

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XIII.

1 Stycznia 1935 r.

Zeszyt 1—2

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

O NAJKORZYSTNIEJSZYCH WARUNKACH PRACY MODULATORA W UKŁADZIE MODULACJI SZEREGOWEJ

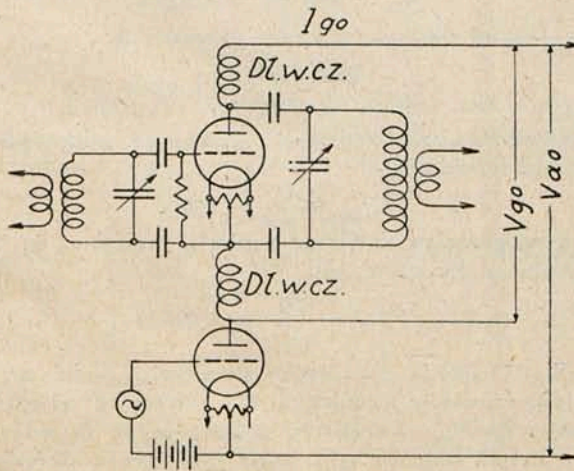
Les conditions de travail les plus favorables d'un modulateur série.

Dr. M. Rajewski, inż. E. S. E. i F. Schoen, kier. techn. rozgł. w Poznaniu.

En se basant sur un schéma simplifié, dans lequel l'amplificateur h. f. modulé est remplacé par une résistance équivalente (résistance dynamique), et étant donné des caractéristiques électriques des lampes modulatrices et la tension d'alimentation, on déduit des formules, qui permettent de calculer, au cas des conditions de travail les plus favorables: la tension négative, la tension anodique, le courant et la puissance anodique, du modulateur série.

Modulację szeregową charakteryzuje ten szczegół, iż w szereg ze źródłem napięcia stałego, zasilającego generator lampowy, włącza się źródło napięcia zmiennego — modulującego. W związku z tem potencjał anody lampy generatora jest tętniący z częstotliwością modulującą.

Rozpatrując modulację szeregową, musimy wziąć pod uwagę nietylko przebiegi zmienne, zachodzące w lampie modulatora, lecz również i składową stałą prądu anodowego. Podczas gdy przy innych systemach modulacji dobór początkowego punktu pracy modulatora nie jest tak bardzo krytyczny, to w układzie modulacji szeregowej sprawa ta odgrywa zasadniczą rolę i decyduje o należytem działaniu tego systemu zarówno pod względem jakości, jak i głębokości modulacji.



Rys. 1.

Układ modulacji szeregowej można w ogólnych zarysach porównać z układem wzmacniacza oporowego o sprzężeniu bezpośrednim. Schemat ideowy układu przedstawia rysunek 1.

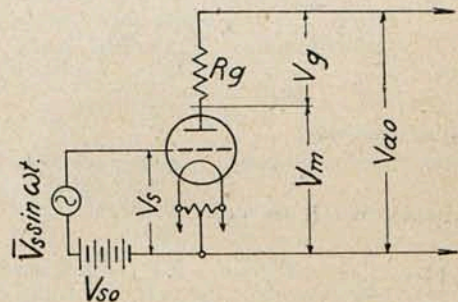
Generator wielkiej częstotliwości o wzbudzeniu obcym, stanowiący w całości aparatury — wzmacniacz modulowany,

łączy się szeregowo z modulatorem i przedstawia dla tego ostatniego pewną oporność R_g , określoną stosunkiem składowej stałej napięcia anodowego wzmacniacza modulowanego V_{go} do składowej stałej prądu I_{go} płynącego przez wzmacniacz modulowany podczas pracy.

$$R_g = \frac{V_{go}}{I_{go}} \dots \dots \dots (1)$$

Wartość ta, czyli oporność dynamiczna wzmacniacza modulowanego, jest stała w dość dużych granicach wahań napięć anodowych wzmacniacza.

Wobec tego układ przedstawiony na rys. 1 da się sprowadzić do schematu na rys. 2.



Rys. 2.

Wprowadzamy następujące oznaczenia:

- R_g = oporność dynamiczna wzmacniacza modulowanego,
- ρ = oporność wewnętrzna modulatora,
- K = współczynnik amplifikacji modulatora,
- V_g = napięcie anodowe wzmacniacza modulowanego,
- V_{go} = składowa stała napięcia anodowego wzmacniacza modulowanego,
- V_m = napięcie anodowe modulatora,
- V_{mo} = składowa stała napięcia anodowego modulatora,
- I_m = prąd anodowy modulatora,
- V_{ao} = stałe napięcie zasilające układ,
- V_s = amplituda zmiennego napięcia siatkowego modulatora,
- V_{so} = stałe ujemne napięcie siatkowe modulatora,
- V_s = chwilowe napięcie siatkowe modulatora,
- ω = pulsacja małej częstotliwości.

Z rys. 2 odczytujemy:

$$V_{ao} = V_g + V_m \dots \dots \dots (2)$$

$$V_s = \bar{V}_s \sin \omega t - V_{so} \dots \dots \dots (3)$$

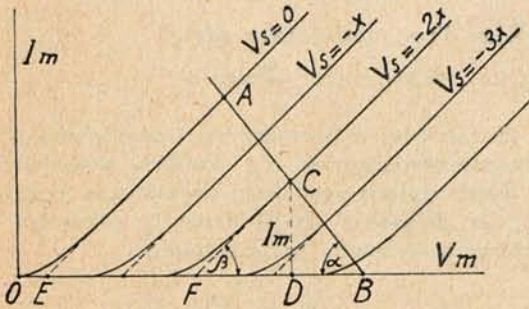
Rozpatrzmy charakterystyki anodowe modulatora: $I_m = f(V_m)$ oraz charakterystykę roboczą: AB rys. 3.

Nachylenie prostej AB określone jest zależnością:

$$\text{ctg } \alpha = R_g \dots \dots \dots (4)$$

Charakterystyki modulatora możemy zastąpić prostymi stycznymi do charakterystyk rzeczywistych. Przedłużenie pierwszej charakterystyki, dla $V_s = 0$; przecnie oś V_m w punkcie E . Odcinek OE oznaczmy przez ε ; $\varepsilon = OE$. Jest to wartość, którą można odczytać z wykresu charakterystyk lampy modulatora. Nachylenie charakterystyk anodowych określone jest zależnością

$$\text{ctg } \beta = \rho \dots \dots \dots (5)$$



Rys. 3.

Niech w pewnej chwili punkt pracy modulatora znajduje się w C . Z rys. 3 odczytujemy:

$$CD = I_m; OD = V_m; OB = V_{ao}; DB = V_g; EF = -KV_s; FD = I_m \text{ ctg } \beta = I_m \rho$$

$$V_m = \varepsilon - KV_s + \rho I_m \dots \dots \dots (6)$$

$$I_m = I_g = \frac{V_g}{R_g} \dots \dots \dots (7)$$

Z wzoru 2 otrzymujemy:

$$V_g = V_{ao} - V_m \dots \dots \dots (8)$$

podstawiając 6), 7) i 3) do wzoru 8) otrzymamy:

$$V_g \left(1 + \frac{\rho}{R_g} \right) = V_{ao} - \varepsilon - KV_{so} + K\bar{V}_s \sin \omega t$$

Stąd:

$$V_g = \frac{V_{ao} - \varepsilon - KV_{so}}{1 + \frac{\rho}{R_g}} + \frac{K\bar{V}_s}{1 + \frac{\rho}{R_g}} \sin \omega t \dots \dots (9)$$

Jak z ostatniego wzoru wynika, napięcie na wzmacniaczu modulowanym jest pulsujące. Składowa stała tego napięcia jest:

$$V_{go} = \frac{V_{ao} - \varepsilon - KV_{so}}{1 + \frac{\rho}{R_g}} \dots \dots \dots (10)$$

Składowa zmienna napięcia na wzmacniaczu modulowanym posiada amplitudę równą:

$$\bar{V}_g = \frac{K\bar{V}_s}{1 + \frac{\rho}{R_g}} \dots \dots \dots (11)$$

Głębokość modulacji określamy jako stosunek amplitudy zmiennego napięcia do składowej stałej. Czyli:

$$m = \frac{\bar{V}_g}{V_{go}} = \frac{K\bar{V}_s}{V_{ao} - \varepsilon - KV_{so}} \dots \dots \dots (12)$$

Przy pewnej określonej amplitudzie napięcia siatkowego, — oznaczmy ją przez $\bar{V}_{s \max}$ osiągamy 100% głębokość modulacji. Czyli:

$$m = 1 = \frac{K\bar{V}_{s \max}}{V_{ao} - \varepsilon - KV_{so}}$$

albo:

$$K\bar{V}_{s \max} = V_{ao} - \varepsilon - KV_{so} \dots \dots \dots (13)$$

Ujemne napięcie siatkowe modulatora musi być tak dobrane, aby praca odbywała się całkowicie w ujemnym zakresie napięć siatkowych. A więc musi być spełniony warunek:

$$V_{so} \geq \bar{V}_{s \max} \dots \dots \dots (14)$$

Zwykle wybieramy ujemne napięcie V_{so} — równe maksymalnej amplitudzie napięcia siatkowego $\bar{V}_{s \max}$, a to ze względu na możliwość ograniczenia głębokości modulacji prądem siatkowym. Czyli:

$$V_{so} = \bar{V}_{s \max} \dots \dots \dots (15)$$

Podstawiając ostatnią równość do 13) mamy:

$$KV_{so} = V_{ao} - \varepsilon - KV_{so}$$

Stąd stałe ujemne napięcie siatkowe wyrazi się wzorem:

$$V_{so} = \frac{V_{ao} - \varepsilon}{2K} \dots \dots \dots (16)$$

Jest to ujemne napięcie modulatora, jakie należy zastosować, aby praca odbywała się prawidłowo, bez prądu siatki, aż do 100% głębokości modulacji.

Jak z ostatniego wzoru wynika, wielkość ujemnego napięcia modulatora zależy jedynie od napięcia zasilającego V_{ao} , oraz od współczynnika amplifikacji K lampy modulatora. *Nie zależy zaś ani od oporu dynamicznego wzmacniacza modulowanego, ani od oporu wewnętrznego modulatora.* Ujemne napięcie V_{so} pozostanie to samo tak dla jednej lampy modulatora, jak i dla kilku lamp tego samego typu połączonych równolegle.

Przykład: (dane liczbowe dotyczą modulacji szeregowej, stosowanej w chwili obecnej na radiostacji poznańskiej).

Modulator: 2 lampy typu MTGL. Marconi.

Spółczynnik amplifikacji: $K = 7,2$. Napięcie zasilające:

$$V_{ao} = 5500 \text{ V}; \quad \varepsilon = 500 \text{ V.}$$

Ujemne napięcie obliczone ze wzoru 16:

$$V_{so} = \frac{5500 - 500}{2 \cdot 7,2} = \sim 350 \text{ V.}$$

Amplituda zmiennego napięcia siatkowego, odpowiadająca 100% modulacji, jest

$$\bar{V}_{s \max} = V_{so} = 350 \text{ V.}$$

Stąd maksymalne skuteczne napięcie, potrzebne do 100% wymodulowania stacji, jest:

$$V_{s. sk.} = \frac{350}{\sqrt{2}} = \sim 248 \text{ V.}$$

Wielkość napięcia zmiennego sterującego modulator, jak i ujemne napięcie modulatora V_{so} zależne są od napięcia zasilającego V_{ao} . Zmniejszyć możemy napęd na modulator przy danych lampach, tylko przez zmniejszenie napięcia zasilającego V_{ao} , o ile tylko inne warunki na to pozwolą.

Rozpatrzmy teraz, jak się rozłoży całkowite napięcie V_{ao} na modulator i wzmacniacz modulowany, przy ustaleniu ujemnego napięcia wedł. wzoru 16.

Po podstawieniu 16) do wzoru 10) otrzymamy:

$$V_{go} = \frac{V_{ao} - \varepsilon}{2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\rho}{R_g}} \dots \dots \dots (17)$$

Z ostatniego wzoru wynika, że zawsze:

$$V_{go} > \frac{V_{ao}}{2}$$

Napięcie na wzmacniaczu modulowanym jest zawsze mniejsze od połowy napięcia całkowitego, i to tem mniejsze, im mniejszy jest opór dynamiczny R w stosunku do oporu wewnętrznego modulatora.

Napięcie stałe na modulatorze będzie:

$$V_{mo} = V_{ao} - V_{go}$$

$$V_{ao} \left(1 + 2 \frac{\rho}{R_g} \right) + \varepsilon$$

$$V_{mo} = \frac{2 \left(1 + \frac{\rho}{R_g} \right)}{2 \left(1 + \frac{\rho}{R_g} \right)} \dots \dots \dots (18)$$

Rozkład napięć na wzmacniacz modulowany i modulator jest zależny przede wszystkim od stosunku oporu dynamicznego wzmacniacza modulowanego do oporu wewnętrznego modulatora.

Przykład: (dla radiostacji poznańskiej w chwili obecnej):

Opór dynamiczny wzmacniacza:

$$R_g = 8550 \Omega;$$

Modulator: 2 lampy typu MT9L.

Opór wewnętrzny modulatora:

$$\rho = \frac{2500}{2} = 1250 \Omega$$

Napięcie na wzmacniaczu modulowanym

$$V_{go} = \frac{5500 - 500}{2} \frac{1}{1,146} = \sim 2180 \text{ V.}$$

Napięcie na modulatorze:

$$V_{mo} = 5500 - 2180 = 3320 \text{ V.}$$

Obliczymy teraz składową stałą prądu anodowego, płynącego przez modulator przy napięciu ujemnym V_{so} , ustalonym zgodnie ze wzorem 16): Z rys. 3 mamy:

$$DB = OB - OE - EF - FD$$

czyli:

$$I_{mo} \cdot R_g = V_{ao} - \varepsilon - K V_{so} - I_{mo} \cdot \rho$$

Stąd:

$$I_{mo} = \frac{V_{ao} - \varepsilon - K V_{so}}{R_g + \rho} \dots \dots \dots (19)$$

Podstawiając 16) mamy:

$$I_{mo} = \frac{V_{ao} - \varepsilon}{2(R_g + \rho)} \dots \dots \dots (20)$$

Prąd anodowy modulatora jest zależny przede wszystkim od oporności dynamicznej wzmacniacza modulowanego: R_g . Moc tracona w anodach modulatora bez modulacji jest:

$$P_a = I_{mo} \cdot V_{mo}$$

Podstawiając 20) i 18) do powyższej równości, otrzymamy:

$$P_a = \left[V_{ao} - \frac{V_{ao} - \varepsilon}{2} \frac{1}{1 + \frac{\rho}{R_g}} \right] \frac{V_{ao} - \varepsilon}{2(R_g + \rho)}$$

a po rozwinięciu:

$$P_a = \frac{V_{ao}^2 (R_g + 2\rho) - 2\varepsilon V_{ao} \rho - \varepsilon^2 \cdot R_g}{4(R_g + \rho)^2}$$

Opuszczając wyraz $\varepsilon^2 R_g$ jako mały wobec $2\rho V_{ao} \varepsilon$ otrzymujemy:

$$P_a = \frac{V_{ao}^2 (R_g + 2\rho) - 2 V_{ao} \cdot \rho \varepsilon}{4(R_g + \rho)^2}; \dots \dots (21)$$

w przybliżeniu:

$$P_a \approx \frac{V_{ao}^2 (R_g + 2\rho)}{4(R_g + \rho)^2} \dots \dots \dots (21')$$

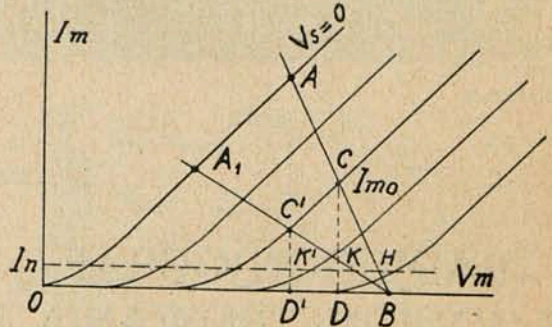
Moc ta nie może przekroczyć mocy admysyjnej lampy modulatora. Czyli:

$$P_a \leq P_{ad}$$

Ze wzoru 21') maksymalne napięcie zasilające dla danej lampy o mocy admysyjnej P_{ad} wyniesie w przybliżeniu:

$$V_{ao} \approx 2(R_g + \rho) \sqrt{\frac{P_{ad}}{R_g + 2\rho}}; \dots \dots (21'')$$

Rozpatrzmy jeszcze warunki pracy modulatora z punktu widzenia najgłębszej nieznieskształconej modulacji. Na rys. 4 mamy dwie charakterystyki robocze modulatora, odpowiadające dwóm różnym opornościom dynamicznym wzmacniacza modulowanego.



Rys. 4.

Obszar charakterystyk anodowych ograniczony jest od dołu — linią niewykorzystanego prądu anodowego I_n . Przekroczenie tej linii przez punkt pracy, poruszający się wzdłuż prostej AB, wywołuje zniekształcenia, przekraczające wyznaczoną normę. Największa zatem nieznieskształcona amplituda, zakreślona przez punkt pracy C, jest CH. Głębokość modulacji odpowiadająca tej amplitudzie jest:

$$m = \frac{CH}{CB} = \frac{CK}{CD} = \frac{I_{mo} - I_n}{I_{mo}}$$

Jest to największa głębokość modulacji nieznieskształconej. Oznaczmy ją przez: M

$$M = \frac{I_{mo} - I_n}{I_{mo}} \dots \dots \dots (22)$$

Jeśli przekroczymy tę modulację M , zaczynają się skażenia wskutek detekcji anodowej. Jak z ostatniego wzoru wynika, można zwiększyć nieznieskształconą głębokość modulacji M jedynie przez zwiększenie prądu anodowego modulatora I_{mo} . Można to skutecznie przez zmniejszenie oporności dynamicznej wzmacniacza modulowanego R_g , co odpowiada zwiększeniu kąta nachylenia charakterystyki roboczej AB. Górna granica dla prądu I_{mo} określona jest jedynie przez moc admysyjną lampy: P_{ad} . Z uwagi na zniekształcenia, lampy modulatora powinny pracować przy pełnym obciążeniu. Na rys. 4 charakterystyka robocza AB odpowiada mniejszej oporności dynamicznej wzmacniacza modulowanego od charakterystyki $A'B$, co jest korzystniejsze dla głębokiej i nie zniekształconej modulacji.

$$M' = \frac{C'K'}{C'D'} < M.$$

Przykład liczbowy:

Prąd anodowy modulatora, w przypadku 2-ch lamp połączonych równolegle typu MT9L jest:

$$I_{mo} = \frac{5500 - 500}{2(8550 + 1250)} = 255 \text{ mA.}$$

Napięcie na modulatorze:

$$V_{mo} = 3320 \text{ V.}$$

Moc tracona na anodach:

$$P_a = 3320 \cdot 0,255 = \sim 850 \text{ W.}$$

Moc admisyjna dla jednej lampy MT9L wynosi: 800 W.

Wobec tego dla dwóch lamp: $P_{ad} = 1600 \text{ W.}$

W powyższym wypadku lampy modulatora są słabo obciążone.

Charakterystyka robocza modulatora przebiega po większej części w zakresie dolnych zakrzywień charakterystyk anodowych, co nie jest korzystne ze względu na zniekształcenia.

Przejsie na jedną lampę MT9L wymaga zmniejszenia napięcia zasilającego V_{ao} oraz zwiększenia sprzężenia obwodu siatkowego wzmacniacza mocy z wzmacniaczem modulowanym w celu otrzymania tego samego napędu. Przez to zmniejszy się oporność dynamiczna wzmacniacza modulowanego.

Załóżmy:

$$R_g = 8000 \Omega$$

Ze wzoru 21') obliczamy maksymalne napięcie zasilające, zakładając pełne obciążenie lampy:

$$V_{ao} = 2(8000 + 2500) \sqrt{\frac{800}{(8000 + 5000)}}$$

czyli:

$$V_{ao} = 5200 \text{ V.}$$

Ujemne napięcie siatkowe przy zastosowaniu powyższego napięcia będzie:

$$V_{so} = \frac{5200 - 500}{2 \cdot 7,2} = 326 \text{ V.}$$

Prąd anodowy modulatora obliczy się z wzoru 20)

$$I_{mo} = \frac{5200 - 500}{2(8000 + 2500)} = 224 \text{ mA.}$$

Wyprowadzone w niniejszym artykule wzory pozwalają na obliczenie najważniejszych wielkości, określających najdogodniejsze warunki pracy modulatora w układzie szeregowym, z dostateczną ścisłością.

RADJOGONJOGRAF — URZĄDZENIE SAMOPISZĄCE DO GONJOMETROWANIA TRZASKÓW ATMOSFERYCZNYCH

(Z PRAC PAŃSTWOWEGO INSTYTUTU METEOROLOGICZNEGO).

Le Radiogoniographe Lugeon enregistreur de la direction moyenne des parasites atmosphériques.

Inż. Jan Gurtzman i inż. Bolesław Starnecki

(Dokończenie).

c) Wzmacniacz.

Wentyle wejściowe łączą się z wyjściami przy pomocy wspólnego wzmacniacza (rys. 4). Przeprowadzaliśmy próby z różnego rodzaju układami wzmocnienia, przyczem okazało się, że najkorzystniej jest doprowadzić aż do wentyli wyjściowych wielką częstotliwość, t. zn. zastosować wzmacniacz w. cz. z obwodami strojonymi na częstotliwość fali nośnej odbieranych trzasków. (Początkowo próbowaliśmy odrazu po wentylach wejściowych poddać odbierane sygnały detekcji i wzmacniać je dalej aperiodycznie przy pomocy wzmacniaczy oporowych Loftin-White lub oporowo-kondensatorowych). Ostatecznie zainstalowany wzmacniacz składa się z dwu pentod w. cz. (Philips E 446) z obwodami strojonymi w anodach.

d) Logometr.

Rozkład linii pól magnetycznych w logometrze, opisanym ogólnie w § 2, potrzebny dla uzyskania prostej zależności między wychyleniami przyrządu a kierunkiem przychodzenia sygnału, uwarunkowany jest charakterystykami promieniowania zastosowanych układów antenowych.

Przeprowadzimy analizę trzech najłatwiejszych do zrealizowania wypadków.

1) Dwie ramy pod kątem prostym. Otrzymujemy tutaj:

$$V_1 = A \sin \varphi \quad V_2 = A \cos \varphi$$

dwie ósemki pod kątem prostym (rys. 7), czyli:

$$f_1(\varphi) = \sin \varphi \quad f_2(\varphi) = \cos \varphi$$

i ze wzoru (2):

$$\frac{F_2(90^\circ - \alpha)}{F_1(\alpha)} = \text{ctg } \varphi.$$

Jeśli uformujemy bieguny magnesów w taki sposób, aby —

$$H_1 = H_2 = H_0 \cos \alpha$$

wówczas otrzymamy:

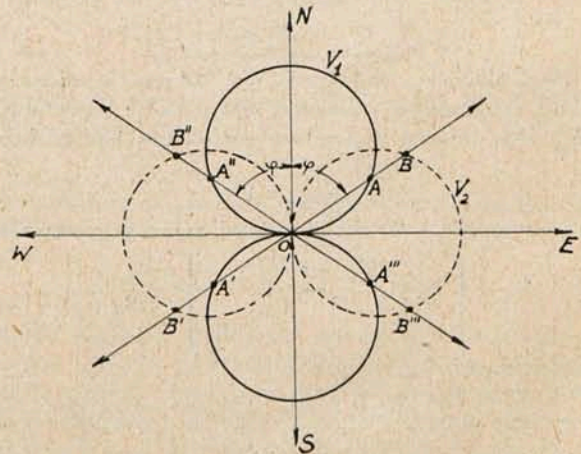
$$\text{ctg } \varphi = \text{ctg } \alpha$$

czyli

$$\varphi = \alpha$$

kąt wychylenia przyrządu będzie wprost równy kątowi kierunku odbieranych sygnałów.

Wynik ten daje się również zrealizować przez umieszczenie cewek logometru w polach jednostajnych o liniach sił równoległych.



Rys. 7.

Jednakże w urządzeniu tego rodzaju każdemu wychyleniu odpowiadają 4 możliwe kierunki przychodzenia sygnałów, ponieważ układ opisywany pozwala oczywiście mierzyć jedynie stosunek amplitud wejściowych; jak widać z rys. 7-go, dla układu dwu anten ramowych pod kątem prostym

danemu stosunkowi amplitud wejściowych odpowiadają 4 możliwe kierunki:

$$+\varphi, -\varphi, (180 + \varphi), (180 - \varphi) \text{ ponieważ:}$$

$$\frac{OA}{OB} = \frac{OA'}{OB'} = \frac{OA''}{OB''} = \frac{OA'''}{OB'''}$$

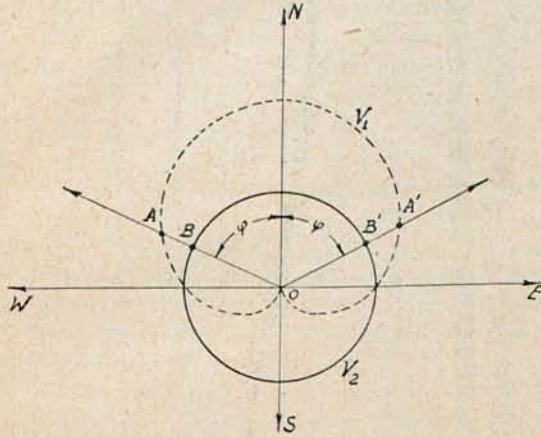
2) Antena-rama i antena otwarta. Tutaj mamy:

$$V_1 = A(1 + \cos \varphi) \quad V_2 = A$$

(czyli kardjoidę i koło) (rys. 8)

Ze wzoru (2):

$$\frac{F_2(90^\circ - \alpha)}{F_1(\alpha)} = 1 + \cos \varphi.$$



Rys. 8.

Jeśli uformować bieguny magnesów tak, aby:

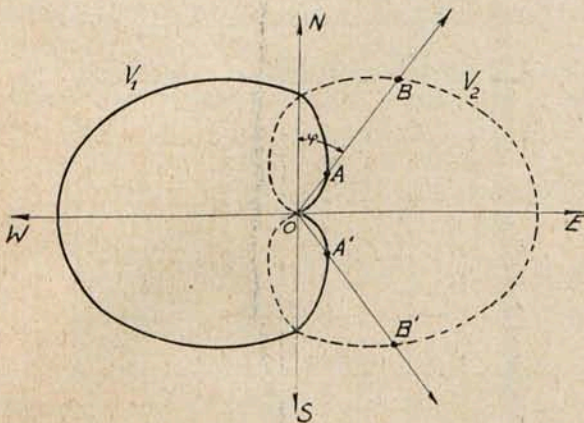
$$H_1 = H_0 \text{ (pole stałe)}$$

$$H_2 = H_0(1 + \sin 2\alpha)$$

otrzymamy tutaj:

$$\alpha = \frac{\varphi}{2}$$

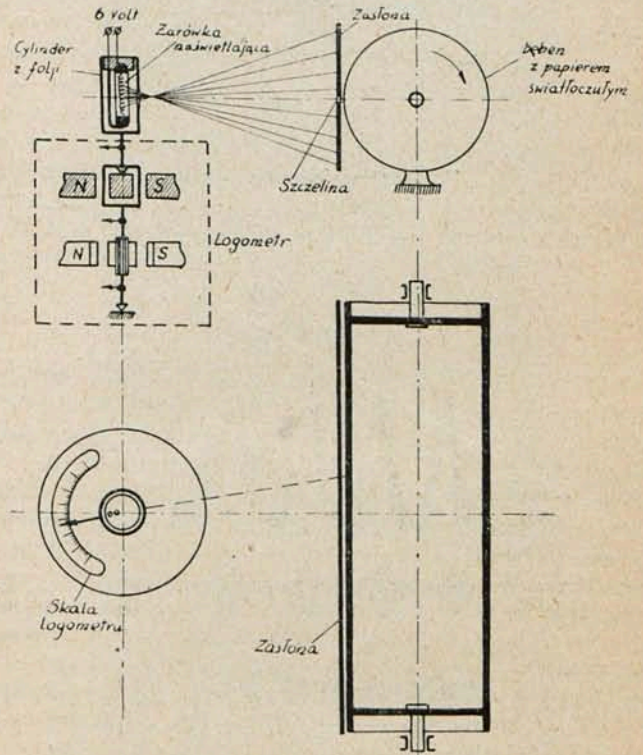
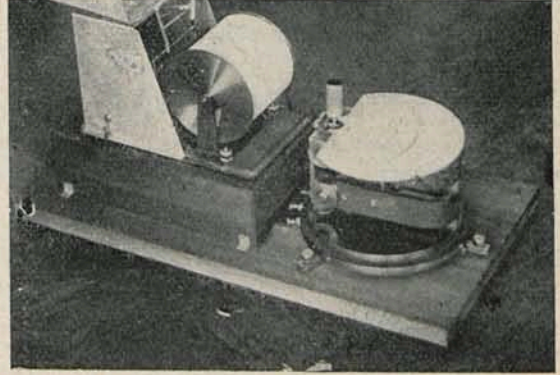
zatem również prostą zależność, przyczem każdemu kątowi odpowiadają już tylko 2 możliwe kierunki (+φ) i (-φ), jak widać z rys. 8.



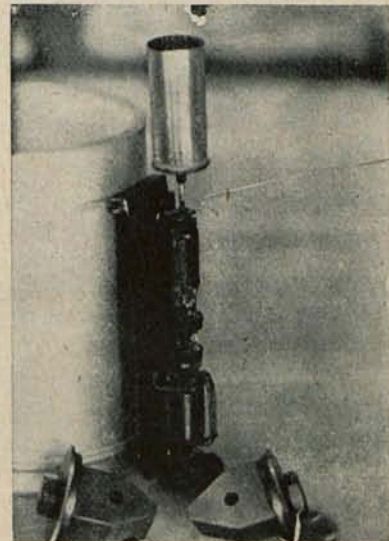
Rys. 9.

Jednakże praktyczne wykonanie tego układu przedstawia pewne niedogodności. Z jednej strony trudne jest uzyskanie stałego pola H1 dla kąta obrotu cewki 90°, z drugiej zaś strony okazało się również kłopotliwym otrzymanie na wejściu niezależnych od siebie układów antenowych o charakterystyce promieniowania kołowej i kardjoidalnej.

3) Jeden układ antena—rama, dający dwie kardjoidy przesunięte względem siebie przestrzennie o 180°²⁾ (rys. 9).



Rys. 10.



Rys. 11.

Mamy tutaj:

$$V_1 = A (1 - \cos \varphi)$$

$$V_2 = A (1 + \cos \varphi)$$

Ze wzoru (2):

$$\frac{F_r(90^\circ - \alpha)}{F_1(\alpha)} = \frac{1 + \cos \varphi}{1 - \cos \varphi} = \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi}{2}$$

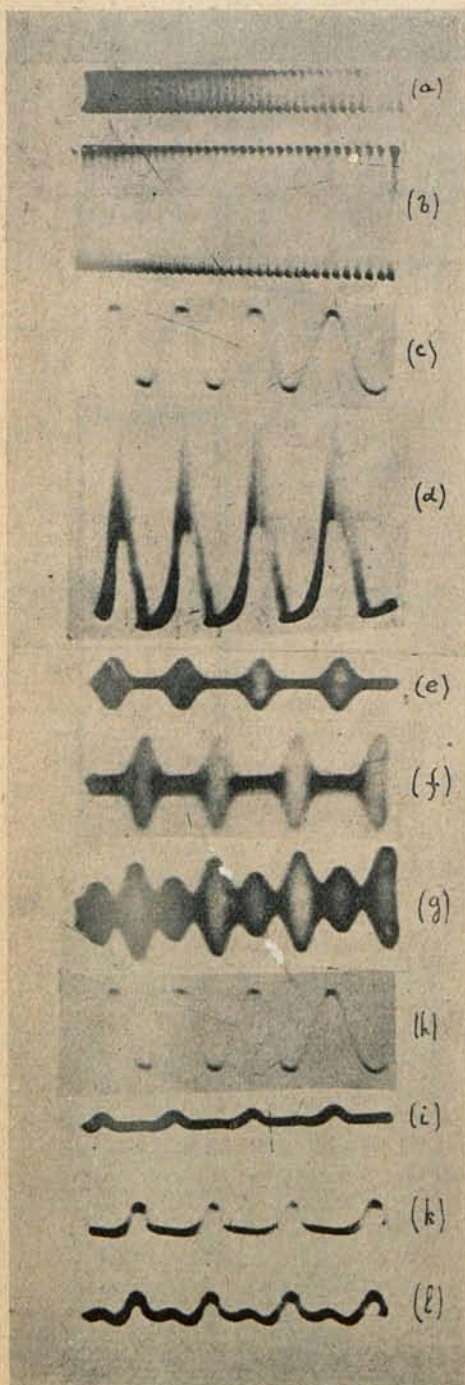
Jeśli zatem uformujemy bieguny magnesów tak, aby

$$H_1 = H_2 = H_0 \cos^2 \alpha,$$

otrzymamy zależność:

$$\alpha = \frac{\varphi}{2}$$

Pole wymienionego kształtu uzyskaliśmy, stosując na-



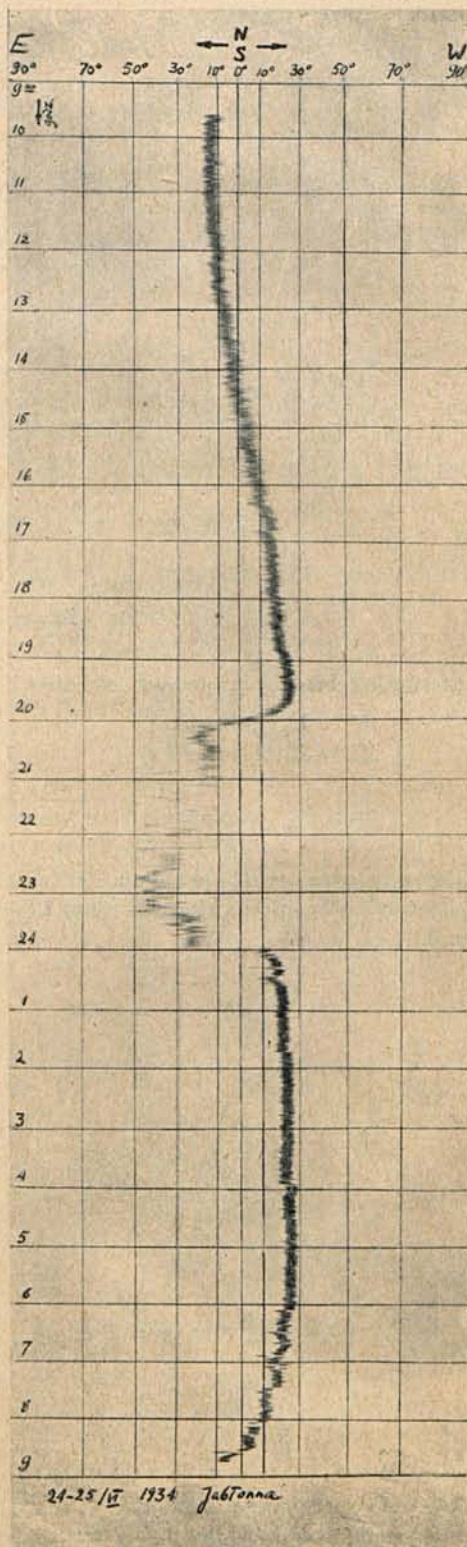
Rys. 12.

²⁾ Patrz artykuł autorów „Kierunkowe charakterystyki promieniowania układu antena—rama”, Przegląd Radiotechniczny, zes. 19—20, 1934.

biegunniki ścięte oraz rdzeń nieruchomy (wewnątrz cewki) w formie biskopka.

Również i w tym układzie każdemu wychyleniu α odpowiadają tylko 2 możliwe kierunki odbieranych trzasków (rys. 9).

Doprowadzenie prądu do cewek logometru uskutecznią się za pośrednictwem 3 kontaktów rtęciowych, umieszczonych na osi przyrządu.



Rys. 13.

Wykres Radjogoniografu. Zmiany kierunku przychodzenia trzasków atmosferycznych w ciągu doby.

e) *Urządzenie rejestrujące.*

Na osi cewek logometru zamocowany jest b. lekki cylinder z folii aluminiowej, zaopatrzony na jednej z tworzących w otworek o średnicy ok. 0,2 mm.

Wewnątrz cylindra ustawiona jest (nieruchomo) mała żarówka o włóknie linjowym, tak umieszczona, że włókno znajduje się na osi całego układu ruchomego (cewek wraz z cylindrem).

Na ekranie, umieszczonym przed otworkiem w cylindrze, otrzymujemy wówczas obraz włókna żarówki, przyczem wraz z obrotem układu ruchomego obraz ten będzie się przesuwał.

Jako ekran zastosowano papier światłoczuły założony na bębnie, zaopatrzonym w mechanizm zegarowy i obracający się raz jeden w ciągu doby, o osi poziomej (rys. 10). Przed ekranem znajduje się zasłona ze szparą poziomą b. wąską, dzięki czemu na papierze światłoczułym otrzymujemy nie obraz włókna, lecz jedynie punkt świetlny.

Rys. 11 przedstawia widok układu ruchomego logometru.

4. Oscylograficzne zobrazowanie przebiegów elektrycznych.

Na rys. 12 umieszczono zestawienie zdjęć, wykonanych na oscylografie katodowym, przedstawiających przebiegi elektryczne w poszczególnych członach radjogonjografu.

Zdjęcia wykonano na fali ciąglej niemodulowanej, przychodzącej pod pewnym kątem φ .

Z układu antenowego I (rys. 4) na siatkę wentyla I przychodzi napięcie proporcjonalne do $A(1 - \cos \varphi)$, co przedstawia rys. 12a. Natomiast rys. 12b przedstawia napięcie na siatce wentyla II, proporcjonalne do $A(1 + \cos \varphi)$.

Rys. 12c daje sinusoidę napięcia, doprowadzanego z generatora na ekran wentyla I. Wentyl ten przepuszcza prąd anodowy oczywiście jedynie w półokresach dodatnich sinusoidy 12c. Przebieg tego prądu pokazany jest na rys. 12d. Wykres ten jest analogiczny do krzywej $i_a = f(t)$ z rys. 3.

Dzięki obwodom rezonansowym w anodzie wentyla, do siatki pierwszej lampy wspólnego wzmacniacza przedostaje się z wentyla I tylko składowa szybkozmienna, co pokazano na rys. 12e. (Wentyl II zgaszony).

W analogiczny sposób podczas pozostałych półokresów sinusoidy 12c generatora, do siatki pierwszej lampy wspólnego wzmacniacza dostaje się napięcie szybkozmienne pochodzące od układu antenowego II (rys. 12f) (wentyl I zgaszony).

Rys. 12g pokazuje całkowity przebieg napięcia na siatce pierwszej lampy wzmacniacza (przy obu wentylach zapałonych).

Raz jeszcze należy podkreślić, że poszczególne odcinki tej krzywej, odpowiadające półokresom częstotliwości generatora, występują nie jednocześnie, a naprzemian.

Rys. 12h wyobraża zmiany napięcia na ekranie wentyla III (rys. 4, wentyl wyjściowy). Napięcie siatki kierującej tego wentyla jest ujemne i tak duże, że w obwodzie anodowym nie płynie żaden prąd, jeśli na siatkę tę nie przychodzi napięcie szybkozmienne z poprzedzających członów. (T. zn. wentyl ten pracuje równocześnie jako detektor anodowy).

Rys. 12i przedstawia przebieg prądu anodowego w wentylu III. Jak widzimy, prąd ten płynie jedynie w ciągu dodatnich półokresów sinusoidy 12h (jak również 12c, gdyż sinusoidy te są w fazie).

Krzywa ta daje zatem obraz odpowiednich odcinków krzywej 12g po detekcji i wyfiltrowaniu składowej szybkozmiennej.

Analogicznie z pozostałych odcinków przywej 12g otrzymujemy w obwodzie anodowym wentyla IV przebieg prądu, pokazany na rys. 12k.

Prądy 12i oraz 12k przepływają przez odpowiednie cewki logometru. Można sprawdzić przez planimetrywanie, że stosunek średnich wartości tych prądów równa się stosunkowi amplitud sygnałów przychodzących 12a i 12b, wobec czego kąt wychylenia logometru będzie miarą kąta φ .

Rys. 12l przedstawia jeszcze dla ilustracji całkowity przebieg prądu we wspólnym przewodzie logometru.

BIBLIOGRAFJA.

- [1] Watt R. A. W., Herd J. F., Bainbridge - Bell L. H. The Cathode Ray Oscillograph in Radio Research, London 1933, str. 5.
- [2] Watt R. A. W. i Herd J. F. An instantaneous direct reading radiogoniometer J. Inst. Electr. Eng. (London 1926), 64, 596.
- [3] Lugeon J. Sur un nouveau procédé expérimental pour l'exploration des parasites atmosphériques. Arch. des Sciences Phys. et Nat. (Généve 1925), Vol. 7, 408 oraz Comptes Rendus 1925, tom 180, 594.
- [4] Yokoyama E. i Nakai T. The Directional observations of atmospherics in Japan U. R. S. I. (Washington 1927), Fasc. 1, 74.
- [5] Bureau. Comptes Rendus Vol. 198, 1934. Nr. 11, str. 1057—1059.
- [6] Watt R. A. W., Herd J. F., Bainbridge - Bell L. H. The Cathode Ray Oscillograph in Radio Research, London, 1933, str. 109.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.**Bifilarne włókno.**

Szmerzy i szumy, których źródło tkwi wewnątrz odbiornika, wiążą się przyczynowo z konstrukcją katod lamp na prąd zmienny i dlatego też noszą często nazwę zakłóceń katodowych. Dotychczasowa budowa katody tych lamp jest następująca: porcelanowy cylinder (rys. 1, b) zawiera dwie cienkie rurki włoskowate, przez które przechodzi włókno a, mające kształt szpilki do włosów nie tylko dlatego, aby uzyskać niezbędną długość włókna, lecz również w celu zmniejszenia oddziaływania pól magnetycznych, powstających dookoła włókna i wywierających wpływ na emisje

elektronów. Porcelanowy cylinder jest umieszczony w powłoce metalowej c, pokrytej na swej stronie zewnętrznej warstwą emisyjną d. Tego rodzaju konstrukcja była dotychczas zupełnie dobra, jednakowoż ostatnio okazało się, że w czułych odbiornikach (np. superheterodynach) ruch gołego drutu włókna w cylindrze porcelanowym może powodować szmerzy katodowe.

Przyczyny szmerów katodowych są następujące:

- 1) *Zmiany pojemności między katodą a włóknem zdarzenia spowodowane ruchem włókna w porcelanowej rurce izolacyjnej.*

2) *Zmiany stanu izolacji między katodą a włóknem żarzenia.*

Ruch włókna w rurce izolacyjnej zmienia oporność między katodą i włóknem i z tego powodu występują zmiany wielkości prądów upływowych, które, o ile przepływają przez oporność pozorną włączoną między katodę a włókno, wywołują szmery katodowe. Dzieje się to wówczas, gdy lampa (w której tkwi przyczyna szmerów) pracuje w superheterodynie jako pierwszy detektor, przyczem między katodę a włókno żarzenia jest włączona duża cewka (duża oporność pozorną) sprzęgająca oscylator z pierwszym detektorem. W tych warunkach zmienia się częstotliwość i amplituda oscylatora.

3) *Tlenek magnezyj*, z którego jest wykonana rurka izolacyjna, posiada tę ujemną właściwość, że oddziałuje on na włókno żarzenia w ten sposób, że na stronie wewnętrznej rurki osiada warstewka czarnej substancji, składającej się głównie z wolframu pochodzącego z włókna żarzenia. Warstewka ta jest przewodząca.

Wskutek ruchu włókna w rurce wchodzi ono kolejno w kontakt z różnymi częściami ścianki i za każdym razem zaczynają względnie przestają płynąć przez czarną warstwą małe prądy i to jest przyczyną szmerów katodowych.

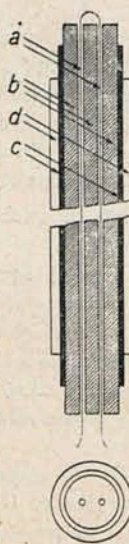
Gdy się usiłuje zmniejszyć oba otwory (przez które przechodzi włókno) i w ten sposób dobrze zamocować włókno, nie osiąga się całkowicie zamierzonego celu, gdyż wówczas ono znajduje się jeszcze bliżej ścianek rurki izolacyjnej, co tylko potęguje wspomniane wyżej oddziaływanie.

Rozwiązanie polegałoby na zastosowaniu rurki izolacyjnej wykonanej z materiału, nie wywierającego żadnego wpływu na włókno, dotychczas jednak nie udało się stworzyć materiału, któryby odpowiadał temu warunkowi.

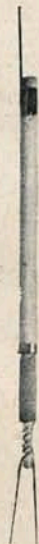
Jedynie właściwa metoda zasadza się na tem, że między włóknem i rurką izolacyjną jest umieszczony dodatkowy materiał izolacyjny, co zmniejsza ruchliwość włókna. Wprawdzie nadal powstaje wspomniana poprzednio czarna warstwa ale włókno nie styka się bezpośrednio z nią i dlatego nie wytwarzają się szmery katodowe. Chodzi jednakże również i o to, aby dodatkowy materiał izolacyjny, otaczający włókno, nie odłączył się od niego po upływie pewnej liczby godzin pracy, gdyż wówczas ponownie wystąpiłyby szmery katodowe. Przy prostym włóknie, uwidocznionem na rys. 1, jest to niemożliwe do osiągnięcia, ponieważ ze

względu na rozszerzalność cieplną włókna musiałby wszelki na niem umieszczony materiał po pewnym czasie odłączyć się.

Z tego powodu okazało się koniecznym skombinować zastosowanie materiału izolującego włókno ze spiralnie, podwójnie czyli *bifilarnie* nawinięciem włóknem. Przy takim rozwiązaniu zagadnienia, materiał izolacyjny siedzi mocno między zwojami włókna trzyma się ponadto na rdzeniu, dookoła którego nawinięta jest spirala.



Rys. 1.



Rys. 2.

Całkowitą konstrukcję nowej katody podaje rys. 2-gi. Widać na nim częściowo wyciągnięte włókno, które — w przeciwieństwie do dawnego rozwiązania — jest umieszczone nie w dwóch włoskowatych rurkach (rys. 1) lecz w jednej rurce izolacyjnej o dużej średnicy, dookoła której znajduje się metalowy walec z umieszczoną na nim warstwą emitującą elektrony.

Dzięki takiej konstrukcji bifilarnego włókna usunięte zostały źródła zakłóceń katodowych, które silnie dawały się we znaki w czułych aparatach, a zwłaszcza w superheterodynach.

Inż. A. Launberg.

PRZEDPŁATA:

kwartalnie zł. 9.—

rocznie zł. 36.—

za zmianę adresu
(znaczkami pocztowymi) gr. 50Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa, Czackiego 5. m. 24, I piętro
(Gmach Stowarzyszenia Techników), telefon № 690-23.

Administracja otwarta codz. od godz. 9 do 15 w soboty od 9 do 13

Konto czekowe w P. K. O. Nr. 363

Ceny ogłoszeń
podaje administracja
na zapytanie.

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przeгляд Elektrotechniczny”. Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska”, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87-98.