstawiająca zależność prądu siatki $I_s = f(E_s)$ ma charakterystyczny przebieg, dla wyjaśnienia którego przeprowadzono szereg pomiarów.

Wszystkie niżej podane zależności zostały zdjęte przy żarzeniu lampy prądem stałym. Zmiana kierunku prądu żarzenia czy też zastosowanie prądu zmiennego 50 c. nie wpływa na charakter przebiegów.

Z rysunku 2a widać, iż charakterystyka prądu siatki $I_s = f(E)$ przebiega, jak krzywa *c* na rys. 1, ponieważ przyrząd wskazuje sumę algebraiczną prądów, pochodzących od emisji siatki i od emisji katody.

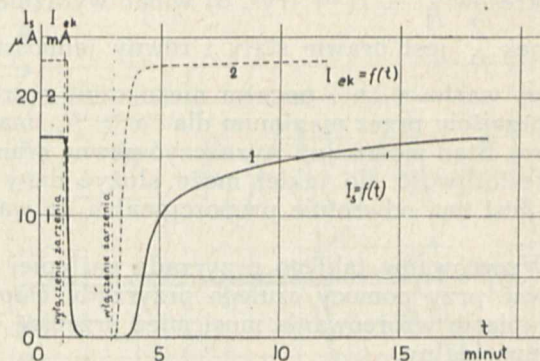


Rys. 3.

Przebieg prądu emisyjnego siatki w funkcji napięcia między elektrodami można otrzymać w układzie podanym na rys. 2b. W układzie tym prądu, pochodzącego od emisji katody niema, gdyż brak odpowiedniego obwodu zamkniętego. Zależność $I_{es} = f(E)$, otrzymana w tym układzie, przebiega jak normalna charakterystyka prądu emisyj-

nego w funkcji napięcia między elektrodami dla lampy dwuelektrodowej; nasycenie następuje dla $E = 20$ V.

Rys. 3 przedstawia krzywą zależności prądu emisyjnego całkowitego siatki I_s w funkcji mocy żarzenia P_k . Punkt *A* krzywej odpowiada normalnej mocy żarzenia (E_k 4 V). Układ, w którym zbadano tę zależność, uwidocznił na tym samym ry-

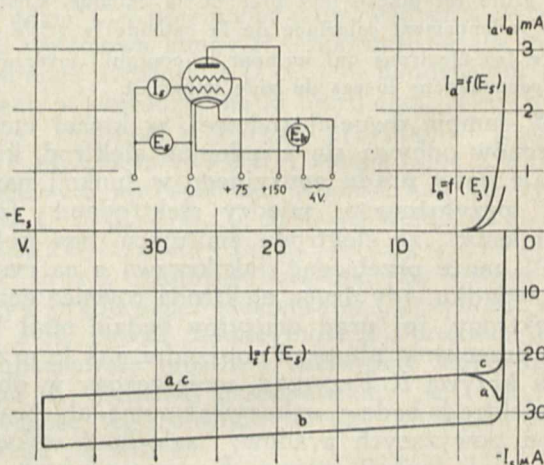


Rys. 4.

sunku. Napięcie na siatce E_s było stałe i równe -20 V; napięcie anodowe $E_a = 150$ V; napięcie ekranu $E_e = 75$ V.

W układzie, przedstawionym na rys. 2a, zbadano zależność prądu siatki I_s w funkcji czasu t , przy wyłączaniu i włączaniu żarzenia. Napięcie E_s było stałe i równe -20 V. Zależność tę wyraża krzywa 1 na rys. 4; chwilę włączania lub wyłączania żarzenia oznaczono linią kreskowaną. Dla porównania umieszczono na tym samym rysunku krzywą 2, która wyraża podobną zależność, otrzymaną dla prądu emisyjnego katody.

Z rysunku wynika, że dla ustalenia się prądu siatki potrzeba około 15 min., zaś dla ustalenia się prądu katody tylko 6 min. Różnica czasów powstaje wskutek tego, że katoda otrzymuje ciepło przeważnie drogą przewodnictwa cieplnego, zaś siatka tylko przez promieniowanie.



Rys. 5.

Najbardziej charakterystyczny przebieg posiada krzywa, wyrażająca zależność prądu siatki I_s w funkcji napięcia siatki E_s , otrzymana dla układu, przedstawionego na rys. 5, czyli dla normalnego układu, w jakim lampa zwykle pracuje. Krzywa ta oznaczona jest literą *a*. Przy zdejmowaniu jej dla wartości E_s zawartych w granicach

od -7 do -1 V. należało przy każdym pomiarze czekać około 15 min. na ustalenie się prądu I_s . Tak powolne ustalanie się prądu może być spowodowane tylko przez ustalanie się temperatury siatki. Wynika stąd, że temperatura siatki zmienia się pomimo, że moc wydzielona w grzejniku pozostaje stała przez cały czas pomiaru. Rozumowanie powyższe potwierdza przebieg krzywych b i c na rys. 5; są to też charakterystyki $I_s = f(E_s)$, lecz zdjęte w odmienny sposób. Aby otrzymać poszczególne punkty krzywej b , napięcie E_s ustalano skokami i natychmiast po każdym odczycie sprowadzano do $E_s = -1$ V. Po odczycie wielkości I_s dla $E_s = -39,5$ V (ostatni punkt krzywej b) napięcie E_s pozostawiono przy tej wartości. Po upływie 15 min. prąd I_s spadł do wartości, odpowiadającej krzywej a dla napięcia $E_s = -39,5$ V. Krzywą c zdejmowano analogicznie do krzywej b , przyjmując jednak jako punkt wyjściowy napięcie $E_s = -39,5$ V (zamiast $E_s = -1$ V), do którego powracano natychmiast po każdym odczycie.

Wskutek małej szybkości przebiegów termicznych w stosunku do elektronowych można z dużą pewnością przyjąć, że temperatura siatki podczas obu pomiarów nie zmieniała się i odpowiadała ustalonemu stanowi cieplnemu siatki przy napięciu $E_s = -1$ V (krzywa b) i przy napięciu $E_s = -39,5$ V (krzywa c).

Z rys. 5 widać, że krzywa a odbiega od krzywej c dla wartości E_s , przy których są prądy: anodowy i ekranu. Nasuwa to myśl, że odchylenie krzywych spowodowane jest dodatkowym ogrzewaniem siatki przez moc, wydzieloną w lampie przez prądy anodowy i ekranu.

Krzywe a i c były zdejmowane w identycznych warunkach elektrycznych siatki, natomiast warunki termiczne nie były jednakowe; krzywa c zdejmowana była dla stanu cieplnego siatki, który ustalił się przy $E_s = -39,5$ V, czyli dla temperatury siatki, odpowiadającej mocy wydzielonej tylko w grzejniku, zaś krzywa a była zdejmowana dla temperatury siatki, która się ustalała każdorazowo zależnie od mocy wydzielonej w grzejniku (stałej i tej samej, co dla krzywej c) i mocy wydzielonej przez prądy: anodowy i ekranu. Odejmując więc wartości I_s z krzywej a i c , otrzymamy przyrosty prądu ΔI_s , odpowiadające przyrostowi mocy ΔP , wydzielonemu poza grzejnikiem. Przyrost mocy ΔP , wydzielonej dodatkowo w lampie, można łatwo wyznaczyć dla każdej wartości E_s , posługując się charakterystykami $I_a = f(E_s)$ i $I_e = f(E_s)$ z rys. 5. Naprzykład dla napięcia $E_s = -1$ V; $\Delta P = 0,43$ wat. — z rys. 5 widać, że temu przyrostowi mocy odpowiada przyrost prądu $\Delta I_s = 8 \mu A$. Z krzywej $I_{es} = f(P_k)$ (rys. 3)

można znaleźć, że przyrostowi $\Delta I_{es} = 8 \mu A$ odpowiada przyrost mocy żarzenia $\Delta P_k = 0,16$ wat., stąd można określić stosunek $k = \frac{\Delta P_k}{\Delta P} = \frac{0,16}{0,43} = 0,37$.

Mając stosunek k , który powinien być prawie stały dla różnych ΔP , można drogą przeliczeń, posługując się krzywą $I_{es} = f(P_k)$ (rys. 3) określić przyrosty ΔI_{es} , odpowiadające różnym napięciom E_s .

Poniższa tabelka podaje przyrosty ΔI_{es} , otrzymane w podany sposób, oraz rzeczywiste przyrosty prądu ΔI_s , otrzymane przez odjęcie wartości I_s z krzywych a i c .

E_s	Moc ΔP wydzielona przez I_a i I_s	$\Delta P_k = 0,37 \Delta P$	ΔI_{es} (z krzywej $I_{es} = f(P_k)$)	Rzeczywisty przyrost prądu ΔI_s
V	watów	watów	μA	μA
-1	0,430	0,160	8	8
-1,25	0,315	0,117	5,8	5,7
-1,5	0,225	0,084	4,1	4,6
-1,6	0,190	0,071	3,5	4,4
-1,7	0,165	0,061	2,9	4,2
-1,8	0,140	0,052	2,4	3,7
-1,9	0,120	0,045	2,0	3,4
-2,0	0,100	0,037	1,7	2,7
-2,2	0,075	0,028	1,2	2,0
-2,5	0,045	0,017	0,8	1,3
-3,0	0,018	0,007	0,4	0,6

Powyższe rozważania dowodzą ściślej zależności między prądem ujemnym siatki a mocą wydzieloną w lampie. Im moc ta jest większa, tem większa jest temperatura siatki, a więc i większy prąd ujemny, spowodowany emisją z siatki.

Zastosowanie powyżej opisanej lampy w układach, w których siatka posiada opór wpływowy, wymaga dużej baterji siatkowej; chcąc np. otrzymać na siatce potencjał równy -4 V, należy, przy oporze wpływowym $0,5 M\Omega$, dać napięcie baterji siatkowej -20 V. Oprócz tego lampa, wskutek istnienia (w warunkach odpowiednich dla pracy, t. j. $E_s \rightarrow -1$ V) prądu siatki, będzie wносиła duże tłumienie do obwodu drgań, z którym siatka jest połączona.

Przytoczone powyżej dwie najważniejsze wady lamp, posiadających emisję siatki, dowodzą, że lampy te nie nadają się do pracy w normalnych układach, co zresztą uwzględniają obecnie przyjęte normy dla lamp odbiorczych, które wogóle dyskwalifikują lampy, posiadające ujemny prąd siatki.

Laboratorium Naukowe
Instytutu Radjotechnicznego
w Warszawie
Sierpień—Wrzesień 1932.

OGRANICZANIE PRĄDU W UKŁADACH LAMPOWYCH.

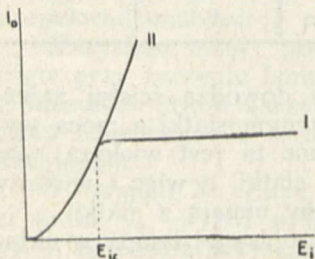
Limitation du courant dans les systèmes à lampes.

Inż. Jan Gurtzman i inż. Jerzy Kahan,

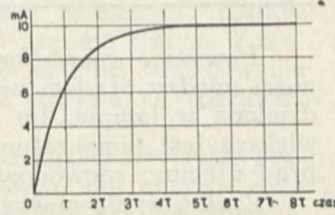
Sommaire.

On considère le dispositif basé sur les propriétés détectrices du courant grille qui sert à limiter le courant de sortie dans les amplificateurs télégraphiques. On examine l'influence de la capacité et de la résistance du pont détecteur sur la constante de temps ainsi que sur la valeur du courant limité.

W telegraficznych instalacjach odbiorczych jest częstokroć wskazanem, ażeby na wyjściu jednego z członów wzmacniających lub zespołu członów (zwykle końcowego) prąd anodowy nie przekraczał nigdy pewnej określonej wartości. Takie ograniczenie prądu jest możliwe w układach, w których prawo zależności pomiędzy prądem na wyjściu a napięciem wejściowym zmienia się, gdy napięcie osiąga wartość krytyczną, powyżej której prąd wyjściowy jest już praktycznie niezależny od napięcia.



Rys. 1.



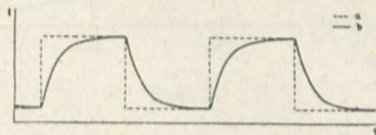
Rys. 2.

Krzywa I, rys. 1, przedstawia zależność pomiędzy prądem wyjściowym I_0 , a napięciem wejściowym E_i w układach, w których jest stosowane ograniczenie prądu, w układach, gdzie tego nie ma, zależność ta wyraziłaby się krzywą II. Widzimy więc, że ograniczenie charakteryzuje się tem, że przewodność układu $\frac{\Delta I_0}{\Delta E_i}$ dla wartości E_i powyżej wartości krytycznej E_{ic} staje się bardzo mała.

Wypadki, w których ograniczenie prądu bywa stosowane, są bardzo liczne. Najczęściej jednak stosuje się ograniczenie celem:

1) uniknięcia przeciążenia przekaźników, aparatów zapisujących, względnie dalszych członów wzmacniających;

2) poprawienia kształtu sygnału, który uległ zniekształceniu w odbiorniku.

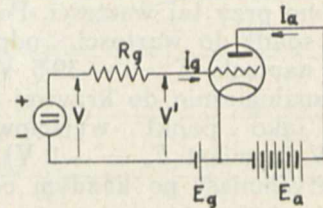


Rys. 3.

Zarówno przeciążenie przekaźników, jak i zniekształcenie sygnału wynikają naskutek stałej czasu obwodów odbiornika. Wiadomem jest, że w obwodach, które prócz oporności mają również i indukcyjność, po przyłożeniu napięcia, prąd i u-

stala się powoli, i dopiero po czasie teoretycznie nieskończonym osiąga swą końcową wartość I .

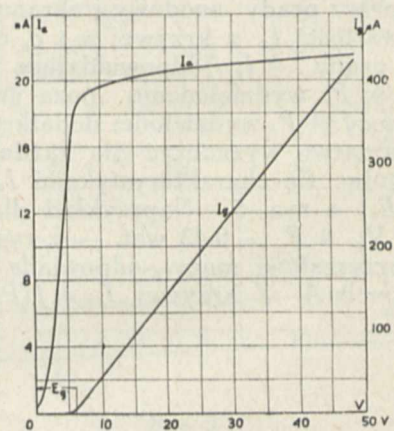
Jeśli oznaczymy stałą czasu przez $1/\tau$, to praktycznie po czasie równym 5τ można uważać, że nastąpiło ustalenie prądu, ponieważ wtedy $i=0.99I$,



Rys. 4.

Krzywa ustalania się prądu w czasie dla wypadku $I = 10$ mA przedstawiona jest na rys. 2. Z krzywej tej widzimy, że jeśli np. przekaźnik zaczyna działać przy prądzie $i = 9.5$ mA, to opóźnienie działania przekaźnika wynosi 3τ sekund, co przy stałej czasu $1/\tau = 60$ wynosi 0,05 sec. Jeśli przeciwnie, przekaźnik zaczyna działać już przy bardzo małym prądzie 2 mA, opóźnienie działania przekaźnika jest minimalne 0,004 sec, lecz prawie przez cały czas trwania sygnału przekaźnik jest przeciążony, albowiem płynie przez niego prąd $I = 10$ mA.

Stała czasu obwodów jest również przyczyną zniekształcenia sygnału. Jeśli pierwotny sygnał był prostokątny (rys. 3, a), to na wyjściu przebieg prądu w funkcji czasu (rys. 3b) będzie miał kształt, z którego na taśmie rejestrującej trudno określić np. dokładny moment powstania sygnału, co ma tak wielkie znaczenie przy odbiorze sygnałów czasu i w bardzo licznych wypadkach specjalnych.



Rys. 5.

Ograniczenie prądu ma na celu zahamowanie wzrostu powstającego w obwodzie prądu powyżej pewnej, odpowiedniej dla danego celu, wartości.

Powracając do poprzedniego wypadku, gdyby prąd nie miał możliwości wzrastać ponad 2 mA, prze-

każnik działałby po upływie zaledwie 0.004 sec. i przez cały czas trwania sygnału nie byłby przeciążony, zaś na taśmie rejestrującej opóźnienie działania przekaźnika byłoby 10 razy krótsze.

Można w bardzo prosty sposób ograniczyć prąd anodowy lampy, wyzyskując jej nasycenie, lecz lampa, pracująca na nasyceniu, uległaby znieszczeniu w czasie bardzo krótkim. Z tego głównie względu ograniczenie przez nasycenie nie jest obecnie stosowane. Wszystkie inne metody mają jednak tę niedogodność, że wymagają dodatkowej lampy, jednej lub więcej, i to w układach dość skomplikowanych, a pozatem — i to jest ich największą wadą — oddzielnego wysokiego napięcia, którego nie można pobierać ze wspólnego źródła.

Metoda, którą obecnie opiszemy, nie wymaga żadnych oddzielnych ani dodatkowych źródeł napięcia, a w większej części wypadków — nie wymaga dodatkowej lampy, czynnikiem ograniczającym jest prąd siatki, dzięki któremu na oporze powstaje spadek napięcia.

Dopóki amplitudy napięcia V przyłożonego na wejście (rys. 4) są małe, prąd siatkowy nie pły-

od E_g , przyczem E_g jest początkowe ujemne napięcie siatki.

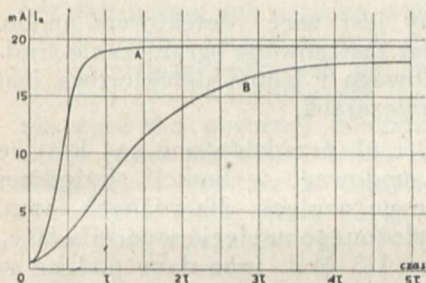
Układ przedstawiony na rys. 4 możemy uważać za amplifikator prądu stałego, w którym jest zastosowane ograniczanie prądu anodowego. Na rys. 6 przedstawiony jest na krzywej A prąd anodowy w funkcji czasu dla $V = 10$ V. Jak i na rys. 2, czas jest oznaczony w wartościach τ , to jest w funkcji stałej czasu. V jest oczywiście końcową wartością napięcia przyłożonego.

Prąd anodowy osiąga:

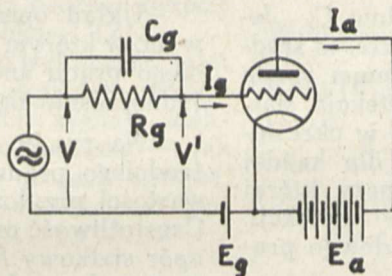
- 90% swej końcowej wartości po czasie 0,7 τ ,
- 95% " " " " " 0,8 τ ,
- 99% " " " " " 1,5 τ .

Ustalanie się prądu anodowego będzie tem szybsze, im większe jest napięcie przyłożone. Prąd anodowy osiąga (w tych co i poprzednio warunkach pracy) 90% swej końcowej wartości po czasie

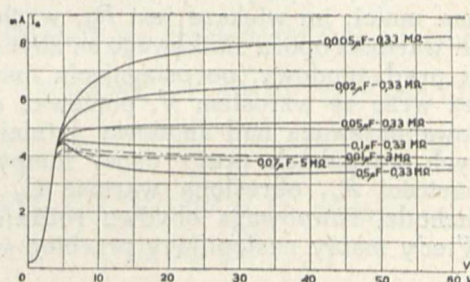
- 0,4 τ dla $V = 15$ V
- 0,3 τ " $V = 20$ V
- 0,2 τ " $V = 30$ V



Rys. 6.



Rys. 7.



Rys. 8.

nie i napięcie V' na siatce jest równe napięciu przyłożonemu. Gdy napięcie przyłożone przekracza pewną krytyczną wartość, powstaje prąd siatkowy I_g , który na oporze siatkowym R_g wytwarza spadek napięcia $I_g R_g$. Dzięki temu napięcie na siatce jest mniejsze od przyłożonego: $V' = V - I_g R_g$ i wartość prądu anodowego jest mniejsza od tej, która byłaby, gdyby napięcie na siatce wynosiło również V . Im większe jest V , tem większy jest prąd siatkowy i tem mniejsze V' w porównaniu z V .

Na rys. 5 przedstawiony jest, w funkcji napięcia przyłożonego V , prąd siatkowy i prąd anodowy dla lampy F 460 przy napięciu anodowym $E_a = 240$ V, początkowym ujemnym napięciu siatki $E_g = 6$ V i oporze siatkowym $R_g = 0,1$ M Ω .

Widzimy, że ze wzrostem przyłożonego napięcia, prąd anodowy wzrasta normalnie, dopóki nie zjawia się prąd siatki; jeśli przez V_c oznaczymy napięcie, przy którym powstaje prąd siatkowy, to dalszy wzrost przyłożonego napięcia V powoduje wzrost prądu siatki I_g ; w przybliżeniu I_g jest proporcjonalne do $V - V_c$. Dzięki temu napięcie V' na siatce wzrasta bardzo nieznacznie, jak również i prąd anodowy I_a . Można powiedzieć, że praktycznie, dla V większych od V_c mamy

$$I_g \cong \frac{V - V_c}{R_g} \text{ czyli } V' \cong V_c.$$

Dla lamp bezpośrednio żarzonych $V_c \cong E_g$; dla lamp pośrednio żarzonych V_c jest nieco mniejsze

Chcąc uzyskać szybsze ustalanie prądu dla mniejszych wartości V , należy zmniejszyć początkowe ujemne napięcie siatki. Jednocześnie jednak należy zmniejszyć napięcie anodowe, ażeby początkowy prąd anodowy był mały. Przez to maleje również końcowa wartość prądu. Im większe jest nachylenie charakterystyki lampy, tem szybciej następuje ustalenie prądu.

Dla porównania, krzywa B przedstawia prąd anodowy, gdy ograniczanie nie jest stosowane, t. j. w wypadku, gdy $R_g = 0$; jak widzimy ustala się on znacznie wolniej i osiąga 90% swej wartości końcowej dopiero po czasie 2,8 τ .

Powyżej opisaną metodę można zastosować również i do prądów zmiennych. W tym celu należy zablokować opór R_g kondensatorem C_g (rys. 7). Jeśli E_g jest takie, że początkowy punkt pracy wypada na zakrzywieniu charakterystyki prądu anodowego, układ działa jako detektor anodowy i średnia wartość prądu anodowego wzrasta ze wzrostem przyłożonego na detektor napięcia zmiennego V . Jeśli V jest wystarczająco duże, prąd siatkowy płynie podczas większych lub mniejszych części dodatnich połówek okresu, a więc następuje również detekcja siatkowa. W przeciwieństwie do anodowej, w wyniku detekcji siatkowej średnia wartość prądu anodowego maleje. Przez połączenie w jednej lampie funkcji detektora anodowego i siatkowego, można wzrost średniej wartości prądu anodowego, wywołany jednym rodzajem detek-

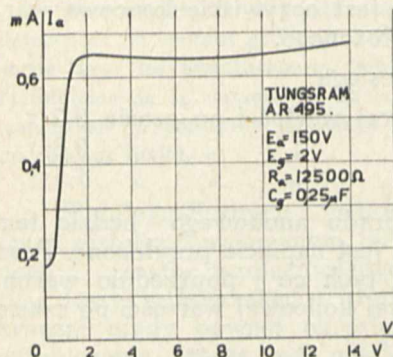
cji balansować spadkiem, wywołanym przez drugi rodzaj.

Na rys. 8 przedstawiony jest średni prąd anodowy w funkcji skutecznej wartości napięcia przyłożonego dla różnych wartości R_g i C_g .

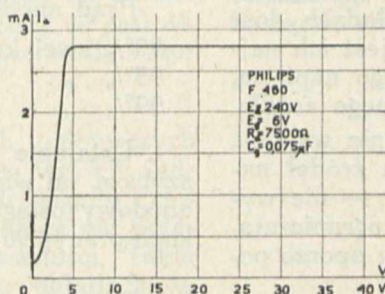
Dla małych wartości R_g i C_g średni prąd anodowy po osiągnięciu przez V wartości krytycznej (około 4—5 V) wzrasta w dalszym ciągu, jednak

tości krytycznej, średni prąd przestaje wzrastać i utrzymuje się przy tej wartości, chociaż napięcie przyłożone wzrasta w dalszym ciągu.

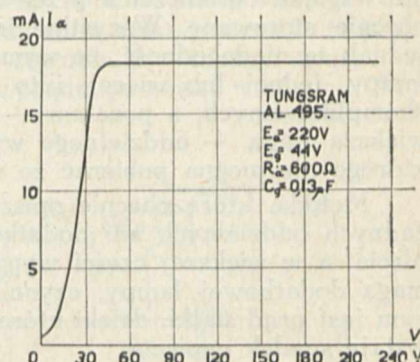
Najodpowiedniejsze wartości R_g i C_g zależą oczywiście od częstotliwości przyłożonego napięcia i przy danym oporze siatkowym, pojemność C_g powinna być tem mniejsza, im większa jest częstotliwość.



Rys. 9.



Rys. 10.

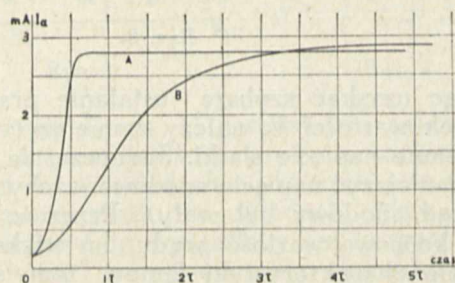


Rys. 11.

tem mniej, im większe jest R_g , względnie C_g . Jeśli wartości oporu siatkowego są zbyt duże, to średni prąd anodowy, po osiągnięciu maximum spada też wraz ze wzrostem V , ponieważ detekcja siatkowa przeważa nad anodową. Istnieje, w określonych warunkach pracy danej lampy, dla każdej wartości R_g , określona wartość C_g , przy której zachodzi równowaga obydwu rodzajów detekcji. Wiąca mamy następujący przebieg średniego prądu

Układ opisany jest więc detektorem anodowym, w którym jest zastosowane ograniczanie średniego prądu anodowego i lampa detektorowa jest jednocześnie ograniczającą.

Na rys. 9, 10 i 11 przedstawione są krzywe średniego prądu anodowego w funkcji skutecznej wartości przyłożonego napięcia dla różnych lamp. Częstotliwość przyłożonego napięcia wynosiła 50 c., opór siatkowy $R_g = 1/3 \text{ M}\Omega$. Inne dane podane są przy wykresach; R_a oznacza oporność obciążenia.



Rys. 12.

anodowego w funkcji przyłożonego napięcia zmiennego V : z początku średni prąd anodowy wzrasta wraz ze wzrostem V , jak przy normalnej detekcji anodowej; po przekroczeniu przez V war-

Na rys. 12 krzywa A przedstawia ustalenie się średniego prądu anodowego w czasie, dla zmiennego napięcia przyłożonego $V = 10 \text{ V}$. Bez zastosowania ograniczenia prądu, średnia jego wartość ustalałaby się według krzywej B ($V = 4.5 \text{ V}$). Z krzywych widzimy, że średni prąd anodowy osiąga 90% (95%) swej wartości już po czasie 0.5τ (0.55τ), o ile jest zastosowane ograniczanie; w przeciwnym wypadku — dopiero po czasie 2.4τ (2.9τ). Dla większych wartości napięć przyłożonych stosunek ten wypadłby jeszcze bardziej na korzyść ograniczania.

Laboratorium Naukowe
Instytutu Radjotechnicznego.
Warszawa, Czerwiec 1932.

USUWANIE EFEKTU WZAJEMNEJ DEMODULACJI SYGNAŁÓW PRZY POMOCY ODBIORU SYNCHRONIZOWANEGO.

Réduction de l'effet de la démodulation mutuelle des signaux à l'aide de la réception synchrone.

Prof. Dr. inż. Groszkowski.

Sommaire.

L'auteur développe l'idée de la réception synchrone, donnée par H. de Bellescize, en l'appliquant à la réduction de l'effet de la démodulation apparente du signal faible par un signal plus fort.

Wstęp.

Odbiór synchronizowany, którego pomysł podał H. de Bellescize [1] ¹⁾ wykazuje szereg zalet w porównaniu do stosowanego dotychczas odbioru niesynchronizowanego. Na szereg z nich, jak to na zmniejszenie przeszkód atmosferycznych, na polepszenie detekcji, na zmniejszenie fadingu oraz na możliwość lepszego odbioru przy radiotelefonji bez fali nośnej lub z jedną wstęgą boczną, zwrócił de Bellescize uwagę w swej publikacji [2].

Niniejsza praca ma na celu wykazanie zalet odbioru synchronizowanego pod względem usuwania zjawiska pozornej demodulacji sygnału słabszego przez silniejszy. Istota tego zjawiska — jak wiadomo — została w ostatnich czasach opisana, rozważona teoretycznie [3, 4, 5] i częściowo zbadała doświadczalnie [6].

Zasada odbioru synchronizowanego.

Odbiór synchronizowany polega na zwiększeniu amplitudy fali nośnej sygnału w samym już odbiorniku przez nałożenie na prąd odbierany (manipulowany lub modulowany) prądu z lokalnego źródła (heterodyny), przyczem ten ostatni ma większą amplitudę aniżeli prąd sygnału odbieranego, natomiast ma częstotliwość ściśle taką samą, jak częstotliwości sygnału.

Ten ostatni warunek daje się zadawalająco spełnić jedynie na drodze synchronizacji heterodyny lokalnej przez częstotliwość fali nośnej sygnału odbieranego. Inne sposoby, polegające na stosowaniu niezależnych heterodyn — o nawet najlepszej osiągalnej dziś stałości częstotliwości — nie dają zadawalających rezultatów, gdyż zawsze powstają przy ich użyciu zbyt duże różnice faz (wywołane choćby przez niedostateczną stałość fali nośnej) niweczące zalety tego systemu.

Pozorna demodulacja.

Zjawisko demodulacji objawia się — w pierwszym rzędzie — przez zmniejszenie efektu odbiorczego, wywołanego przez słabszy sygnał, odbierany w obecności sygnału mocniejszego innej stacji, przeszkadzającej, nawet jeśli częstotliwości jej różnią się o częstotliwość nadślyszalną. Pochodzi tu ponadto dodatkowe zjawisko zniekształceń ²⁾, nawet w przypadku stosowania detekcji

linjowej, polegających na występowaniu harmonicznych częstotliwości modulującej.

A. Sygnał odbierany słabszy. Sygnał słabszy, modulowany głębokością m , a więc kształtu

$$v_1 = V_1 (1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t \dots (1)$$

oraz sygnał silniejszy, niemodulowany, różniący się od poprzedniego o częstotliwość nadślyszalną ε ($\ll \Omega$)

$$v_2 = V_2 \sin (\Omega + \varepsilon) t \dots (2)$$

działają na detektor odbiornika, dając na jego zaciskach napięcie

$$v = V_1 (1 + m \sin \omega t) \sin \Omega t + V_2 \sin (\Omega + \varepsilon) t \dots (3)$$

Wyrażenie (3) daje się przekształcić do postaci

$$v = \sqrt{[V_1 (1 + m \sin \omega t) + V_2 \cos \varepsilon t]^2 + [V_2 \sin \varepsilon t]^2} \times \sin (\Omega t + \varphi) \dots (4)$$

albo

$$v = \sqrt{V_1^2 (1 + m \sin \omega t)^2 + V_2^2 + 2V_1 V_2 (1 + m \sin \omega t) \cos \varepsilon t} \times \sin (\Omega t + \varphi) \dots (5)$$

gdzie

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{V_2 \sin \varepsilon t}{V_1 (1 + m \sin \omega t) + V_2 \cos \varepsilon t} \dots (6)$$

Oznaczając $\frac{V_1}{V_2} = x$, wyrażenie (5) przedstawimy jako

$$v = V_2 \sqrt{1 + x^2 (1 + m \sin \omega t)^2 + 2x (1 + m \sin \omega t) \cos \varepsilon t} \times \cos (\Omega t + \varphi) \dots (7)$$

Jest więc to napięcie zmienne o częstotliwości Ω o amplitudzie zmieniającej się w czasie z częstotliwością nadślyszalną ε oraz z częstotliwością ω modulacji sygnału odbieranego. Załóżmy, iż zastosowany detektor ma charakterystykę dynamiczną prostoliniową, a więc o równaniu

$$\delta I = k V$$

gdzie V jest amplitudą napięcie zmiennego wielkiej częstotliwości detekowanego. Ponieważ amplituda ta jest zmienna w czasie z częstotliwością ślyszalną i nadślyszalną, przeto słuchawka telefoniczna, włączona do obwodu detektora, będzie reagować bezpośrednio na składową prądu zmiennego o częstotliwości ślyszalnej oraz na średnią wartość prądów o częstotliwości nadślyszalnej, jeśli ta ostatnia zmieni się z częstotliwością ślyszalną.

Dla znalezienia efektu ślyszalnego w słuchawce przekształcimy wyrażenie

$$\delta I = k V_2 \sqrt{1 + x^2 (1 + m \sin \omega t)^2 + 2x (1 + m \sin \omega t) \cos \varepsilon t} \dots (8)$$

przedstawiające prąd płynący przez słuchawkę.

¹⁾ P. Literatura w końcu artykułu.

²⁾ Publikacje dotychczasowe sprawy tej nie poruszają.

Gdy x jest małe wobec jedności, pierwiastek można przedstawić w postaci następującej:

$$\sqrt{1 + [x(1 + m \sin \omega t)]^2 + 2x(1 + m \sin \omega t) \cdot \cos \varepsilon t} = \\ = (1 + \alpha)^{1/2} = 1 + \frac{1}{2} \alpha - \frac{1}{8} \alpha^2 + \dots \quad (9)$$

gdzie

$$\alpha = [x(1 + m \sin \omega t)]^2 + 2x(1 + m \sin \omega t) \cos \varepsilon t$$

Po opuszczeniu wyrazów z x w potęgze większej od dwóch, otrzymamy:

$$1 + \frac{1}{2} x^2 (1 + m \sin \omega t)^2 + x(1 + m \sin \omega t) \cdot \cos \varepsilon t - \\ - \frac{1}{2} x^2 (1 + m \sin \omega t)^2 \cos^2 \varepsilon t.$$

Zaś po rozwinięciu i zamianie $\sin 2\omega t$ przez $\cos 2\omega t$ będzie

$$1 + \frac{1}{2} x^2 + (m x^2 \sin \omega t) + \frac{1}{4} m^2 x^2 - \left(\frac{1}{4} m^2 x^2 \cos 2\omega t \right) + \\ + x \cos \varepsilon t + m x \sin \omega t \cdot \cos \varepsilon t - \frac{1}{2} x^2 \cos^2 \varepsilon t - \\ - \left[x^2 m \sin \omega t \cos^2 \varepsilon t \right] - \left[\frac{1}{2} x^2 m^2 \sin^2 \omega t \cos^2 \varepsilon t \right] \quad (10)$$

Efekt odbiorczy słyszalny jest wywołany bezpośrednio przez wyrazy³⁾

$$m x^2 \sin \omega t - \frac{1}{4} x^2 m^2 \cos 2\omega t \quad \dots \quad (11)$$

oraz przez średnią wartość tych wyrazów, zawierających $\cos \varepsilon t$, która jest zmienna z częstotliwością słyszalną⁴⁾; wartość ta jest, po wyrażeniu $\sin^2 \omega t$ oraz $\cos^2 \varepsilon t$ przez $\cos 2\omega t$:

$$-\frac{1}{2} x^2 m \sin \omega t + \frac{1}{8} x^2 m^2 \cos 2\omega t \quad \dots \quad (12)$$

Zatem całkowity efekt odbiorczy jest proporcjonalny do sumy wyrazów (11) i (12):

$$\left[\frac{1}{2} m x^2 \sin \omega t - \frac{1}{8} m^2 x^2 \cos 2\omega t \right] \quad \dots \quad (13)$$

Pomijając harmoniczne, mamy dla podstawowej częstotliwości modulującej prąd zdetektowany

$$k V_2 \frac{1}{2} m x^2 \sin \omega t = k V_1 \cdot \left(\frac{m}{2} \frac{V_1}{V_2} \right) \sin \omega t \quad \dots \quad (14)$$

podczas gdy w przypadku nieobecności sygnału przeszkadzającego, t. j. dla $V_2 = 0$ byłby ten prąd

$$k V_1 m \sin \omega t \quad \dots \quad (15)$$

a przeto zmniejszenie się głębokości modulacji jest

$$\frac{\frac{m}{2} \frac{V_1}{V_2}}{m} = \frac{1}{2} \frac{V_1}{V_2} \text{ krotne} \quad \dots \quad (16)$$

Pozatem mamy zjawienie się harmoniczných, z których stosunek drugiej do podstawowej wyniesie

$$\frac{\frac{1}{8} m^2 \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2}{\frac{1}{2} m \left(\frac{V_1}{V_2} \right)} = \frac{1}{4} m \frac{V_1}{V_2} \quad \dots \quad (17)$$

³⁾ W nawiasach akragłych we wzorze (10).

⁴⁾ Wyrazy w nawiasach kwadratowych we wzorze (10).

pomimo że detektor ma charakterystykę prostolinią.

Tak np. przy $x = \frac{V_1}{V_2} = 0,2$ zmniejszenie głębokości modulacji będzie 10-cio krotne, zaś zawartość drugiej harmonicznej — przy głębokiej modulacji $m = 80\%$ — będzie 4%.

B. Sygnał odbiorczy silniejszy. Załóżmy stosunek napięcia przeszkadzającego do odbieranego

$$\frac{V_1}{V_2} = y \quad \dots \quad (18)$$

który będzie w tym wypadku mniejszy od jedności, podobnie jak x w wypadku poprzednim.

Po przekształceniach, przyjmując

$$m < 1 \quad y \ll 1$$

wyrażenie na amplitudę napięcia na detektorze przedstawimy w postaci

$$V_1 (1 + m \sin \omega t) \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left[\frac{y^2}{(1 + m \sin \omega t)^2} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2y \cos \varepsilon t}{1 + m \sin \omega t} \right] - \frac{1}{8} \left[\frac{y^4}{(1 + m \sin \omega t)^4} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{4y^3 \cos \varepsilon t}{(1 + m \sin \omega t)^3} + \frac{4y^2 \cos^2 \varepsilon t}{(1 + m \sin \omega t)^2} \right] + \dots \right. \quad (19)$$

Po pominięciu wyrazów z y w potęgach wyższych od dwóch przyjęciu $y \ll 1$ oraz założeniu niezbyt głębokiej modulacji i obliczeniu wartości średniej wyrazów o częstotliwości nadслyszalnej, otrzymamy wyrażenie, z którego po przekształceniach wydzielimy podstawową oraz drugą harmoniczną jako

$$m \left(1 - \frac{1}{4} y^2 \right) \sin \omega t \text{ oraz } \frac{1}{8} y^2 m^2 \cos 2\omega t \quad (20)$$

Zatem głębokość modulacji maleje tu w stosunku

$$\left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 \right] \quad \dots \quad (21)$$

oraz zjawiają się harmoniczne, z których druga w stosunku do podstawowej jest

$$\frac{1}{8} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 m$$

Jednakowoż tak zmniejszenie głębokości modulacji, jak i zniekształcenie harmonicznymi nie odgrywa tu większej roli, bowiem np. przy $m = 80\%$ oraz $\frac{V_2}{V_1} = 0,2$ zmniejszenie głębokości modulacji wyrazi się liczbą 0,99, zaś zawartość drugiej harmonicznej będzie 0,5%.

Zalety odbioru synchronizowanego.

Zalety odbioru synchronizowanego — pod względem działania demodulującego — są oczywiste. Wynikają one wprost z faktu zwiększenia amplitudy fali nośnej sygnału odbieranego V_1 ; przy danej amplitudzie sygnału przeszkadzającego V_2 , osiąga się zwiększenie wyrażenia x , tak iż x , stając się większym od jedności, przechodzi w y , a więc sygnał ze zdemodulowanego staje się demodulującym.

Jeśli o głębokości modulacji otrzymanego w ten sposób prądu sądziłoby się według stosunku amplitudy obwiedni małej częstotliwości do amplitudy fali nośnej, okazałoby się, że głębokość ta maleje wraz ze zwiększeniem amplitudy nakładanego z heterodyny lokalnej prądu. Jednakowoż należy pamiętać, iż efekt odbiorczy jest tu uwarunkowany amplitudą obwiedni, a ta właśnie nie ucierpiała na skutek demodulacji.

Synchronizacja heterodyny przez sygnał.

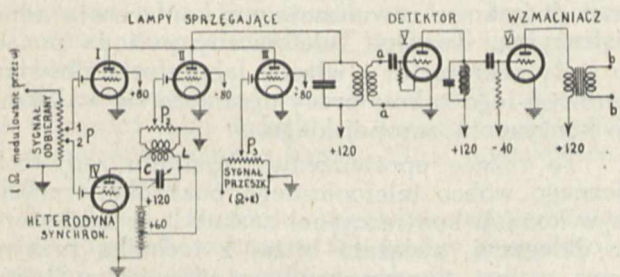
Istnieje parę sposobów synchronizacji heterodyny lokalnej przez nośną częstotliwość sygnału. Bardzo pomysłowy sposób, wymagający jednak dodatkowej lampy katodowej, podaje de Bellescize we wspomnianej publikacji. W niniejszej pracy zastosowany został sposób, oparty na wykorzystaniu synchronizacyjnych własności siatki pliodynatronowej w generatorze dynatronowym. W generatorze tym, pracującym blisko granicy powstawania drgań, odebrany sygnał po wzmocnieniu, doprowadzony zostaje do obwodu siatki pliodynatronowej. Zmienny potencjał tej siatki wywiera działanie synchronizujące na oscylacje dynatronowe w pewnym zakresie przestrajania obwodu oscylacyjnego LC. Przestrajanie to wpływa przytem na zmianę fazy oscylacji, co pozwala na najkorzystniejszy jej dobór.

Wyniki doświadczeń.

Doświadczenie sprawdzające powyższe rozważania przeprowadzono na modelu elektrycznym o innej skali częstotliwości, mianowicie przyjmując: pulsację sygnału odbieranego $\Omega = 2\pi \cdot 1000$ c, pulsację modulacji sygn. odb. $\omega = 2\pi \cdot 50$ c, oraz pulsację sygnału przeszk. $\Omega + \omega = 2\pi \cdot 1200$ c, tak, iż pulsacja dudnień interferencyjnych sygnału odbieranego i przeszkadzającego wynosiła $\epsilon = 2\pi \cdot 200$ c. W ten sposób stosunki częstotliwości były tu $\omega : \Omega = 20$ i $\epsilon : \omega = 4$, co odpowiada, np. przy skali 100, następującym danym z praktyki radiofonicznej:

$$\begin{aligned} \Omega' &= 2\pi \cdot 100\,000 & (\lambda &= 3\,000 \text{ m}) \\ \omega' &= 2\pi \cdot 5\,000 & (f' &= 5\,000 \text{ c}) \\ \epsilon' &= 2\pi \cdot 20\,000 & (f_{\text{nadst.}} &= 20\,000 \text{ c}) \end{aligned}$$

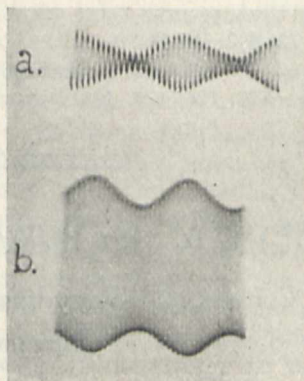
Układ służący do wzajemnego nakładania na siebie odpowiednich prądów przedstawiony jest na rys. 1.



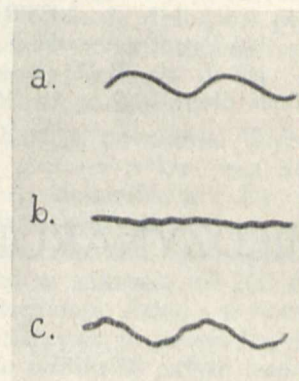
Rys. 1.

Tutaj lampy I, II i III służą do wprowadzenia: 1) sygnału odbieranego o pulsacji Ω , modulowanego przez ω , 2) prądu z heterodyny IV, syn-

chronizowanej przez sygnał odbierany oraz 3) sygnału przeszkadzającego o pulsacji $(\Omega + \epsilon)$ do obwodu LC, leżącego we wspólnym obwodzie anodowym tych lamp. Lampa V działa jako detektor (siatkowy), lampa VI — jako wzmacniacz małej



Rys. 2.

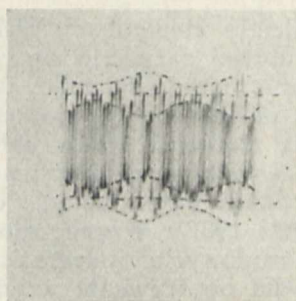


Rys. 3.

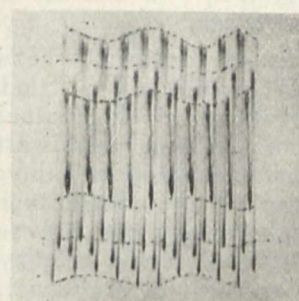
częstotliwości. Heterodyna synchronizowana pracuje w układzie dynatronowym. Pracę bliską do stanu granicznego uzyskuje się przez dobór odpowiedniego potencjału początkowego jej siatki V_s . Potencjometry P , P_1 i P_2 pozwalają na regulację amplitud odpowiednich sygnałów.

Zachowanie się układu badano przy pomocy oscylografu katodowego, dołączonego do punktów aa (przed detekcją) lub bb (po detekcji).

Otrzymano zdjęcia fotograficzne inwertowane z pozytywów na negatywy przedstawione są na rys. 2, 3, 4 i 5.



Rys. 4.



Rys. 5.

Rys. 2a przedstawia odbierany sygnał, modulowany głębokością ok. 50%, zaś rys. 2b — ten sam sygnał po nałożeniu nań prądu z heterodyny lokalnej, synchronizowanej (o 4-krotnie większej amplitudzie). Ten sygnał — po detekcji — pokazany jest na rys. 3a.

Rys. 4 przedstawia modulowany sygnał odbierany po nałożeniu nań sygnału przeszkadzającego o mniej więcej trzykrotnie większej amplitudzie. Sygnał jest tu bardzo silnie zdemodulowany, co widać z rys. 3b, przedstawiającego go po detekcji.

Rys. 5 przedstawia sygnał odbierany systemem synchronizowania (a więc sygnał przedstawiony na rys. 2b). Tutaj efekt demodulacji został całkowicie usunięty, co zresztą widać z rys. 3c (po detekcji).

W zakończeniu dziękuję asystentom p. Z. Je-

lonkowi za pomoc przy zestawianiu układu i zdjęciach, zaś p. inż. S. Dierewiance za sprawdzenie przeliczeń.

Dział Naukowy Instytutu Radjotechnicznego
w Warszawie.

Luty 1933 r.

LITERATURA.

[1] Patent francuski F. 721.692, 19-11-30.

[2] H. de Bellescize, La réception synchrone, L'Onde Electr. 1932, v. 11, NNr.: 125, 126, 127, 128.

[3] S. Butterworth, Note on the apparent demodulation of a weak station by a stronger one. Exp Wir. 1929.

[4] F. M. Colebrook, A further note on the apparent demodulation of a weak station by a stronger one E. W. 1931 Aug.

[5] A. Mallet, Apparent Demodulation Wir. Eng. 1932, May.

[6] E. V. Appleton a., D. Boohariwalla. The mutual interference of Wireless Signals in simultaneous detection. W. E. 1932, March.

MIĘDZYNARODOWA KONWENCJA TELEKOMUNIKACYJNA.

Convention Internationale des Télécommunications.

Mjr. inż. K. Krulisz.

Sommaire.

L'auteur donne un bref aperçu des travaux de la Conférence Internationale de Radiotélégraphie à Madrid ainsi que la caractéristique de la nouvelle Convention Unique. Il tire l'attention sur certaines modifications du règlement général des Radiocommunications.

W dziedzinie międzynarodowego użytkowania środków telekomunikacyjnych obowiązują dotychczas dwie konwencje: międzynarodowa konwencja telegraficzna (Petersburg 1875 r.) i międzynarodowa konwencja radjotelegraficzna (Waszyngton 1927 r.). Obie te konwencje uzupełnione są regulaminami, zawierającymi szczególne postanowienia z dziedziny radjotechniki, służby ruchu i rozliczeń pieniężnych, dotyczących danego działu telekomunikacji.

Wobec tego, że oba działy komunikacji elektrycznej drutowej i bezdrutowej zajął się coraz bardziej tak w dziedzinie nauki i techniki, jak i praktycznej eksploatacji, od szeregu lat zastanawiano się nad możliwością złączenia spraw całej telekomunikacji w jednym wspólnym akcie prawnym. Wyrazem tych dążeń było zwołanie do Madrytu na dzień 3 września 1932 r. równocześnie dwu konferencji międzynarodowych, telegraficznej i radjotelegraficznej, dla oparcowania wspólnej Międzynarodowej Konwencji Telekomunikacyjnej.

Konwencja ta, opracowana w ciągu przeszło trzech miesięcy, obejmuje obok aktu konwencyjnego, złożonego z 40 artykułów, następujące regulaminy:

1) Regulamin Telegraficzny z protokołem końcowym,

2) Regulamin Telefoniczny (konwencja petersburska uwzględniała telefonję jako dział telegrafji),

3 a) Regulamin radjokomunikacyjny ogólny z protokołem końcowym,

3 b) Regulamin radjokomunikacyjny dodatkowy.

Mysła przewodnią projektodawców wspólnej konwencji było, by akt konwencyjny, zawierający zasadnicze postanowienia dla wszystkich służb telekomunikacyjnych, obowiązywał wszystkich bez różnicy, ale, by stać się członkiem Międzynarodowej Unji Telekomunikacyjnej miało być konieczne

uznanie przynajmniej jednego z trzech głównych regulaminów. Jednakże w toku prac, głównie pod naciskiem delegacji Z. S. R. R., odstąpiono od tej zasady, postanawiając, że każdego sygnatarjusza obowiązują tylko artykuły konwencji, odnoszące się do tego działu służby, którego regulamin przyjął. W ten sposób konwencja madrycka z nazwy tylko pozostała wspólna, w praktyce bowiem rozpada się conajmniej na 2 konwencje: telegraficzną i radjokomunikacyjną.

Organem wykonawczym międzynarodowej Unji Telekomunikacyjnej jest Biuro Międzynarodowe Unji, urzędujące w Bernie pod opieką rządu Konfederacji Szwajcarskiej.

Organami powołanymi do zmiany postanowień konferencji są międzynarodowe konferencje pełnomocników państw, zwoływane na żądanie conajmniej 20 państw, zaś zmiany regulaminów uskuteczniają konferencje t. zw. administracyjne przedstawiciele Zarządów Pocht i Telegrafów, w terminie ustalonym przez poprzednią konferencję. Najbliższe konferencje administracyjne, telegraficzna i radjotelegraficzna, odbędą się w styczniu r. 1937 w Kairze.

Dla załatwienia spraw technicznych, związanych z eksploatacją urządzeń telekomunikacyjnych, istnieją 3 komitety doradcze (Comités Consultatifs Internationaux Techniques): telegraficzny (skrót C. C. I. T.), zbierający się co 5 lat, telefoniczny (C. C. I. F.), zbierający się co 2 lata i radjotechniczny (C. C. I. R.), zwoływany zasadniczo co 5 lat, lecz na żądanie 10 państw mogący się zebrać dodatkowo równocześnie z konferencją administracyjną. Komitet Telefoniczny posiada ponadto stały sekretariat i własne laboratorja doświadczalne, a jego zakres pracy ogranicza się wyłącznie do kontynentu europejskiego.

To rażące upośledzenie komitetu radjotechnicznego wobec telefonicznego poza okolicznością, że w komisji konwencyjnej zasiadali prezesi szeregu delegacji, związani bliżej z techniką przewodową — jest głównie wynikiem stanowiska Stanów Zjednoczonych i Dominjów Brytyjskich, które sprzeciwiły się częstszemu zwoływaniu C. C. I. R. ze względów oszczędnościowych. W stosunku do C. C. I. F. tego sprzeciwu nie było, gdyż kraje te nie biorą w nim udziału.

Z regulaminów przyjęty został prawie przez wszystkie państwa ogólny regulamin radiokomunikacyjny, regulaminu telegraficznego i telefonicznego nie przyjęły przedewszystkiem Stany Zjednoczone A. P., które poprzednio nie były sygnatarjuszem konwencji telegraficznej. Przyczyna leży w tem, że St. Zjednoczone ze względu na ustrojowych nie mogą narzucić swym towarzystwom eksploatacyjnym szczegółowych postanowień zawartych w regulaminie telegraficznym.

Dla użytku tych państw, które nie przyjęły *regulaminu telegraficznego, regulamin radiokomunikacyjny* jest rozbity na dwa: ogólny, zawierający postanowienia ogólnie obowiązujące i dodatkowo, w którym skupiono przepisy administracyjne, odnoszące się przedewszystkiem do sposobów przesyłania i odbierania radjotelegramów, uzgodnione z regulaminem telegraficznym.

Konwencja i regulaminy wejdą w życie z dn. 1 stycznia 1934 r., lecz będą prawomocne dopiero po ratyfikowaniu konwencji przez rządy i urzędowym przyjęciu regulaminów przez administracje poczt i telegrafów.

Nowoopracowany ogólny regulamin radiokomunikacyjny, chociaż w zasadzie opiera się na regulaminie waszyngtońskim, zawiera jednakże szereg nowych szczegółów o znacznej doniosłości.

I tak, przedewszystkiem, zaakcentowano konieczność postępów technicznych w urządzeniach radiokomunikacyjnych, wskazując jako jedno ze źródeł informacyjnych C. C. I. R. (art. 4 i 6) i poraz pierwszy podano wskazówki techniczne, a mianowicie co do stałości fali i szerokości zajmowanego widma promieniowania (załączniki 1 i 2 R. Og., oparte na wskazówkach C. C. I. R. Nr. 20 i Nr. 41). Jako precedens w kierunku uwzględnienia zagadnień technicznych w regulaminie są to fakty o doniosłym znaczeniu.

Nowością jest również rozróżnienie stacji amatorskich i stacji doświadczalnych (art. 1 definicje), które dotychczas istniały w regulaminie pod wspólnym pojęciem „stacji doświadczalnych prywatnych”. Odróżniono więc stacje amatorskie, pracujące w określonym celu na określonych długościach fal od stacji doświadczalnych laboratoriów fabrycznych i naukowych.

W klasyfikacji fal niegasnących (art. 5) wprowadzono również zmianę: Jako A-3 oznaczono fale „modulowane według prawa złożonego i zmiennego z częstotliwością akustyczną”, obejmując tą definicją również i przesyłanie obrazów cieniowanych. Wprowadzono zaś nowy typ A-4, obejmujący fale modulowane w ten sam sposób, co A-3, lecz z częstotliwością ponadslyszalną, podając jako przykład telewizję.

W oznaczeniu fal zachowano obok częstotliwości również jako dodatkowe oznaczenie długości fali w metrach, pomimo bardzo silnej opozycji delegacji St. Zjedn. A. P.

Największe trudności sprawiało opracowanie nowego rozdziału zakresów fal między poszczególnymi służbami (art. 7), a w szczególności zakres częstotliwości 150 kc/s do 1500 kc/s (2000 m do 200 m). Fale te, posiadające najkorzystniejsze własności pod względem rozchodzenia się na odległości średnie (rzędu kilkuset do 1000 km) są również korzystne dla szeregu bardzo ważnych służb radiokomu-

nikacyjnych, jak służba korespondencyjna morska i lotnicza, radjogoniometrija, latarnie radjowe, radjofonja, wojsko i t. d. Stąd też, zwłaszcza skutkiem olbrzymiego rozwoju radjofonji, zadowolenie wszystkich pretendentów do tego zakresu było zadaniem nie do rozwiązania. Dlatego też podkreślić należy jako szczególnie wyróżnienie delegacji polskiej, że przewodnictwo komitetu zajmującego się tym tak doniosłym zakresem, oddano p. Dr. Z. Chamcowi, dyrektorowi Polskiego Radja.

Do prac zabrano się bardzo poważnie. Wyłoniono Komitet naukowy, złożony z Dr. van der Pol'a, Dr. Dellinger'a, T. L. Eckersley'a i Dr. le Corbeiller'a, przestudjowano wszystkie dostępne materiały badawcze i na ich zasadzie opracowano krzywe rozchodzenia się fal w zakresie od 200 do 2000 m nad lądem i nad morzem, w dzień i w nocy, na odległości do 2000 km. Krzywe te prowadzą do ciekawego wniosku, że fale odbite w całym badanym zakresie fal dają praktycznie te same natężenia pola, czyli że zasięg promienia odbitego jest w tym zakresie niezależny od długości fali.

Po dłuższych dyskusjach postanowiono nie zmieniać zasadniczego podziału fal długich, powyżej 2000 m oraz pośrednich i krótkich, poniżej 150 m. Podział w tych zakresach jest ogólnie obowiązujący. W pozostałym zakresie (2000 do 150 m) nie zdołano przeprowadzić podziału jednolitego, lecz wyodrębnilo obszar t. zw. europejski, obejmujący Europę do 40° długości wschodniej od Grenwich i obszar śródziemnomorski do 30° szerokości północnej z wyjątkiem Anatolji i Hedzasu. W obszarze tym obowiązuje podział fal odmienny niż w innych częściach świata, z wyjątkiem fal dla służb morskich, latarni radjowych, radjogoniometriji, fal radjofonicznych 545 do 200 m i pewnych zakresów fal lotniczych. Poza temi zakresami Europie przyznano znaczne większe możliwości dla radjofonji, głównie kosztem ograniczenia służby lotniczej, oraz dopuszczając w pewnych warunkach stacje radjofoniczne w zakresach innych służb.

Podział t. zw. europejski, uwzględniający wyjątkowe warunki polityczne tego obszaru pod względem radjofonji, sam przez się stwarza warunki dość ciężkie dla pozostałych służb, lecz znaczenie jego stało się prawie iluzoryczne z chwilą przyznania Związkowi Sowieckiemu t. zw. rezerw. A mianowicie, delegacja Z. S. R. R., której rząd St. Zjedn. nie dopuścił do udziału w konferencji waszyngtońskiej, obecnie sprzeciwiła się przyjęciu ustalonego podziału fal, motywując swój protest tem, że Rosja, nie będąc sygnatarjuską konwencji waszyngtońskiej, szła w rozwoju radiokomunikacji własnymi drogami, wobec czego obecnie jest dla niej techniczną niemożliwością dostosowania się do ogólnie obowiązującej organizacji.

Te motywy, zresztą natury raczej formalnej, w Madrycie uwzględniono, kierując się chęcią skłonienia delegacji Z. S. R. R. do podpisania regulaminu radiokomunikacyjnego, choćby kosztem daleko idących ustępstw. Przyznano więc Z. S. R. R. w protokóle końcowym do R. Og. szerokie możliwości dla radjofonji w zakresach, które kraje sąsiadujące z Z. S. R. R. mają użytkować dla innych służb, a zwłaszcza dla komunikacji lotniczej, co sytuację radiokomunikacji w Europie czyni wyjątkowo ciężką. Całą nadzieję rozwiązania tego trud-

nego zagadnienia pokłada się obecnie na konferencji państw europejskich, która ma się zebrać około 1 czerwca 1933 r. w Lucernie, celem przeprowadzenia indywidualnego rozdziału fal między stacje radiofoniczne. Dla słuszności należy zaznaczyć, że wina tego stanu nie leży wyłącznie po stronie Z. S. R. R., a raczej znaczną jej część ponosi konserwatywizm wielkich mocarstw i pewnych służb, głównie morskich. Wysuwane koncepcję, mogące przyczynić się do znacznego zreformowania podziału fal, tak ze strony Z. S. S. R., jak i innych państw (np. projekt Kanady przesunięcia fali wywoławczej z 600 na 800 m) odrzucono bez dyskusji, o ile tylko zbyt odbiegały od schematu waszyngtońskiego. Stąd też o poważniejszej reformie nie mogło być mowy. Również jako ciekawa ilustracja istniejącego stanu rzeczy może służyć fakt, że St. Zjedn. A. P. nie stosują się już oddawna do międzynarodowej fali lotniczej 900 m i na przyszłość też nie mają zamiaru tej fali stosować. Widać więc z tego wszystkiego, że po wejściu w życie podziału madryckiego rozbieżność między teorią a praktyką będzie dość znaczna.

Tekst art. 7 towarzyszący podziałowi fal wprowadza w porównaniu z art. 5 regulaminu waszyngtońskiego dość znaczne obostrzenia w stosunku do stacji zajmujących fale w zakresach przyznanych innym służbom. I tak, każde zajęcie nowej takiej fali lub zwiększenie mocy na fali już zajętej musi być ogłoszone na 6 miesięcy (w wyjątkowych wypadkach na 3 miesiące) naprzód, i dopiero w razie, gdy nikt się nie sprzeciwi, może być urzeczywistnione. W szczególności gdy idzie o stację radiofoniczną w Europie, potrzebna jest zgoda wszystkich państw europejskich.

Dwie sprawy o dużym znaczeniu upadły po dłuższych dyskusjach: sprawa przyspieszenia likwidacji fal gasnących i sprawa ograniczenia mocy stacji radiofonicznych. Pierwszą odrzucono zupełnie, pozostawiając termin 1 stycznia 1940 r. dla stacji ponad 300 watów mocy zasilającej zgodnie z postanowieniem R. Og. waszyngtońskiego. Co zaś do ograniczenia mocy, to opracowano paragraf ograniczający moc na falach poniżej 1000 m do 100 kW, powyżej zaś 1000 m do 150 kW lub natężenie pola na najdalszej granicy państwa do 2

mV/m, na najbliższej do 10 mV/m. Paragraf ten jednakże na żądanie delegacji Z. S. R. R. wycofano i podano jedynie jako zalecenie dla konferencji państw europejskich.

Art. 7 zawiera ponadto wskazówki dla pracy służb ruchomych na falach krótkich oraz przewiduje dla obszaru europejskiego stosowanie w zakresie fal od 200 do 150 m radiotelefonji morskiej, zaś w zakresie od 200 m do 86 m latarni radiowych o małym zasięgu (poniżej 50 km). Postanowienia te wskazują, jakie zastosowania mogą mieć fale pośrednie, doniedawna lekceważone.

W przepisach dla stacji ruchomych (art. 9) należy podkreślić obowiązek posiadania falomierza o dokładności co najmniej 0,5% dla stacji okrętowych, pracujących na falach powyżej 1875 m (poniżej 160 kc/s) oraz poniżej 75 m (poniżej 4000 kc/s). Jest to również postęp, który zawdzięczać należy pracom C. C. I. R.

Pozatem w regulaminie ogólnym sprecyzowano szereg przepisów eksploatacyjnych dawnego regulaminu, jak używanie fal w służbach ruchomych, a w szczególności fali 600 m (art. 19), sposoby nadawania próbných (art. 20), służbę radiotelefoniczną małej mocy (art. 29), służby specjalne, jak meteorologia, radiogonjometria i latarnie radiowe (art. 30).

Na uwagę zasługuje postanowienie załącznika 5 (do art. 15), że do fali zgłoszonej a nie zajętej w ciągu 2 lat dane państwo traci prawo, o ile jej ponownie nie zgłosi. Przepis ten ma na celu zapobiecnie zajmowaniu przez pewne państwa znacznej liczby fal, z których następnie nie korzystają.

Konferencja madrycka nie spełniła więc w pełni nadziei, które w niej pokładano, nie dała bowiem ani konwencji naprawde jednolitej, ani też podziału fal odpowiadającego niezbędnym potrzebom wszystkich służb i stanowi techniki współczesnej, a nawet w sprawie C. C. I. R. postanowienia konwencji są poważnym krokiem wstecz. Na usprawiedliwienie jej należy wszelako przytoczyć, że nie można wymagać ideału od ciała zbiorowego, w którym decydują nie tyle względy rzeczowe, co kompromis między rozbieżnymi interesami politycznymi i gospodarczymi poszczególnych członków.

BADANIA NAD ROZCHODZENIEM SIĘ FAL KRÓTKICH.

Les essais sur la propagation des ondes courtes.

Prof. D. Sokolcow.

Sommaire.

Résumé. D'abord un court résumé de l'organisation (par l'Institut Radiotechnique à Varsovie) des essais sur la propagation des ondes courtes, leur programme, ainsi que la description sommaire des postes émetteurs et récepteurs sont donnés.

Ensuite sont présentées les courbes caractérisant la propagation des ondes dans les circonstances différentes (distance, heure).

L'influence du lever et du coucher du soleil et des changements de la puissance à l'émission ainsi que la va-

riation de l'intensité de réception d'un jour à l'autre est aussi discutée.

A la fin on donne un court résumé concernant la possibilité de l'application des ondes courtes ($\lambda = 100 \text{ m} \div 15 \text{ m}$) pour la pratique.

WSTĘP.

Rozwój radiotechniki w czasach ostatnich cechuje się, między innymi, próbami stosowania w radiokomunikacji fal coraz krótszych. Jeszcze jakieś dwa lata temu fale poniżej 10 m, t. zw. „ultra

krótkie", prawie że nie były badane. Ostatnio zajmujemy się już falami decymetrowymi.

Chęć stosowania w radjotechnice fal krótkich objaśnia się pewnymi specjalnymi ich własnościami, a przede wszystkim możliwością osiągnięcia, jak wskazały pierwsze, co prawda dorywcze, doświadczenia, przy pomocy fal krótkich bardzo wielkich odległości kosztem bardzo małych mocy; poza to znacznie łatwiej skutecznia się tu radiokomunikacja kierunkowa.

Jednak zastosowanie fal krótkich w radiokomunikacji praktycznej wymaga bardzo dokładnego zapoznania się z ich własnościami; zachowanie się tych fal przy rozchodzeniu się od punktu nadawczego do punktów odbiorczych zależy, od szeregu różnych czynników.

W związku z tem Instytut Radjotechniczny już w pierwszym roku swego istnienia zwrócił szczególną uwagę na badania fal krótkich.

Badania te, zakreślone na szeroką skalę, związane były z dość dużymi wydatkami i mogły być skuteczne tylko dzięki daleko idącej pomocy Ministerstwa Poczty i Telegrafów, Departamentu Aeronautyki Min. Spraw Wojskowych, Ministerstwa Komunikacji oraz szeregu polskich Instytucji Naukowych, jak to Państwowego Instytutu Meteorologicznego, Państwowego Instytutu Geodezyjnego i Obserwatorium Magnetycznego.

Badania te były uskuteczniane przez Instytut Radjotechniczny rok rocznie, każdorazowo przez przeciąg 10-ciu tygodni bez przerwy.

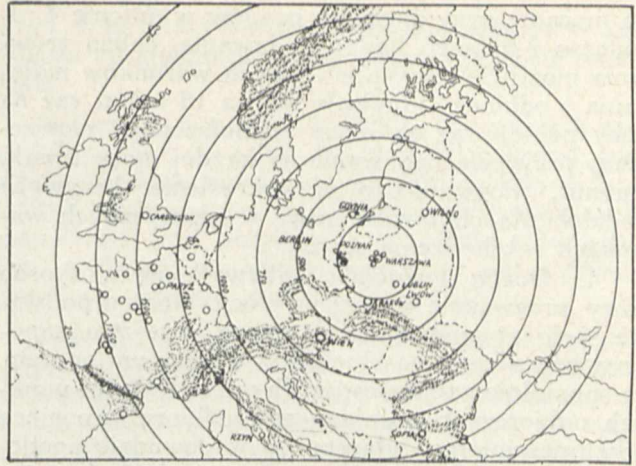
W pierwszej serii badań, w r. 1929, punkty odbiorcze były zorganizowane tylko na terenie Polski; lecz już w następnej serii, w r. 1930, w badaniach tych wzięły udział liczne stacje zagraniczne szeregu krajów. Udział stacji i instytucji zagranicznych w badaniach Instytutu zwiększył się w 1932, podczas 3-ej serii badań. Brały tu udział następujące kraje: Anglja, Austria, Belgja, Bułgaria, Francja, Holandja, Niemcy i Italja. Ilość stacji odbiorczych ok. 40.

Oprócz tego, szereg pojedynczych obserwacji nadeszło z różnych punktów Rosji, Szwajcarii i Hiszpanji. W ten sposób obszar, objęty badaniami Instytutu, sięgał do 2000 kilometrów, licząc od Warszawy, gdzie się znajdowała radiostacja nadawcza.

Tak duża liczba stacji odbiorczych pozwoliła na zebranie dużej ilości obserwacji, wykonanych na różnych odległościach w najrozmaitszych warunkach odbioru. Ilość ta przekraczała liczbę 100 000 (sto tysięcy) dla każdej serii badań. Dało to możliwość, przy opracowaniu wyników badań, korzystać ze statystycznej metody wyprowadzenia średnich wielkości dla ilościowego ujęcia czynników, wpływających na rozchodzenie się fal krótkich.

Stacje polskie i zagraniczne, które brały udział w badaniach Instytutu, pokazane są na mapie (rys. 1).

Sprawozdania z uskuteczniionych już 3-serji badań zostały ogłoszone w „Wiadomościach i Pracach Instytutu Radjotechnicznego”. Wyniki 3-ej serii badań były zreferowane przez autora na Międzynarodowym Kongresie Elektrycznym w Paryżu, w lipcu w 1932 r. W referacie niniejszym podajemy zestawienie wyników ze wszystkich trzech serii badań.



Rys. 1.

Mapa Europy z podaniem położenia radiostacji odbiorczych.

I.

PROGRAM BADAŃ.

Program badań w ciągu wszystkich uskuteczniionych seryj badań pozostawał zasadniczo ten sam, jedynie, w miarę rozwoju tych badań oraz udoskonalenia technicznego radiostacji nadawczej i coraz to lepszego jej wyposażenia w odpowiedni sprzęt, wprowadzane były w program pewne zmiany, w celu lepszego wyświetlenia niektórych szczegółów.

Program ten opracowany został w sposób następujący:

1. *Fale badane.* W czasie, kiedy badania nad rozchodzeniem się fal krótkich były przez Instytut Radjotechniczny rozpoczęte, najaktualniejsze były fale o długości rzędu kilkudziesięciu metrów. Dlatego też były wybrane fale w zakresie od 100 m i niżej, do 15 m, a mianowicie:

= 100 m; 80 m; 60 m; 50 m; 40 m; 30 m; 25 m; 20 m; i 15 m.

$f = 3\,000\text{ kc}; 3\,750\text{ kc}; 5\,000\text{ kc}; 6\,000\text{ kc}; 7\,500\text{ kc}; 10\text{ Mc}; 12\text{ Mc}; 15\text{ Mc};$ i 20 Mc.

Ażeby uniknąć wpływów przypadkowych, nieuchwytnych, czynników, każdą falę nadawano w ciągu 6 dni tygodnia (soboty były zarezerwowane dla nasłuchów nadawań francuskich) bez przerwy. Oprócz tego w pewnych szczególnie ciekawych okresach czasu, np. w okresie letniego przesilenia słońca (od 1.VII do 8.VII), fale zmieniano codziennie, dla zbadania zachowania się wszystkich badanych fal w tym okresie.

2. *Czas nadawania.* Nadawano codziennie, początkowo co pół godziny, a następnie co kwadrans, to znaczy 96 razy na dobę, co 7 minut. Podczas wschodu i zachodu słońca nadawania w pierwszych dwóch serjach odbywały się bez przerwy w ciągu przeszło 2 godzin, a to w celu określenia wpływu tego czynnika na całym obszarze badanym. W ten sposób badana była całkowita doba. Ażeby oprócz tego wyjaśnić wpływ pory roku, badania Instytutu odbywały się każdorazowo w innej porze roku, — w ten sposób zbadane zostały: lato, jesień i okres przejściowy zima — wiosna.

3. *Moc nadawania.* Ażeby określić wpływ mocy nadawania na różnych falach, nadawano dwie-

ma mocami, przy stosunku prądów w antenie 4 : 1. Podczas 3-ej serji badań nadawania, celem zrównania możliwie wszystkich innych warunków nadawania i odbioru, odbywały się co 15 minut raz na mocy pełnej, raz na mocy zmniejszonej, naprzemiennie; przyczem nadawanie na każdej mocy trwało 7 minut. Pozwoliło to na wykreślenie krzywych średnich dla obydwóch mocy w identycznych warunkach rozchodzenia się fal.

4. *Ocena nasłuchów* odbywała się w sposób różny, przeważnie wprost na słuch, albo na podstawie 9-cio stopniowej skali oceny, wreszcie za pomocą bocznikowania słuchawki wiadomym oporem. Na specjalnie zainstalowanych przez Instytut punktach odbiorczych oceniano siłę odbioru za pomocą miliamperomierza, włączonego w obwódzie anodowym ostatniej lampy. Na tychże stacjach Instytutu jednocześnie odbierano i na słuch. Dało to możliwość sporządzenia krzywej porównania oceny siły odbioru na słuch ze wskazaniem miliamperomierza.

5. *Wpływ innych czynników.* Tak na stacji nadawczej, jak na odbiorczych, notowano stan pogody, stan nieba, różne przeszkody w odbiorze, i t. d. Szczególną zaś uwagę zwrócono na notowania podczas odbioru „fading'u”, co do częstości zjawiska, czasu trwania, oraz stopnia spadania siły odbioru.

Porównyując ten program badań Instytutu z innymi badaniami zagranicznymi, naprzykład z trwającymi już od kilku lat badaniami francuskiego „Ministere de l'Air”, trzeba podkreślić, że badania naszego Instytutu zajmują całkowity czas w ciągu dosyć dużego okresu, dziesięcioletniego, i w ten sposób dają wyniki niezależne od różnych przypadkowych, często nieuchwytnych, czynników: — meteorologicznych, elektrycznego i magnetycznego stanu ziemi i t. p.

II.

STACJE NADAWCZO - ODBIORCZE.

A. *Stacje nadawcze.* — Jako stacja nadawcza w pierwszej serji badań służyła krótkofalowa doświadczalna radjostacja Instytutu, zainstalowana na Politechnice Warszawskiej. Ze względu na zaburzenia w odbiorze audycji radjofonicznych, które wytwarzały nadawania tej radjostacji, w śródmieściu, trzeba było nadawać za pomocą tej stacji zaniechać i dlatego podczas dwóch ostatnich serji badań nadawania uskuteczniiano za pomocą krótkofalowej radjostacji Instytutu Badań Technicznych Lotnictwa (IBTL) zainstalowanej na lotnisku warszawskim, na krańcach miasta Warszawy.

Radjostacja ta w porozumieniu z Instytutem Radjotechnicznym była specjalnie zbudowana i przystosowana dla celów badań obecnych. Szczególna uwaga była zwrócona przytem na stałość nadawanej fali¹⁾.

B. *Stacje odbiorcze.* — Jak powiedziano wyżej, w nasłuchach i ocenie siły odbioru nadawań In-

stytutu brał udział cały szereg radjostacji, tak polskich jak i zagranicznych. Z tych wszystkich radjostacji trzeba jednak wydzielić cztery, specjalnie dla tego celu zaprojektowane radjostacje odbiorcze Instytutu Radjotechnicznego, które pozwalały na jednoczesny odbiór na słuch oraz za pomocą miliamperomierza.

Odbiorniki pomiarowe Instytutu były w ciągu wszystkich 3-ch serji badań zainstalowane w tych samych punktach (Gdynia, Lwów, Poznań i Wilno) i możliwie w tych samych lokalnych warunkach. Pozwoliło to na bezpośrednie porównywanie wyników odbioru w tych punktach dla wszystkich 3-serji badań. Niektóre nieznaczne zmiany w zainstalowaniu tychże odbiorników i w warunkach odbioru zostały specjalnie omówione w szczegółowych sprawozdaniach Instytutu z każdej serji badań.

III.

WYNIKI BADAŃ.

Ponieważ wyczerpujące szczegółowe sprawozdania Instytutu oddzielnie z każdej serji badań zostały już przez Instytut Radjotechniczny opublikowane²⁾, podajemy tu tylko krótkie zestawienie wyników ze wszystkich trzech serji badań, które da możliwość wyprowadzić wnioski o charakterze ogólnym co do zachowania się różnych fal w różnych warunkach.

1. *Zachowanie się różnych długości fal w zależności od odległości i godzin doby.*

Szczegółowa analiza zachowania się pod tym względem zbadanych fal pozwala podzielić je z gruba na 3 kategorie:

I Fale w zakresie 100 m — 60 m (3 000 kc — 5 000 kc),

II Fale w zakresie 60 m — 40 m (5 000 kc — 7 500 kc),

III Fale w zakresie 40 m — 15 m (7 500 kc — 20 000 kc).

Co się tyczy *odległości*, to fale pierwszych dwu kategorii, t. j. dłuższe od 40 m, mogą być stosowane w granicach całej zbadanej przestrzeni, — od 0 do 2 000 km. Coprawda, w zależności od pory roku i godzin doby, mamy lepsze i gorsze fale, ale każda z tych fal może być stosowana z powodzeniem na tym całym obszarze w ciągu pewnej ilości, średnio 8 i 10, godzin na dobę. Natomiast fale po-

²⁾ Szczegółowe sprawozdania ze wszystkich tych badań Instytutu podane są w następujących artykułach, umieszczonych w Wiadomościach i Pracach Instytutu Radjotechnicznego w Warszawie (W. P. I. R.).

1) D. M. Sokolcow — „Wyniki pierwszych badań nad rozchodzeniem się fal krótkich na obszarze Polski”. WPIR, 1930, Nr. 2-3, str. 46 — 86.

2) D. M. Sokolcow i J. Bylewski — „Wyniki 2-ej serji badań nad rozchodzeniem się fal krótkich”. WPIR, 1931, z. 1, str. 1-32.

3) D. M. Sokolcow i J. Bylewski — „Wyniki 3-ej serji badań nad rozchodzeniem się fal pośrednich i krótkich”. WPIR, 1932, z. 3-4, str. 35.

Do artykułów powyższych odsyłamy czytelnika, interesującego się falami krótkimi co do szczegółów, które w niniejszym sprawozdaniu summarycznym nie mogły być omówione.

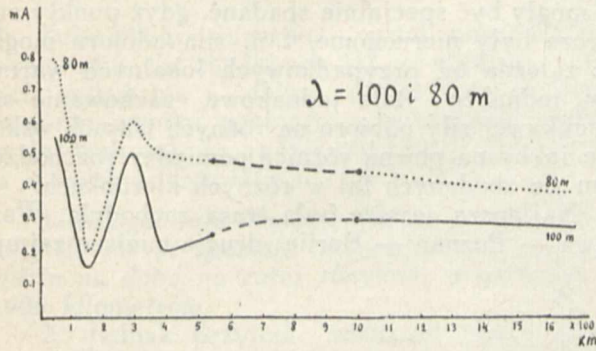
¹⁾ Szczegółowy opis radjostacji nadawczych oraz odbiorczych Instytutu Radjotechnicznego, jak również radjostacji nadawczej I. B. T. L., czytelnik znajdzie w podanych niżej sprawozdaniach I. R. o badaniach fal krótkich.

niżej 40 m na odległościach mniejszych, do 500 km od stacji nadawczej, nie są odbierane. Na odległościach zaś większych od 1 000³⁾ są one odbierane jako wybitne fale dzienne. Mają te fale jeszcze za-

to rys. 4, na którym podana jest siła odbioru w zależności od godzin doby dla trzech zakresów odległości.

Natomiast fale II-ej kategorii, chociaż tak samo odbieramy na całej zbadanej przestrzeni, ale na odległościach mniejszych (do 500 km) są to fale wybitnie dzienne, zaś na odległościach większych (ponad 1000 km) przybierają charakter całodziennych, z silniejszym odbiorem w nocy niż w dzień. Ilustruje to wykres, podany na rys. 5.

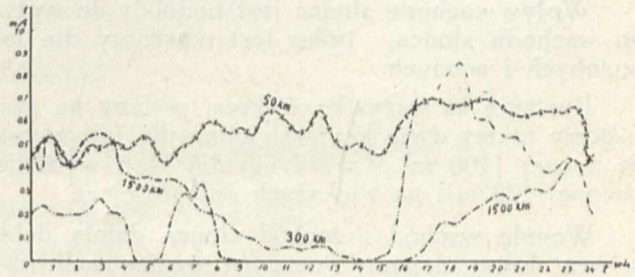
Fale III-ej kategorii, poniżej 40 m, jak już powiedziano wyżej, przychodzą tylko na większych odległościach i wyłącznie jako fale wybitnie dzienne. Dla zilustrowania takiego zachowania się tych fal podajemy tu wykres zależności siły odbioru od godzin doby dla fali 30 m (rys. 6) na różnych odległościach⁴⁾.



Rys. 2.
Fale 100 i 80 m.

się bezpośredni, ale leży on dla nich w granicach 50 km od stacji nadawczej i ma w ten sposób czy-
sto lokalne znaczenie.

Dla zilustrowania takiego zachowania się zbadanych fal podajemy tu wykresy zależności średniej siły odbioru (w tych godzinach doby, kiedy dana fala jest odbierana) od odległości punktu odbiorczego od stacji nadawczej dla kilku fal (rys. 2 i 3).



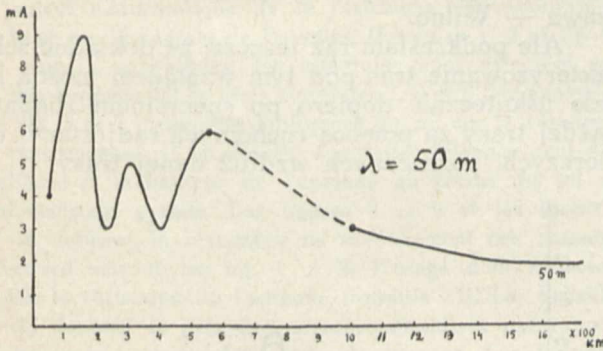
Rys. 4.
Fala 100 m.

2. Wpływ wschodu i zachodu słońca.

Już z powyższego widać, że zachowanie się fal różnych długości jest różne we dnie i w nocy.

Fale krótsze, scharakteryzowane przez nas jako dzienne, zaczynają działać wkrótce po wschodzie słońca, przyczem siła odbioru tych fal wzrasta raptownie i w ciągu około pół godziny osiąga swą maksymalną wielkość. Dla fal dłuższych, nocnych, wschód słońca oznacza, szczególnie na większych odległościach, gwałtowny spadek siły odbioru. Im fala dłuższa, tem spadek ten jest większy.

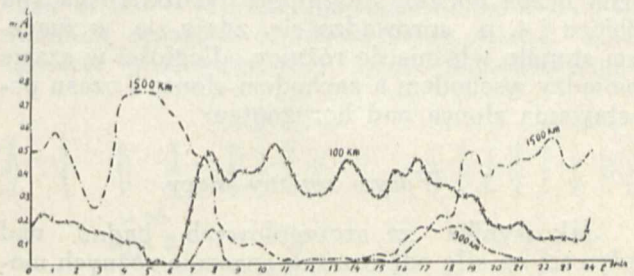
Oprócz takiego, że tak powiem, zasadniczego wpływu wschodu słońca na siłę odbioru, podczas



Rys. 3.
Fala 50 m.

Z tych wykresów widać, że fala 100 m i 80 m są odbierane na całej przestrzeni od 0 do 2000 km. Fale 30 m i 25 m posiadają t. zw. „martwą strefę”, w odległości od 100 km do 500 km. Fala 50 m, posiada średni, niezupełnie wyraźny charakter, ale bliższa jest pod tym względem do fali 100 m.

Co się zaś tyczy zachowania się różnych fal w zależności od godzin doby, to tu wpływa nie tylko długość fali, lecz i odległość. Tak, fale I-ej kategorii, na odległościach mniejszych do 500 km, dobrze przechodzą w ciągu całej doby, na odległościach zaś większych, ponad 1000 km, przybierają one charakter fal nocnych i rannych. Ilustruje

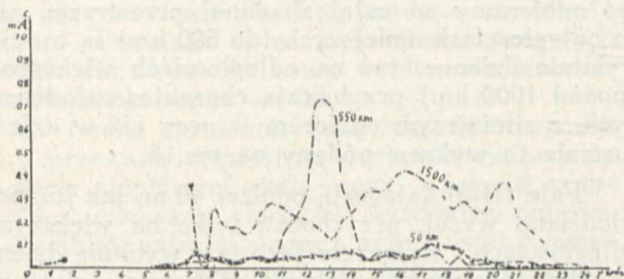


Rys. 5.
Fala 60 m.

³⁾ Odległości 550 — 1 000 km nie były niestety zbadane, gdyż w tym obszarze nie było punktów odbiorczych.

⁴⁾ Szczegółową charakterystykę każdej długości fali jak również i liczne wykresy, szczegółowo ilustrujące to zachowanie, czytelnik znajdzie w wymienionych wyżej artykułach W. P. I. R.

wschodu i zachodu słońca, powstają jeszcze ciągłe zakłócenia w odbiorze; siła odbioru w ciągu dość dłuższego czasu waha się w dość dużych granicach.

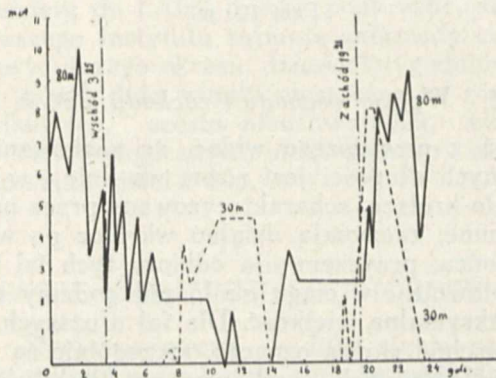


Rys. 6.
Fala 30 m.

Wpływ zachodu słońca jest podobny do wpływu wschodu słońca, tylko jest odwrotny dla fal dziennych i nocnych.

Ilustruje to wszystko wykres, podany na rys. 7, gdzie mamy dwie krzywe: jedną dla fali wybitnie nocnej (100 m), zaś drugą dla fali wybitnie dziennej (30 m), na większych odległościach.

Wogóle wschód i zachód słońca dzielą dobę na dwa okresy, dzienny i nocny, i różnica zachowania się różnych fal w różnych porach roku, jak np.



Rys. 7.

Wpływ wschodu i zachodu słońca. Fale 100 m i 30 m.

różna liczba godzin, słyszalność tychże, różna siła odbioru i t. p., sprowadza się, zdaje się, w znacznym stopniu właśnie do różnicy odległości w czasie pomiędzy wschodem a zachodem słońca i czasu pozostawiania słońca nad horyzontem.

3. Wpływ zmiany mocy.

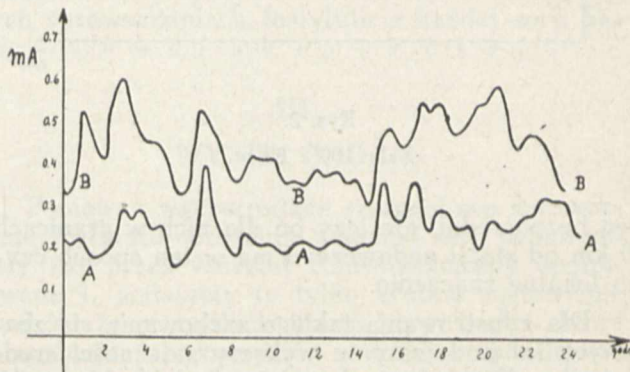
Jak wynika ze szczegółowych badań nad wpływem na siłę odbioru tak znacznie różnych mocy, jak 1:10, nawet 1:16, wpływ ten jest tylko wtedy znaczny, gdy moc mniejsza nie „nasyca”, że tak powiem, jeszcze odbiornika. Gdy zaś odbiór jest zupełnie nasycony, zwiększenie mocy, aż 16 razy wpływa bardzo nieznacznie i nie regularnie, gdyż większą rolę odgrywają tu inne czynniki.

Podają tu wykresy rys. 8 i 9 — dla fali 100 m (odbiornik „nienasycony”) i dla fali 30 m (odbiornik „nasycony” już na małej mocy).

4. Zachowanie się różnych tras.

Materiał zgromadzony podczas trzech seryj badań daje możliwość postawienia niektórych wniosków co do zachowania się różnych tras (kierunków) dla fal zbadanych długości. Chociaż trasy nie mogły być specjalnie zbadane, gdyż punkty odbiorcze były nieruchome, t. j. siła odbioru mogła być zależna od przypadkowych lokalnych warunków, jednakże stałe jednakowe zachowanie się stosunkowej siły odbioru na różnych trasach wskazuje jakby na pewną różnicę pomiędzy rozchodzeniem się zbadanych fal w różnych kierunkach.

Najlepszą zawsze była trasa zachodnia, Warszawa — Poznań — Berlin; drugie miejsce zajmu-

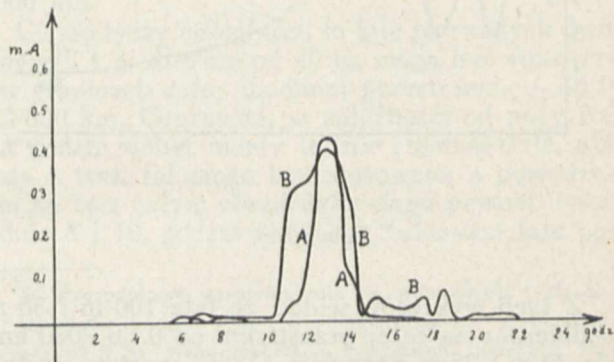


Rys. 8.

Fala 100 m. A—Moc mała. B—Moc duża.

je trasa wschodnia, Warszawa — Lwów; zaś najgorszymi były trasy Warszawa — Gdynia i Warszawa — Wilno.

Ale podkreślam raz jeszcze, że dokładne scharakteryzowanie tras pod tym względem można będzie skutecznie dopiero po specjalnym zbadaniu każdej trasy za pomocą ruchomych radiostacji odbiorczych, poruszanych wzdłuż danej trasy.



Rys. 9.

Fala 30 m. A—Moc mała. B—Moc duża.

5. Stałość własności fal w różnym czasie.

Szczegółowe kilkudniowe, bez przerwy, badania każdej fali pozwoliły, między innymi, wyjaśnić zachowanie się fal pod względem ich regularności. Okazało się, że fale te nie są stałe co do swego zachowania się. Porównanie wykresów siły odbioru za poszczególne dni ujawnia tak olbrzymie różnice, że prawie niema możliwości wyprowadzenia średniej krzywej za dany okres czasu. W każdym bądź razie, praktycznie rzecz biorąc, taka krzywa

nie gwarantowałyby wcale tego, że odbiór w danym dniu będzie „średnio” taki, jak wskazywałby taki „średni” wykres. Przy praktycznym zastosowaniu tych fal trzeba na to zwracać szczególną uwagę.

6. Wynik ogólny.

Zestawiając wszystko wyżej powiedziane o zachowaniu się zbadanych fal w różnych warunkach nadawania i odbioru, dochodzimy do następującego wyniku ogólnego o możliwości zastosowania tych fal do radiokomunikacji praktycznej na różnych odległościach:

1. Naogół fale zbadane (20 m — 100 m) nadają się do utrzymania komunikacji w ciągu 24 godzin na dobę na całej zbadanej przestrzeni, do 2 000 kilometrów.

2. Jednak przytem stosować trzeba conajmniej dwukrotną zmianę fali — rano na falę dzienną, zaś wieczorem na falę nocną.

3. Uwzględniając nieregularność w rozchodzeniu się tych fal oraz specjalnie zakłócający wpływ wschodu i zachodu słońca, trzeba brać pod uwagę, że korespondencja krótkofalowa, zasadniczo zabezpieczona (na dwóch falach), może być jednak narażona na krótkotrwałe przerwy, szczególnie w okresach zmiany fali.

Uskutecznione już trzy serie badań nad rozchodzeniem się fal krótkich nie dają jeszcze, ma się rozumieć, całkowicie wszystkich własności tych „kapryśnych” fal, chociażby ze względu na to, że nie obejmują one całkowitego roku. Dlatego też jest wysoce pożądanym, a nawet niezbędnym, ażeby tego rodzaju badania były prowadzone w dalszym ciągu.

Instytut Radjotechniczny w Warszawie.
Luty 1933.

OPORNOŚĆ I ZYSK ANTEN KIERUNKOWYCH.

La résistance et le gain des antennes directives

Inż. Stefan Manczarski.

Sommaire.

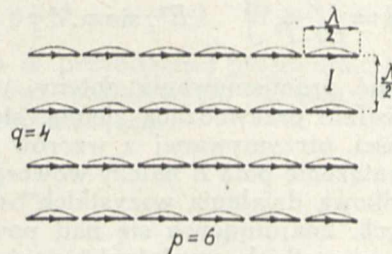
L'auteur a exposé la question des antennes directives à ondes courtes du point de vue théorique. Les types généraux des ces antennes sont présentés sur les fig. 1, 2 et 3. Le calcul mathématique de la résistance de rayonnement est basé sur l'intégrale de Poynting (formules 1, 2 et fig. 4). Les valeurs approchées des intégrales sont calculées par les développements en série (formules 7, 8 et 9 par exemple). Les fig. 5 et 7 présentent l'influence du sol sur la résistance de rayonnement. Il en résulte que cette influence peut être négligée, si la hauteur de l'antenne au-dessus du sol est conformément grande. Les figures 8 et 9 et les formules 13—16 donnent la résistance de rayonnement des antennes directives suivant les fig. 1 et 2. L'usage d'un réflecteur double la résistance de l'antenne (formule 17). Les formules 22—25 donnent le gain des antennes directives par rapport à une seule antenne demi-onde de longueur. Les formules 24 et 25 sont applicables à toutes antennes directives à condition que n exprime le nombre des oscillateurs d'une antenne équivalente suivant la fig. 1. Enfin l'auteur compare dans une table le gain des divers types des antennes directives, donné par les compagnies de T. S. F., avec les résultats calculés de la formule 25.

Zasadnicze typy anten kierunkowych.

Anteny kierunkowe, stosowane przy falach krótkich, składają się przeważnie z kombinacji oscylatorów półfalowych, które tworzą ściany promieniujące (rys. 1, 2 i 3).

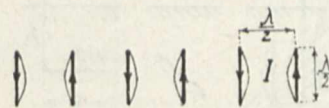
Antena według rys. 1 zawiera pq oscylatorów półfalowych z prądami o jednakowej fazie i promieniuje najsilniej w dwóch kierunkach, prostopadłych do płaszczyzny ściany. Chcąc uzyskać promieniowanie tylko jednokierunkowe, stosuje się reflektor, który stanowi drugą ścianę, równoległą do pierwszej i oddaloną od niej o $\lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4$ it.d.,

z prądami przesuniętymi w fazie względem prądów w pierwszej ścianie o 90° . W ścianach promieniujących tego typu stosuje się zarówno oscylatory poziome, jak i pionowe, co decyduje o polaryzacji promieniowania.

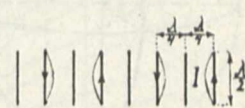


Rys. 1.

Antena według rys 2 zawiera s oscylatorów półfalowych z prądami kolejno przesuniętymi w fazie o 180° i promieniuje najsilniej w dwóch kierunkach, leżących w płaszczyźnie ściany. Chcąc uzyskać promieniowanie tylko jednokierunkowe



Rys. 2.



Rys. 3.

w płaszczyźnie ściany, stosujemy antenę z reflektorem według rys. 3, która składa się z oscylatorów półfalowych z prądami kolejno przesuniętymi w fazie o 90° .

Oczywiście, przedstawione wyżej typy ścian promieniujących nie wyczerpują wszelkich możliwych systemów anten kierunkowych, a ilustrują jedynie zasadę ich działania.

Metoda obliczeń oporności promieniowania.

Oporność promieniowania anten kierunkowych dowolnego typu można obliczyć na podstawie następującego wzoru ogólnego, wyprowadzonego z całki Poynting'a:

$$R = \frac{\rho^2}{120 \pi I^2} \int_{\varphi=0}^{\varphi=\pi} \int_{\gamma=0}^{\gamma=2\pi} E^2 \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi \cdot d\gamma \quad (1)$$

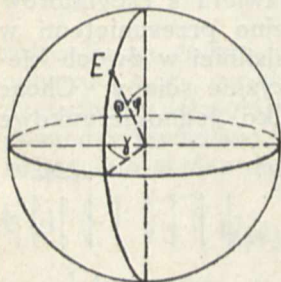
gdzie

- R — oporność promieniowania anteny w omach,
- I — największa wartość skuteczna prądu w amperach, płynącego w poszczególnych oscylatorach (mierzona w środkach oscylatorów);
- E — wartość skuteczna natężenia pola elektrycznego w voltach na cm, stanowiącego wypadkową działania wszystkich oscylatorów i odnoszącego się do punktu na powierzchni kuli, który jest wyznaczony przez ρ , φ i γ (rys. 4);
- ρ promień kuli w cm, której środek zajmuje antena nadawcza; ze względów rachunkowych jest pożądanym, żeby środek kuli stanowił środek symetrii układu oscylatorów; promień ρ musi być duży w porównaniu z długością fali;
- φ i γ kąty; ze względów rachunkowych jest pożądanym, żeby kąty te były odkładane od osi symetrii układu oscylatorów.

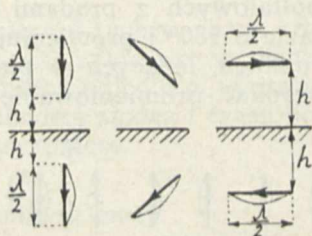
W przypadku szczególnym, gdy rozsył energii jest symetryczny względem pewnej osi, czyli, gdy możemy przyjąć, że E nie zależy od γ , oporność promieniowania sprowadza się do następującej całki pojedynczej:

$$R = \frac{\rho^2}{60 \cdot I^2} \int_{\varphi=0}^{\varphi=\pi} E^2 \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi \quad (2)$$

Oporność promieniowania anteny, umieszczonej nad idealnie przewodzącą ziemią, stanowi połowę wartości, otrzymywanej z wzorów (1) i (2), przyczem natężenie pola E należy wówczas przyjąć jako wypadkową działania wszystkich oscylatorów rzeczywistych, znajdujących się nad powierzchnią ziemi, oraz wszystkich oscylatorów urojonych pod powierzchnią ziemi, które występują jako zwierciadlane odbicie oscylatorów rzeczywistych (rys. 5).



Rys. 4.



Rys. 5.

Całkowita moc wypromieniowana przez antenę, składającą się z dowolnej ilości oscylatorów, w których płynie prąd o tej samej wartości skutecznej I , jest:

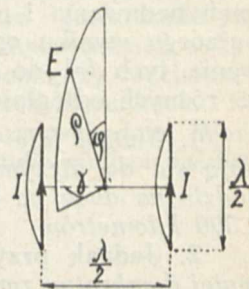
$$P_{pr} = I^2 \cdot R \quad (3)$$

Chcąc wyznaczyć cyfrowo R z wzorów (1) lub (2), należy znać przedewszystkiem zależność E

od ρ , I , φ i γ . Zależność tę można przedstawić ogólnie następującym wzorem:

$$E = \frac{I}{\rho} \cdot f(\varphi, \gamma) \quad (4)$$

Po podstawieniu wartości E z wzoru (4) do wzorów (1) lub (2) osiągamy wyrugowanie we wzorach na R wielkości I i ρ . Proces całkowania nastrocza jednak poważne trudności matematyczne, gdyż wyrażenie podcałkowe $[f(\varphi, \gamma)]^2 \cdot \sin \varphi$ wypada z reguły jako funkcja niecałkowalna. Całkowanie może być zatem przeprowadzone tylko metodą przybliżeń, np. przez wprowadzenie funkcji zastępczych.



Rys. 6.

Poniższy przykład ilustruje sposób obliczania R .

Wyobraźmy sobie, że antena nadawcza składa się z dwóch równoległych oscylatorów półfalowych, oddalonych od siebie o pół długości fali $\lambda/2$, z prądami I o jednakowej fazie (rys. 6).

Natężenie pola elektrycznego bez uwzględnienia ziemi jest w założeniu sinusoidalnego rozkładu prądu w oscylatorach:

$$E = \frac{I}{\rho} \cdot 120 \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\sin \varphi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi \cdot \cos \gamma\right) \quad (5)$$

Podstawiając powyższą wartość E do wzoru (1) i zmieniając granice całkowania, otrzymamy:

$$R = \frac{960}{\pi} \int_{\varphi=0}^{\varphi=\frac{\pi}{2}} \int_{\gamma=0}^{\gamma=\frac{\pi}{2}} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\sin \varphi} \times \times \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi \cos \gamma\right) d\varphi \cdot d\gamma \quad (6)$$

W celu przeprowadzenia całkowania można zastosować następujące funkcje zastępcze:

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right) \cong 0,78 \cdot \sin^2 \varphi + 0,22 \cdot \sin^4 \varphi \quad (7)$$

oraz

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi \cdot \cos \gamma\right) \cong 1 - 1,22 \sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \gamma + + 0,22 \sin^4 \varphi \cdot \cos^4 \gamma \quad (8)$$

Wzory (7) i (8) można otrzymać z wzoru ogólnego:

$$\cos \alpha \cong A + B\alpha^2 + C\alpha^4 \quad (9)$$

w którym współczynniki A , B i C wyznacza się z warunku, żeby rów. (9) było dokładnie spełnione dla trzech wartości α : 0; $\pi/4$ i $\pi/2$.

Jak wskazuje rachunek, różnice pomiędzy wartościami funkcji zastępczych a wartościami funkcji rzeczywistych są nieznaczne.

Podstawiając wartości wzorów (7) i (8) do wzoru (6), otrzymamy pod znakiem całki funkcję całkowaną. Po przeprowadzeniu obliczeń otrzymamy ostatecznie oporność promieniowania anteny według rys. 6 bez uwzględnienia ziemi:

$$R \cong 122 \text{ omy} \quad (10)$$

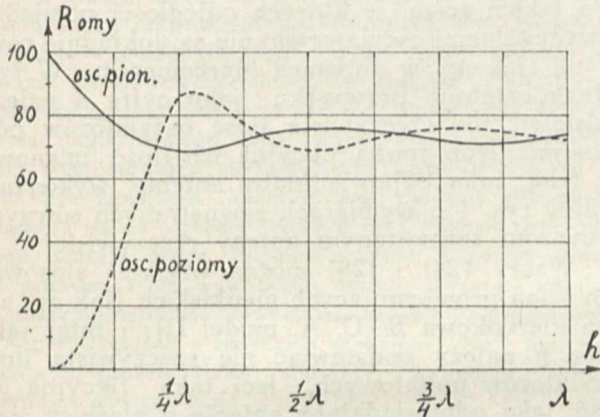
Aby umożliwić szybkie wyznaczenie oporności anten kierunkowych dowolnego typu, autor obliczył oporność promieniowania przy najrozmaitszych założeniach rodzaju anten. Usystematyzowane wyniki tych obliczeń są podane poniżej*).

Wpływ ziemi na oporność promieniowania oscylatorów półfalowych.

Oporność promieniowania oscylatora półfalowego bez uwzględnienia ziemi jest:

$$R_1 \cong 73,3 \text{ oma} \quad (11)$$

Oporność promieniowania R oscylatora półfalowego pionowego, jak również oscylatora półfalowego poziomego, z uwzględnieniem ziemi zależą od odległości h tych oscylatorów od powierzchni ziemi (rys. 5) oraz od przewodnictwa ziemi.



Rys. 7.

Na rys. 7 jest przedstawiona zależność R od h z uwzględnieniem ziemi idealnie przewodzącej.

$$\text{dla } h \rightarrow \infty \quad R \rightarrow 73,3 \text{ oma} \quad (12)$$

W antenach, złożonych z oscylatorów pionowych, stosuje się w praktyce $h \geq \lambda/4$, w antenach zaś, złożonych z oscylatorów poziomych, $h \geq \lambda/2$.

Z wykresu na rys. 7 wynika, że dla takich anten kierunkowych wpływ ziemi na oporność promieniowania może być praktycznie pominięty.

Oporność promieniowania ścian promieniujących bez reflektorów.

Oporność promieniowania R ścian promieniujących według rys. 1 i 2 zależy od ilości oscylatorów półfalowych p, q i s , określających wymiary boków ściany.

Zależność R od p, q i s jest przedstawiona wykreślnie na rys. 8 i 9. Wykresy te zostały sporządzone bez uwzględnienia ziemi, gdyż, jak wy-

*) Obliczenia autora zgadzają się z cyframi, które można znaleźć w artykułach: Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 1926 — Nr. 5 — Levin and Young, 1929 — Nr. 3 — Pistoikors, 1930 — Nr. 9 — Southworth, 1931 — Nr. 10 — Carter, Hansell and Lindenblad; The Institution of Electrical Engineers, 1930 — Walmsley; Hochfrequenz-Technik und Elektroakustik, 1932 — Heft 3 — Siegel und Labus; Elektrische Nachrichten-Technik, 1932 — Heft 2, 8 — Labus.

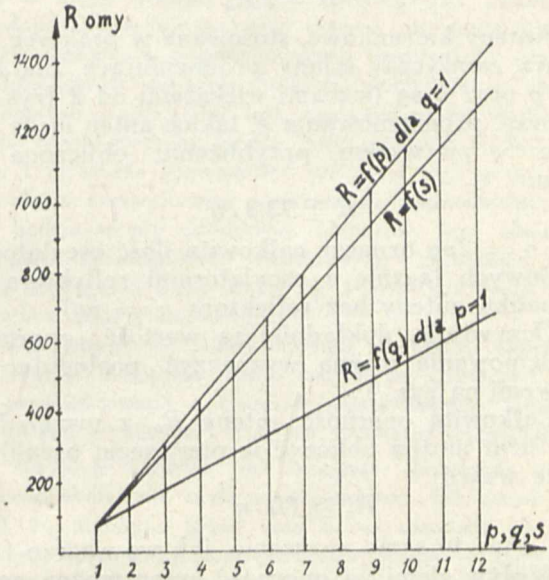
żej zaznaczono, przy odpowiedniej wysokości zawieszenia anteny wpływ ziemi na oporność promieniowania jest praktycznie do pominięcia.

Z wykresu na rys. 8 wynika, że:

$$\text{dla } q = 1 \quad R = f(p) \cong 73,3(1,64 \cdot p - 0,64) \quad (13)$$

$$\text{dla } p = 1 \quad R = f(q) \cong 73,3(0,72 \cdot q + 0,28) \quad (14)$$

$$\text{wreszcie} \quad R = f(s) \cong 73,3(1,48 \cdot s - 0,48) \quad (15)$$

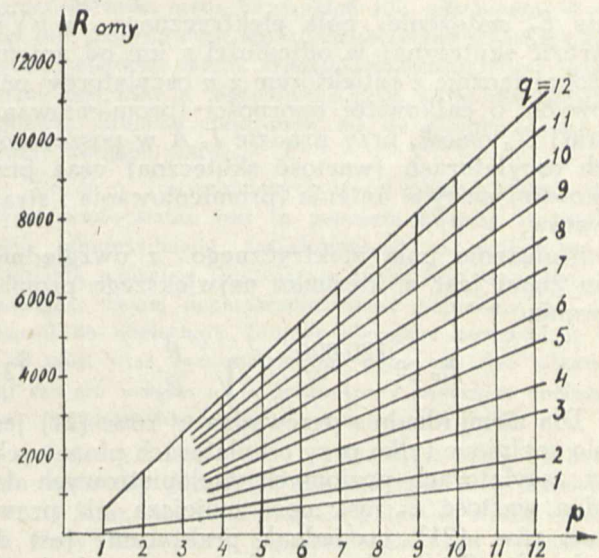


Rys. 8.

Z wykresu na rys. 9 wynika, że oporność promieniowania R ściany promieniującej według rys. 1 jest w pierwszym przybliżeniu:

$$\text{dla } p \geq 2 \text{ oraz } q \geq 2 \quad R \cong 73,3 \cdot p \cdot q \quad (16)$$

czyli jest w przybliżeniu proporcjonalna do ilości oscylatorów półfalowych, z których składa się ściana promieniująca.



Rys. 9.

Wykresy na rys. 8 i 9 oraz wzory (13), (14), (15) i (16) pozwalają na szybkie wyznaczenie oporności promieniowania ścian promieniujących według rys. 1 i 2 dla zadanych wartości p, q i s .

Oporność promieniowania ścian promieniujących z reflektorami.

Obliczenia wskazują, że reflektor podwaja w przybliżeniu oporność promieniowania anteny. Oznaczając zatem przez R_0 oporność promieniowania anteny bez reflektora, a przez R oporność promieniowania anteny z reflektorem, mamy prosty wzór:

$$R \cong 2 R_0 \quad (17)$$

Anteny kierunkowe, stosowane w praktyce, zawierają zazwyczaj ściany promieniujące, dla których p oraz q są liczbami większymi od 2 (rys. 1). Oporność promieniowania R takich anten może być zatem w pierwszym przybliżeniu obliczona ze wzoru:

$$R \cong 73,3 \cdot n \quad (18)$$

gdzie $n = 2pq$ oznacza całkowitą ilość oscylatorów półfalowych łącznie z oscylatorami reflektora (w przypadku anteny bez reflektora $n = pq$).

Oczywiście, dokładniejszą wartość oporności promieniowania można wyznaczyć, posługując się krzywymi na rys. 9.

Całkowitą oporność anteny R_n z uwzględnieniem strat można obliczyć w pierwszym przybliżeniu ze wzoru:

$$R_n \cong 80 \cdot n \quad (19)$$

gdzie n ma to samo znaczenie, jak we wzorze (18).

Wpływ ziemi na oporność anten można pominąć, jeżeli wysokość zawieszenia anteny nad powierzchnią ziemi jest odpowiednio duża.

Zysk anten kierunkowych.

Natężenie pola, wytwarzane przez antenę kierunkową dowolnego typu, złożoną z oscylatorów półfalowych, wyraża się dla kierunku największego promieniowania bez uwzględnienia ziemi następującym wzorem:

$$E_n = \frac{60\,000}{\rho} \cdot n \cdot I_n = \frac{60\,000}{\rho} \cdot n \cdot \sqrt{\frac{P}{R_n}} \quad (20)$$

gdzie E_n natężenie pola elektrycznego w $\mu\text{V}/\text{m}$ (wartość skuteczna) w odległości ρ km od anteny, złożonej łącznie z reflektorem z n oscylatorów półfalowych, o całkowitej oporności (promieniowania i strat) R_n omów, przy prądzie I_n A w poszczególnych oscylatorach (wartość skuteczna) oraz przy całkowitej mocy w antenie (promieniowania i strat) P watów.

Natężenie pola elektrycznego z uwzględnieniem ziemi jest w kierunku największego promieniowania:

$$E_n \cong \frac{120\,000}{\rho} \cdot n \cdot \sqrt{\frac{P}{R_n}} \quad (21)$$

Dla ziemi idealnie przewodzącej rów. (21) jest ściśle spełnione tylko przy oscylatorach pionowych; przy oscylatorach poziomych wielopiętrowych dokładna wartość E_n jest nieco mniejsza, niż prawa strona rów. (21), co jednak praktycznie jest do pominięcia (kierunek największego promieniowania anteny tworzy pewien kąt z powierzchnią ziemi).

Zysk, jaki dają anteny kierunkowe, określamy zazwyczaj w stosunku do pojedynczego oscylatora półfalowego. Uwzględniając rów. (20) i (21), zysk ten możemy wyrazić wzorem:

$$x = \frac{E_n}{E_1} = n \cdot \sqrt{\frac{R_1}{R_n}} \quad (22)$$

albo w decibelach

$$x_{db} = 10 \cdot \lg_{10} \left(\frac{E_n}{E_1} \right)^2 = 10 \cdot \lg_{10} \frac{n^2 \cdot R_1}{R_n} \quad (23)$$

gdzie E_n i E_1 oznaczają natężenia pola elektrycznego, wytwarzane przez daną antenę kierunkową w kierunku jej największego promieniowania oraz przez pojedynczy oscylator półfalowy przy tej samej mocy w antenie ($R_1 \cong 80$ omów).

Uwzględniając jeszcze wzór (19), możemy napisać w pierwszym przybliżeniu:

$$x \cong \sqrt{n} \quad (24)$$

$$\text{oraz } x_{db} \cong 10 \cdot \lg_{10} n \quad (25)$$

Wzory (24) i (25) można stosować nie tylko do ścian promieniujących według rys. 1, ale również i do takich ścian, w których odległości pomiędzy poszczególnymi oscylatorami nie są dokładnie równe $\lambda/2$ (jak np. w antenach Marconiego). W tym jednak ostatnim przypadku jako cyfrę n należy podstawić nie rzeczywistą ilość oscylatorów półfalowych, lecz pewną fikcyjną ich ilość, mianowicie taką, jaka odpowiadałaby antenie, wykonanej według rys. 1 o wymiarach zewnętrznych równych wymiarom zewnętrznym anteny rzeczywistej.

Wzory (24) i (25) można wreszcie stosować i do ścian promieniujących nie płaskich (jak np. antena kierunkowa R. C. A. model D); i tutaj jako cyfrę n należy podstawić nie rzeczywistą ilość oscylatorów półfalowych, lecz taką fikcyjną ich ilość, jaka odpowiadałaby antenie o płaskich ścianach promieniujących według rys. 1 i o wymiarach zewnętrznych, określonych przez rzut anteny rzeczywistej na płaszczyznę prostopadłą do kierunku największego promieniowania.

Poniższa tabliczka zestawia wartości x_{db} , obliczone według wzoru (25), z wartościami, podanymi przez poszczególne firmy dla różnych typów anten kierunkowych.

Typ anteny	x_{db} zysk podany	x_{db} zysk obliczony
Japońska, Navy G ₂ , z reflekt. osc. poziome, p = 10, q = 6	20,5 (x = 10,6)	20,8 (x = 10,95)
Japońska, Navy, z reflekt. osc. pionowe, p = 2, q = 12	17 (x = 7,08)	16,8 (x = 6,93)
Japońska, Navy E ₂₀ , bez reflekt. osc. poziome, p = 2, q = 2	6 (x = 2)	6 (x = 2)
Angielska, Marconi — beam, z reflekt. osc. pionowe, ściany 4,5 λ × 1,5 λ	17,8 (x = 7,75)	17,8 (x = 7,75)
Amerykańska, R C A. model D, z reflekt. osc. poziome, jedna sekcja V	15,9 (x = 6,24)	15,7 (x = 6,1)

Z zestawienia tego wynika, że wzory (24) i (25) są wzorami uniwersalnymi, które pozwalają obliczyć w sposób prędko i prosty zysk anten kierunkowych dowolnego typu, z wystarczającą dla praktyki dokładnością.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

Ostatnie tendencje w budowie lamp odbiorczych.

Warner, Ritter i Schmit. Proc. Inst. Radio Engineers.
Sierpień 1932.

Ostatni rok przyniósł w dziedzinie lamp odbiorczych szereg ulepszeń. Pchnięto znacznie naprzód techniczną jakość lamp a potem skonstruowano szereg nowych typów o nieznanym dotychczas charakterystykach, jak naprzykład lampy o zmiennym nachyleniu, duo-diody i t. p. Tutaj opiszemy dwa dalsze rodzaje lamp odbiorczych: pentodę na częstotliwość radjową oraz lampy do t. zw. wzmacniaczy „klasy B”.

Pentoda na częstotliwość radjową. Siatka przeciw wtórnej emisji, którą nazywać będziemy w dalszym ciągu krótko siatką przeciwiemisyjną, stosowana była dotychczas wyłącznie w pentodach głośnikowych. Zalety jednakże stosowania siatki przeciwiemisyjnej w lampach wielkiej częstotliwości są zbyt oczywiste aby nie doprowadzić do stworzenia odpowiedniego typu lampy. Mamy przedewszystkiem wyprostowanie charakterystyk anodowych a co zatem idzie możliwość dopasowania napięcia ekranu bez oglądania się na napięcie anodowe oraz wahania tego ostatniego podczas pracy. Eliminacja prądu wtórnego zmniejsza potem szum wewnętrzny lampy. Wreszcie zwiększa się znacznie oporność wewnętrzna, co jest zwłaszcza wskazane przy lampach o zmiennym nachyleniu, gdzie nierównomierne nawinięcie siatki sterującej powoduje obniżenie oporności wewnętrznej.

W pentodzie na częstotliwość radjową siatka przeciwiemisyjna nie jest wewnętrznie połączona z katodą jak to bywa normalnie w pentodach głośnikowych. Wyprowadza się ją nazewnątrz w postaci dodatkowej nóżki; siatka ta stanowi nowy organ kontroli wzmocnienia oraz, jak się okazuje, i selektywności. Spółczynnik amplifikacji spada bowiem przy zwiększaniu ujemnego napięcia siatki przeciwiemisyjnej. Naokoło tej siatki wytwarza się, przy ujemnym potencjale, ładunek przestrzenny i siatka sterująca traci część wpływu na przebieg elektronów. Poza to zmienia się, jak wspominaliśmy, oporność wewnętrzna i to dość nieoczekiwanie a mianowicie maleje ze wzrostem ujemnego napięcia siatki przeciwiemisyjnej. Powodem takiego dziwnego zachowania się znowu zwiększający się ładunek przestrzenny skąd anoda może czerpać elektrony łatwiej niż bezpośrednio z katody. Można więc zapomocą pentod na częstotliwość radjową regulować jednocześnie wzmocnienie i selektywność. Przy odbiorze stacji lokalnej daje się duże ujemne napięcie na siatkę przeciwiemisyjną; stąd małe wzmocnienie i mała selektywność. Przy odbiorze stacji odległych postępuje się odwrotnie: małe napięcie ujemne — duże wzmocnienie, duża selektywność.

Lampy do wzmacniaczy „klasy B”. Wzmacniaczem klasy B nazywają amerykańskie układy gdzie lampa pracuje na dolnym zakrzywieniu charakterystyki, przy minimalnym prądzie anodowym w stanie spoczynku. Podczas pracy wzmacniane są jedynie dodatnie połówki zmiennego napięcia siatki lecz gdy dodać drugą lampę identyczną, w układzie przeciwobnym, to obie połówki zostaną wzmocnione bez zniekształceń. Amplituda siatki jest tu ograniczona przez zjawianie się prądu siatki i nie może przekroczyć wartości stałego ujemnego napięcia siatki. Dla otrzymania dużej mocy trzeba aby amplituda siatki była znaczna to pociąga za sobą, w myśl powyższego ograniczenia,

konieczność stosowania wysokich napięć anodowych, dla przesunięcia charakterystyki odpowiednio w lewo.

Prąd siatkowy jest szkodliwy w zwykłych układach z następujących powodów: 1) daje nierównomierne obciążenie w ciągu jednego okresu częstotliwości akustycznej i 2) daje dodatkowe napięcie ujemne na siatkę wskutek spadku napięcia w wysokoomowych uzwojeniach wtórnych transformatorów międzylampowych, względnie w oporach upływowych siatki. Obu tym skutkom prądu siatkowego można zapobiec przez użycie dość prostych środków. Co do p. 1 to można spowodować przepływ tego prądu przez cały okres częstotliwości akustycznej; poprzedzający stopień będzie wtedy dodatkowo obciążony lecz obciążenie to będzie równomierne, równoważne załączeniu oporu rzędu naprzykład 2000 omów na wtórne uzwojenie transformatora międzylampowego.

Oczywiście, że wtedy stopień sterujący, poprzedzający lampę, względnie lampy wyjściowe (push-pull) musi być zaprojektowany z uwzględnieniem takiego obciążenia lecz to nie przedstawia żadnych trudności technicznych.

Pozostaje kwestja jak osiągnąć konieczną równomierność obciążenia czyli inaczej mówiąc, jak zmusić prąd siatki do płynięcia przez cały okres częstotliwości akustycznej. Sprawę tą rozwiązali Amerykanie w sposób następujący: zbudowali lampę o charakterystyce takiego rodzaju, że prąd anodowy nie płynie wcale przy ujemnych napięciach siatki. Dolne zagięcie charakterystyki prądu anodowego zbiega się z zerowym potencjałem siatki i w ten sposób przepływ prądu siatki odbywa się proporcjonalnie z przepływem prądu anodowego — przy dodatnich połówkach napięcia siatkowego.

Uzyskanie takiej charakterystyki wymaga odpowiedniej właściwości zagradzającej siatki sterującej ponieważ kilka woltów ujemnych na tej ostatniej ma wstrzymać przepływ strumienia elektronów do anody o potencjale + 400 woltów i jednocześnie prąd siatki nie może przekroczyć pewnej wartości, rzędu naprzykład 10% anodowego. W tym więc celu daje się dwie siatki koncentryczne o różnych średnicach, połączone razem. Działanie elektrostatyczne takiego układu jest silne a jednocześnie prąd siatki jest niewielki ponieważ strumień elektronów ma dużą wolną przestrzeń między zwojami siatek.

Co do p. 2 wymienionych wyżej ujemnych stron przepływu prądu siatki, jest to poprostu kwestja zaprojektowania odpowiedniego transformatora o małym oporze uzwojenia wtórnego. Stosuje się tu zwykle transformatory obniżające celem dopasowania lampy poprzedzającej (sterującej) do obciążenia. Stopień sterujący wzmacniacz klasy B musi więc być dostatecznie silny aby dać kilkadziesiąt czy sto woltów na wtórne, przy znacznym obciążeniu oraz transformatorze obniżającym (zwykle 2:1).

Jakie są zalety i wady wzmacniacza klasy B? Zalety: duża sprawność (do 70%), znaczna moc przy niewielkich lampach oraz minimalne zużycie prądu w stanie spoczynku. Wady: konieczność dopasowywania lamp i transformatorów, dodatkowy stopień sterujący. Wydaje się jednak, że dla dużych instalacji jest to najlepsze rozwiązanie.

Ze względu na zmieniające się stale obciążenie źródła przy wzmacniaczu klasy B musi ono posiadać napięcie niezależne od obciążenia. Inaczej mówiąc, spadek napięcia na lampie prostowniczej musi być niewielki. Nadaje się do tego celu lampa prostownicza gazowana, gdzie anodowy

spadek napięcia jest praktycznie stały dla całego zakresu obciążalności i wynosi około 15 woltów. Lampy takie mają skłonność do wytwarzania silnie tłumionych drgań wielkiej częstotliwości — można jednakże uniknąć przykrych skutków tych oscylacji przez włączenie odpowiedniego filtru dławiącego.

K. Lewiński.

BIBLIOGRAFJA

Radioelectricité (TSF) extrait du Volume VIII (1927—1928) des Tables Annuelles de Constantes, rédigé par M. Messny (Paris). 18 stron, format 22 cm. × 28 cm. Cena Fr. 30 w oprawie Fr. 25 brosz. Wydawca Gauthier — Villares et Co. 55 Quai des Grands Augustins. Paris VI.

Tablice powyższe zawierają zestawienie szeregu liczbowych danych zaczerpniętych z literatury periodycznej:

1. Trwałość emisji lamp katodowych,
2. Różne dane dotyczące kwarców i magnetostrykcyjnych oscylatorów,
3. Wyniki pomiarów natężenia pola na stacjach odbiorczych,
4. Dane co do wyników prób wyznaczania wysokości warstwy Heavisida'a.
5. Wyniki badań polaryzacji fal elek.-magn., absorpcji, szybkości rozchodzenia się.
6. Dane co do przeszkód atmosferycznych.
7. Wyniki badania dyspersji fal krótkich.
8. Dwa wzory na obliczanie indukcyjności cewek.

M. P.

SPIS RZECZY.

	Page		Str.
Groszkowski. Générateur à fréquence stable. Dynatron à regulation automatique d'entretien	33	J. Groszkowski. Generatory o stałej częstotliwości	33
W. Majewski. La synchronisation de deux oscillateurs à lampes	36	W. Majewski. Synchronizacja drgań dwóch oscylatorów lampowych	36
J. Groszkowski. L'Obtention des oscillations polyphasées à l'aide des systèmes dynatroniques	40	J. Groszkowski. Wytwarzanie drgań wielofazowych w układach dynatronowych	40
J. Groszkowski et B. Ryniejski. La fréquence des systèmes oscillants polyphasés asymétriques	43	J. Groszkowski i B. Ryniejski. Częstotliwość symetrycznych układów oscylacyjnych wielofazowych	43
J. Kahan et S. Dierewianko. De la capacité initiale des condensateurs à décades	45	J. Kahan i S. Dierewianko. O początkowej pojemności kondensatorów dekadowych	45
J. Groszkowski et S. Dierewianko. Compensation automatique dans voltmètres à lampes	47	J. Groszkowski i S. Dierewianko. Automatyczna kompensacja w woltmierzach lampowych	47
S. Wolski. Voltmètre à tetrode	48	S. Wolski. Woltmierz z lampą dwusiatkową	48
J. Groszkowski et S. Ryzko. L'emission électronique de la grille	51	J. Groszkowski i S. Ryzko. Emisja elektronów z siatki	51
J. Gurtzman et J. Kahan. Limitation du courant des systèmes à lampes	54	J. Gurtzman i J. Kahan. Ograniczenie prądu w układach lampowych	54
J. Groszkowski. Réduction de l'effet de la démodulation mutuelle des signaux à l'aide de la réception synchrone	57	J. Groszkowski. Usuwanie efektu wzajemnej demodulacji sygnałów przy pomocy odbioru synchronizowanego	57
K. Krulisz. Convention Internationale des Télécommunications	60	K. Krulisz. Międzynarodowa Konwencja Telekomunikacyjna	60
D. Sokolcow. Les essais sur la propagation des ondes courtes	62	D. Sokolcow. Badania nad rozchodzeniem się fal krótkich	62
S. Manczarski. La résistance et le gain des antennes directives	67	S. Manczarski. Oporność i zysk anten kierunkowych	67
Revue documentaire	71	Wiadomości techniczne	71
Bibliographie	72	Bibliografia	72

1. Groszkowski J. Generatory pro stejnu frekvenci.
2. Majewski W. Synchronisace kmitů dvou lampových oscilatorů.
3. Groszkowski J. Vytváření vícefázových kmitů ve schématech dynatronových.
4. Groszkowski J. a Ryniejski B. Frekvence asymetrických vícefázových oscilačních systémů.
5. Kahan J. a Dierewianko S. O začáteční kapacitě dekadových kondensátorů.
6. Groszkowski J. a Dierewianko S. Automatická kompensace v lampových voltmetrech.
7. Wolski S. Voltmetr s dvojsítkovou žárovkou.

8. Groszkowski J. a Ryzko S. Emise elektronů ze sítky.
9. Gurtzman J. a Kahan J. Omezení proudu v lampových schématech.
10. Groszkowski J. Odstránění účinku demodulace.
11. Krulisz K. Mezinrodní konvence pro telekomunikaci.
12. Sokolcow D. M. Výzkumy nad šířením se krátkých vln.
13. Manczarski S. Odpor a „zisk“ směrových anten.

Wydawca: Wydawnictwo czasopisma „Przeгляд Elektrotechniczny”, spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

Sp. Akc. Zakł. Graf. Drukarnia Polska, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 717-98, 772-06, 772-22.

