PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

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

Rok VIII. **1 Grudnia 1930 r.** **Zeszyt 23—24**

Redaktor por. STEFAN JASIŃSKI. Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. F 740-45.

SOMMAIRE.

Le calcul de modulation anodique par *Bolesław Starnecki* I. E. En se basant sur un schéma simplfié, dans lequel un émetteur à lampes est remplacé par une résistance équivalente (résistance dynamique d'émetteur pour le courant continu et pour le courant b. f.), et la lampe modulatrice par une génératrice équivalente b. f., l'auteur déduit des formules pour les conditions du travail d'un modulateur; les formules ci-dessus expriment la valeur du courant et de la tension anodique pour le point de fonctionnement de la lampe modulatrice en dépendance de la tension anodique de la lampe d'émission, de profondeur de modulation et du rapport des résistances de lampe d'émission et de lampe modulatrice. Les formules ci-dessus sond déduites pour les systèmes avec selfs de modulation et avec transformateurs. Ensuite l' auteur examine l' influence de profondeur de modulation sur la qualité de réceptions sous l'égard de la détection.

Une nouvelle méthode de mesure à distance des fréquences des postes d'émission par *I. Kahan* I. E. La méthode permet de mesurer, avec un fréquencemètre à gamme restreinte des fréquences, une vaste gamme des fréquences inférieures, grâce à la création, dans le recepteur même, desharmoniques de la fréquence à mesurer.

Revue documentaire. Bulletins.

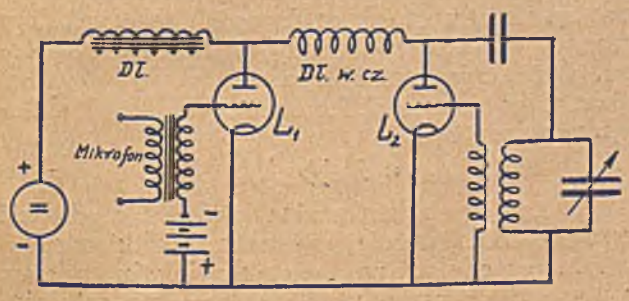
OBLICZANIE MODULACJI ANODOWEJ.

Inż. Bolesław Starnecki.

Modulacja anodowa, czyli t. zw. modulacja Heising'a, stanowi obecnie system najbardziej rozpowszechniony ze względu na to, że pozwala na uzyskanie dużej głębokości modulacji (nawet do 100%) bez wywoływania zniekształceń. (Oczywiście mowa tutaj o zniekształceniach, których źródłem może być sama stacja nadawcza, nie zaś o zniekształceniach przy odbiorze).

Celem niniejszego artykułu jest wprowadzenie prostych i przejrzystych wzorów, mogących służyć do praktycznego obliczenia wszystkich wielkości, występujących przy modulacji anodowej; wzory te dalekie będą od drobiazgowej ścisłości matematycznej, wystarczą jednakże w zupełności do użytku praktycznego, jednocześnie zaś metoda ich wyprowadzenia (bynajmniej zresztą nie nowa) rzuci światło również i na fizyczną stronę zjawisk, zachodzących przy modulacji anodowej.

Ogólny i najprostszy układ modulacji anodowej przedstawiony jest na rys. 1-szym. Tutaj L_1 oznacza lampę modulacyjną, zaś L_2 — lampę generacyjną.



Rys. 1.

Dł jest to dławik modulacyjny o dużej samoindukcji.

1. Opór dynamiczny lampy generacyjnej.

Stosowanie modulacji anodowej możliwe jest dzięki ciekawemu zachowaniu się generatora (wzgl. wprost wzmacniacza) lampowego wielkiej częstotliwości w stosunku do źródła, dostarczającego napięcia anodowego. Przypuśćmy mianowicie, że w pewnych (normalnych) warunkach pracy generatora (bez modulacji) napięcie źródła, względnie stała składowa napięcia anodowego lampy generacyjnej, wynosi V_{go} woltów, zaś stała składowa prądu anodowego, płynącego przez tę lampę wynosi I_{go} amperów. Otóż okazuje się, że jeżeli zmieniać teraz w sposób statyczny lub quasi-statyczny (t. zn. z częstotliwością małą wobec częstotliwości wytwarzanej przez generator) napięcie anodowe V_g, wówczas stała składowa prądu anodowego I_g będzie również zmieniać się w bardzo szerokich granicach w taki sposób, że stosunek $\frac{V_g}{I_g}$ = Const. Stosunek ten przedstawia sobą opór generatora prądów szybkozmiennych w stosunku do źródła napięcia anodowego; oznaczymy go literą R_g.

A więc opór generatora R_g jest wielkością stałą dla danego układu generacyjnego z daną lampą nadawczą.

Wielkość R_g nie zależy zupełnie od wartości oporu wewnętrznego lampy nadawczej R, speł-

niającego równanie Barkhausena. Dlatego też w odróżnieniu od tego oporu, nazwałbym R_g *oporem dynamicznym* lampy nadawczej.

Można powiedzieć, że

$$R_g = A \frac{V_{go}}{I_s} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (1)$$

gdzie I_s oznacza prąd nasycenia lampy, zaś A — pewien spółczynnik proporcjonalności, którego wielkość zależy od samych warunków pracy generatora.

Wprowadźmy oznaczenia:

$\overline{V}_a$ = amplituda szybkozmiennej składowej napięcia anodowego,

$\xi = \frac{\overline{V}_a}{V_{go}}$ (spółczynnik wyzyskania napięcia anodowego),

$\overline{I}_a$ = amplituda głównej harmonicznej prądu anodowego,

$\psi = \frac{\overline{I}_a}{I_s}$

Z rozważań teoretycznych wynika wówczas, że $A = \frac{\xi}{\psi}$ *).

Wartość ξ jest zazwyczaj bliska jedności i prawie stała dla danego układu, wartość zaś ψ zależy od obranych dla generatora warunków pracy i może zmieniać się w dość szerokich granicach. Stanowi ona funkcję kąta, w ciągu którego w czasie jednego okresu przez lampę generacyjną przepływa prąd anodowy.

Dla lamp z katodą wolframową, pracujących z modulacją anodową, przyjmuje się normalnie takie warunki pracy, że $A = 5 - 6$.

Wstawiając do wzoru 1-go wartość na A, otrzymujemy:

$$R_g = \frac{V_{go}}{I_s} \cdot \xi \cdot \frac{I_s}{\overline{I}_a} = \xi \frac{V_{go}}{\overline{I}_a} \quad . \; . \quad (2)$$

Ponieważ powiedzieliśmy, że wartość R_g przy zmianach V_g pozostaje stała, wynika stąd, że zmiany V_g, czyli zmiany napięcia anodowego lampy generacyjnej, pociągną za sobą proporcjonalne zmiany amplitudy głównej harmonicznej prądu anodowego $\overline{I}_a$, a co zatem idzie — amplitudy prądu w antenie nadajnika — o co właśnie chodzi przy modulacji.

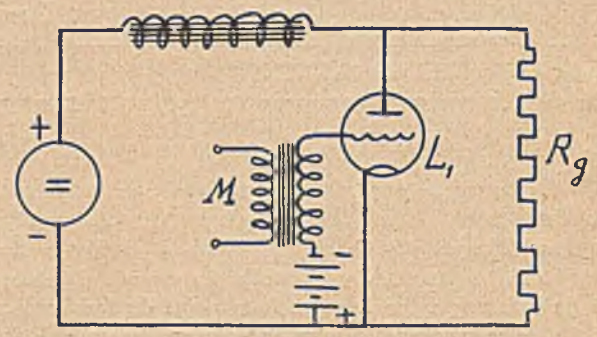
A zatem stałość oporu R_g pozwala na modulowanie prądu w antenie przez zmianę napięcia anodowego V_g.

Jeśli napięcie to będzie zmieniać się proporcjonalnie do prądu w mikrofonie stacji nadawczej, otrzymamy wówczas modulację bez zniekształceń.

2. Uproszczony schemat modulacji Heising'a.

W związku z powiedzianem wyżej można — jeśli chodzi o rozważenie modulacji niejako od strony lampy modulacyjnej — zastąpić cały układ generacyjny wraz z dławikiem wielkiej częstotliwości przez opór omowy R. Wówczas wszystkie przebiegi w źródle oraz w lampie modulacyjnej będą odbywały się w sposób zupełnie taki sam, jak gdyby zamiast oporu R_g znajdował się generator.

Taki uproszczony schemat modulacji anodowej przedstawiony został na rys. 2-gim.



Rys. 2.

Jak teraz widać, lampa modulacyjna pracuje w sposób zupełnie taki sam, jak lampa końcowa wzmacniacza małej częstotliwości, obciążonego oporem omowym. Pod wpływem wahań napięcia siatki lampy modulacyjnej, na zaciskach tej lampy — a więc i na zaciskach oporu R_g — będą powstawać wahania napięcia V_g, i jednocześnie lampa modulacyjna będzie dostarczać pewną energję oporowi R_g. Jeśli te wahania napięcia mają być proporcjonalne do wahań napięcia na siatce, względnie jeśli lampa modulacyjna ma do oporu R_g dostarczać „moc niezniekształconą" winny wówczas spełniać się te same warunki, jakie niezbędne są dla prawidłowej pracy końcowej lampy wzmacniacza małej częstotliwości t. zn.:

1) zmiany napięcia na siatce lampy modulacyjnej winny odbywać się całkowicie w zakresie ujemnych potencjałów siatki,

2) praca lampy modulacyjnej winna odbywać się na prostolinijnej części charakterystyk.

Na podstawie powyższych przesłanek można będzie całkowicie zbadać przebieg modulacji anodowej, t. zn. ustalić przedewszystkiem, jakie parametry najkorzystniejsze winna posiadać lampa modulacyjna przy danej lampie generacyjnej, jaką głębokość modulacji i w jakich warunkach pracy można uzyskać bez zniekształceń, i jak wreszcie odbywają się przebiegi energietyczne w opisywanym układzie modulacji Heising'a.

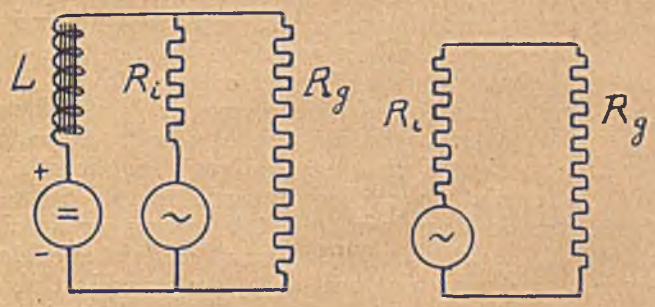
Należy zauważyć, że jak widać z rys. 2-go — mamy tutaj do czynienia z równoległem zasilaniem lampy modulacyjnej. Oczywiście pragnąc w tym przypadku uzyskać możliwie duże wahania napięcia V_g, należy źródło napięcia stałego oddzielić od lampy modulacyjnej przy pomocy dławika o takiej samoindukcji, aby jego opór dla prądów o częstotliwości słyszalnej, nawet najmniejszej, był duży w stosunku do oporu R_g. Oznaczmy przez ω pulsację odpowiadającą najniższym tonom słyszalnym, przez L samoindukcję dławika, wówczas w dobrze obliczonym układzie modulacyjnym winno być

$$\omega L \gg R_g$$

W związku z tem można schemat modulacji jeszcze bardziej uprościć;: przedewszystkiem można lampę modulacyjną, pracującą jak już wiemy, w normalnych warunkach dla lamp wzmacniających — zastąpić przez generator o oporze we-

*Patrz artykuł B. P. Asiejewa, Nr. 1 z r. 1929 czasopisma „Telegrafja i Telefonja bez prowodów".

wnętrznym równym oporowi wewnętrznemu R_i lampy madulacyjnej, i o sile elektromotorycznej równej $g\,V_s$, gdzie g spółczynnik amplifikacji tej lampy a V_s — amplituda napięć na siatce (rys. 3 a). Ponadto ponieważ część schematu, zawierająca źródło napięcia anodowego, zablokowana jest dla prądów małej częstotliwości dławikiem L o bardzo dużym oporze, zatem dla interesujących nas przebiegów małej częstotliwości część ta nie odgrywa żadnej roli, i można ją na schemacie zupełnie pominąć. Ostatecznie zatem schemat modulacji anodowej uprości się do schematu przedstawionego na rys. 3b.



Rys 3a. Rys. 3b.

3. Obliczenie lampy modulacyjnej.

W opisanych warunkach pracy lampa modulacyjna dostarczy — przy właściwem ujemnem napięciu siatkowem — największą moc niezniekształconą do oporu R_g wówczas, gdy

$$R_g = 2\,R_i$$

(jak dla normalnych lamp głośnikowych).

Jednakże krzywa zależności mocy od oporu R_g ma przebieg dość płaski dla R_g zmieniającego się w granicach od 2 R_i do 5 R_i, i takie właśnie wartości spotykają się w praktyce.

Ogólnie przyjąć można, że

$$R_g = a\,R_i \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (3)$$

gdzie a w każdym razie jest liczbą większą od 2. Jak zobaczymy później, ze względu na głębokość modulacji korzystniejsze jest a duże, czyli korzystnie jest, aby opór wewnętrzny lampy modulacyjnej był mały w stosunku do oporu R_g. Z drugiej strony ze względu na wielkość dławika modulacyjnego korzystnie jest, aby również opór R_g nie był bardzo duży.

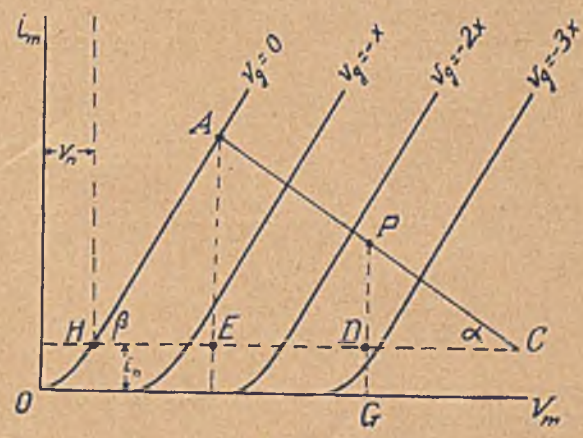
Z powyższego już wynika parę wniosków o racjonalnym wyborze zarówno lampy generacyjnej jak modulacyjnej. Jak widać ze wzoru 1, opór R_g jest mały dla lamp nadawczych *pracujących przy niskiem napięciu anodowem oraz posiadających duży prąd nasycenia.*

Dla lamp o małem R_g (np. 5 000 om.) wystarcza wartość dławika modulacyjnego około 50 H.

Lampy modulacyjne powinny posiadać opór R_i jaknajmniejszy.

*

Celem przeprowadzenia dalszych rozważań *), będę posługiwał się układem charakterystyk $I_m = f\,(V_m)$ lampy modulacyjnej (układ: prąd anodowy — napięcie anodowe). Jak wiadomo, charakterystyka dynamiczna przy obciążeniu omowem obwodu anodowego przedstawia w tym układzie zawsze linję prostą (AC na rys. 4).



Rys. 4.

Nachylenie tej charakterystyki dane jest wzorem:

$$R_g = ctg\,\alpha^{**}) \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (4)$$

Aby lampa modulacyjna pracowała bez zniekształceń, odcinek AC, po którym przesuwa się punkt pracy, powinien przebiegać przez prostolinijną część charakterystyk prądu anodowego, a prócz tego wahania napięć siatkowych lampy modulacyjnej powinny być takie, aby siatka tej lampy nigdy nie stawała się dodatnia. Punkt pracy lampy powinien znajdować się w środku linji AC, t. j. w punkcie P.

Amplituda wahań napięcia anodowego (m. cz.) na lampie modulacyjnej równa się wtedy $DC = V_m$.

Oznaczmy głębokość modulacji literą m, wówczas:

$$V_m = m V_{go} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (5)$$

Jak widać z charakterystyk, prąd spokoju dla lampy modulacyjnej wynosi

$$I_{mo} = PD + DG \quad . \; . \; . \; . \quad (6)$$

Odcinek DG oznaczymy i_n. Odcinek ten dla każdej lampy łatwo odczytać z jej charakterystyk, można go zatem uważać za wielkość znaną. Jest to zresztą naogół wartość bardzo niewielka, i z dość znacznem przybliżeniem możnaby ją było wogóle pominąć.

W dalszym ciągu:

$$PD = \frac{CD}{ctg\,\alpha} = \frac{V_m}{R_g} = \frac{m\,V_{go}}{R_g} \quad . \; . \quad (7)$$

Jak wiemy, $\frac{V_{go}}{R_g} = I_{go}$ oznacza średnią wartość prądu, płynącego przez lampę wielkiej częstotliwości, wobec tego

$$PD = m\,I_{go} \quad . \; . \; . \; . \; . \; . \quad (8)$$

*) W/g. artykułu A. Sluitersa „Anodenspannungs-Modulation".

**) porównaj artykuł E. Greena w „Experimental-Wireless" (czerwiec — lipiec 1926 r.).

Ostatecznie zatem średnia wartość prądu, przepływającego przez lampę modulacyjną winna posiadać wielkość

$$I_{mo} = m\, I_{go} + i_n \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (9)$$

W dalszym ciągu na podstawie rys. 4-tego będzie można również wyznaczyć wartość napięcia anodowego lampy modulacyjnej w jej początkowym punkcie pracy.

Napięcie to wynosi:

$$V_{mo} = IH + HE + ED \quad . \quad . \quad . \quad (10)$$

Wartość $IH = V_n$ również możemy uważać za znaną.

Ponadto ponieważ w rozważanym układzie charakterystyk

$$\left(\frac{d\,V_m}{d\,i_m}\right)_{V_g\,=\,const} = ctg\,\beta = R_i$$

zatem dla prostolinijnej części charakterystyk można napisać:

$$R_i = \frac{HE}{AE} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (11)$$

tutaj $AE = 2\,PD = 2\,m\,I_{go}$, zatem

$$HE = 2\,m\,I_{go}\,R_i,$$

lub po uwzględnieniu wzoru (3)

$$HE = 2\,\frac{m}{a}\,I_{go}\,R_g = 2\,\frac{m}{a}\,V_{go} \quad . \quad . \quad (12)$$

wreszcie $ED = CD = V_m = m\,V_{go}$

wobec tego napięcie anodowe lampy modulacyjnej winno wynosić:

$$V_{mo} = v_n + 2\,\frac{m}{a}\,V_{go} + m\,V_{go}$$

lub:

$$V_{mo} = v_n + m\,V_{go}\left(1 + \frac{2}{a}\right) \quad . \quad . \quad (13)$$

Ze wzoru tego widać, że jeżeli chcemy uzyskać modulację głęboką (m bliskie jedności) oraz niezniekształconą, winno być w każdym razie $V_{mo} > V_{go}$, to znaczy składowa stała napięcia anodowego lampy modulacyjnej powinna być większa od składowej stałej napięcia lampy generacyjnej.

Można to uzyskać włączając opór obniżający w obwód anodowy lampy generacyjnej, co zresztą nie jest korzystne. Lepiej odpowiednie ustosunkowanie uzyskać za pomocą transformatora, o czem będzie mowa później.

W praktyce często obydwa napięcia anodowe są równe co do wielkości i wówczas:

$$m\,V_{go}\left(1 + \frac{2}{a}\right) + v_n = V_{go}$$

Głębokość modulacji m jest wówczas ograniczona i wynosi

$$m = \frac{V_{go} - v_n}{V_{go}\left(1 + \frac{2}{a}\right)}$$

Ponieważ V_n jest małe wobec V_{igo}, można w przybliżeniu napisać:

$$m \cong \frac{1}{1 + \frac{2}{a}} = \frac{a}{a+2} \cdot 100\% \quad . \quad . \quad (14)$$

Stąd następująca tabela:

a	$m\%$
2	50
3	60
4	67
5	72

Dla uzyskania głębokiej modulacji korzystniej zatem wybrać a większe, t. zn., że R_i powinno być w tym wypadku kilkakrotnie mniejsze od R_g. Ponieważ jednak R_g również powinno być niewielkie, *więc mała wartość oporu wewnętrznego lampy modulacyjnej posiada z punktu widzenia osiągalnej głębokości modulacji wielkie znaczenie.*

Przy określaniu początkowych warunków pracy dla lampy modulacyjnej należy zwrócić jeszcze uwagę na następującą okoliczność:

W czasie spokoju lampy modulacyjnej całkowita moc doprowadzona do tej lampy w ilości $I_{mo}\,V_{mo}$ będzie wydzielać się w jej anodzie w postaci ciepła. Wobec tego konieczne jest aby wartość tego iloczynu była mniejsza od wartości mocy admisyjnej danej lampy W_{am}, czyli

$$I_{mo}\,V_{mo} < W_{am}$$

lub podstawiając odpowiednie wartości ze wzorów (9) i (13)

$$(m\,I_{go} + i_n)\left\{m\,V_{go}\left(1 + \frac{2}{a}\right) + v_n\right\} \leq W_{am} \quad . \quad (15)$$

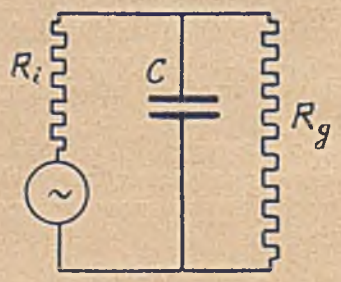
Na rozważanym wykresie rys. 4 przedstawia się to w ten sposób, że początkowy punkt pracy P, winien leżeć poniżej hiperboli o równaniu

$$V_m\,I_m = W_{am}$$

Lampy modulacyjne muszą być oczywiście tak wykonane, aby można je było w pełni wykorzystać, bez obawy przeciążenia anody. (W przeciwnym razie głębokość modulacji m będzie ograniczona wzorem 15).

4. Uwzględnienie kondensatora blokującego.

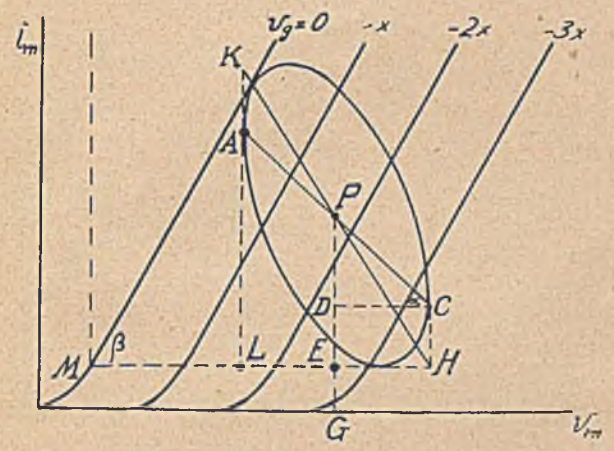
W praktyce zazwyczaj lampa modulacyjna zablokowana jest kondensatorem C (załączonym między anodę i katodę tej lampy). W tym przypadku uproszczony schemat układu modulacyjnego przedstawia się tak, jak na rys. 5-tym.



Rys. 5.

Obecnie obwód anodowy lampy modulacyjnej obciążony jest nie oporem omowym, ale oporem pozornym, składającym się z równolegle połączonych: oporu omowego i kondensatora. Cha-

rakterystyka dynamiczna obecnie przedstawiać się będzie nie jako linja prosta, ale jako elipsa (rys. 6).



Rys. 6.

Amplituda prądu m. cz., płynącego przez ten opór pozorny będzie składać się z prądu, płynącego przez opór R_g o wielkości $\frac{V_m}{R_g}$, oraz z prądu płynącego przez kondensator

$$V_m \omega C$$

Całkowita wartość tego prądu będzie zatem:

$$PE = \sqrt{\left(\frac{V_m}{R_g}\right)^2 + (V_m \omega C)^2} \quad \text{lub}$$

$$PE = \frac{V_m}{R_g}\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_g^2} \quad . \quad . \quad . \quad (16)$$

Po uwzględnieniu wzorów 5, 7, 8, i 16 potrzebny średni prąd anodowy dla lampy modulacyjnej wyrazi się wzroem:

$$I_{mo} = PG = m\, I_{go} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_g^2} + i_n \quad . \quad (17)$$

W przybliżeniu można przyjąć, że elipsa umieszczona jest w polu charakterystyk w sposób możliwie najkorzystniejszy, gdy potraktujemy linję KH (na rysunku 6) tak samo, jak linję AC na rysunku 4. Wówczas:

$$KL = 2\, PE = 2\, m\, I_{go} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_g^2}$$

$$ML = 2 m R_i I_{go} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_g^2} = 2 \frac{m}{a} V_{go} \sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_g^2}$$

$$LE = V_m = m\, V_{go}$$

Napięcie anodowe (początkowego punktu pracy) dla lampy modulacyjnej będzie się równało:

$$V_{mo} = v_n + ML + LE =$$

$$= m\, V_{go}\left(1 + \frac{2}{a}\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_g^2}\right) + V_n \quad . \quad . \quad (18)$$

Dla małych wartości R_g (np. R_g mniejsze od 10 000 om.) można wpływ pojemności kondensatora C zupełnie pominąć, uwzględniając go jedynie dla wartości R_g większych.

5. Przebiegi energietyczne przy modulacji anodowej.

Lampa nadawcza w czasie modulacji pobiera moc małej częstotliwości z lampy modulacyjnej. Moc tę możemy obliczyć w sposób następujący:

amplituda prądu małej częstotliwości $= m\, I_{go}$ (wzór 8): zatem chwilowa wartość prądu, płynącego przez lampę modulacyjną wynosi:

$$I_{mo} + m\, I_{go} \sin \omega t$$

Ponieważ obwód anodowy lampy modulacyjnej zawiera jedynie opór omowy, więc napięcie anodowe przesunięte jest względem prądu, przepływającego przez modulator, o 180°. Chwilowa wartość napięcia anodowego na lampie modulacyjnej wynosi więc:

$$V_{mo} - m\, V_{go} \sin \omega t$$

(ponieważ amplituda wahań $V_m = m\, V_{go}$, w/g wzoru 5).

Średnia wartość mocy pobieranej przez lampę modulacyjną wynosi zatem:

$$\frac{1}{T}\int_0^T (I_{mo} + m\, I_{go} \sin \omega t)(V_{mo} - m\, V_{go} \sin \omega t)\, dt =$$

$$= V_{mo} I_{mo} - \frac{1}{2} m^2 V_{go} I_{go}$$

W stanie niemodulowanym pobierana przez tę lampę moc wynosi oczywiście $V_{mo} I_{mo}$, a ponieważ moc doprowadzana wspólnie do lampy nadawczej i modulacyjnej jest taka sama podczas modulacji jak i bez modulacji, lampa nadawcza przejmuje zatem w czasie modulacji od lampy modulacyjnej moc równą $\frac{1}{2} m^2 I_{go} V_{go}$.

Ogółem lampa nadawcza pobiera więc:

$$W_g = I_{go} V_{go} \left(1 + \frac{1}{2} m^2\right) \quad . \quad . \quad . \quad (19)$$

Jeżeli współczynnik sprawności wynosi η, wtedy w anodzie lampy nadawczej wydzieli się w postaci ciepła

$$I_{go} V_{go} \left(1 + \frac{1}{2} m^2\right) (1 - \eta) \text{ watt} \quad . \quad (20)$$

Wartość ta nie powinna przekraczać mocy admisyjnej lampy nadawczej W_g, t. zn. winien spełniać się warunek:

$$I_{go} V_{go} \left(1 + \frac{1}{2} m^2\right) (1 - \eta) > W_{ag} \quad (21)$$

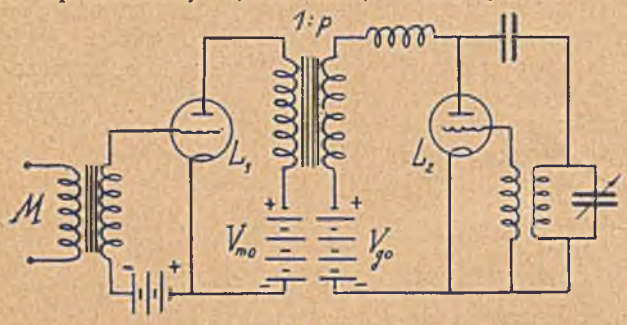
6. Modulacja anodowa z transformatorem.

Jak widać z analizy wzoru 13-go, w wypadku modulacji dławikowej celem uzyskania dużej głębokości modulacji (m bliskie jedności) trzeba, aby napięcie anodowe lampy modulacyjnej V_{mo} było wyższe od napięcia lampy generacyjnej V_{go} W przeciwnym razie głębokość modulacji będzie ograniczona. Wprawdzie można obniżyć napięcie V_{go} w stosunku do napięcia V_{mo} przez włączenie między lampę nadawczą i modulacyjną oporu, zablokowanego dużym kondensatorem, takie rozwiązanie nie jest jednak korzystne.

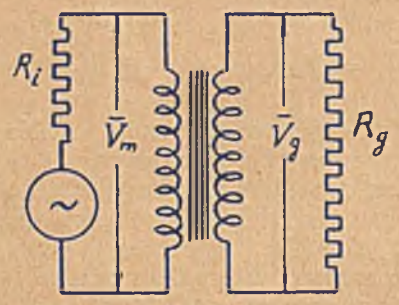
Oprócz niewygody, wywołanej zależnością od siebie napięć lampy nadawczej i modulacyjnej, w w układzie modulacji dławikowej może sprawiać również pewien kłopot ustosunkowanie do siebie oporów R_g i R_i.

Wszystkich poważnych niedogodności można uniknąć przez oddzielenie lampy nadawczej od lampy modulacyjnej zapomocą transformatora.

(Będzie to wypadek, analogiczny do wypadku dostosowywania głośników do lampy końcowej). Schemat modulacji anodowej z transformatorem przedstawiony został na rysunku 7-ym, schemat zaś uproszczony tej modulacji — na rys. 8.



Rys. 7.



Rys. 8.

W tym wypadku napięcie początkowego punktu pracy lampy nadawczej V_{go} zupełnie nie zależy od napięcia na lampie modulacyjnej V_{mo}.

Celem wyprowadzenia wzorów, analogicznych do wyprowadzonych poprzednio, wystarczy zwrócić uwagę na następującą okoliczność: Jeżeli oznaczyć przekładnię transformatora przez $1 : p$, wówczas w wyprowadzonych uprzednio wzorach zamiast oporu lampy generacyjnej R_g będzie występować *opór przeniesiony* do obwodu lampy modulacyjnej, o wielkości

$$R'_g = \frac{R_g}{p^2} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (22)$$

Amplituda wahań napięcia na lampie generacyjnej będzie w tym wypadku

$$\bar{V}_g = m\, V_{go},$$

zaś amplituda wahań napięcia po pierwszej stronie transformatora, którą oznaczymy, jak i poprzednio, przez V_m, będzie:

$$\bar{V}_m = \frac{\bar{V}_g}{p} = \frac{m\, V_{go}}{p}$$

i tę wartość trzeba będzie podstawić do wyprowadzonych uprzednio wzorów. Otrzymamy w tym wypadku wzory następujące:

$$I_{mo} = pm\, I_{go} + i_n \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (23)$$

$$V_{mo} = \frac{m}{p} V_{go} \left(1 = \frac{2}{a}\right) + V_n \quad . \quad . \quad (24)$$

przyczem wielkości z rys. 4 będą:

$$\left.\begin{aligned} CD &= \frac{m\, V_{go}}{p} \\ PD &= \frac{m\, V_{go}}{p\, R'_g} = \frac{m\, p\, V_{go}}{Rg} \end{aligned}\right| \quad . \quad . \quad (25)$$

Warunek ustosunkowania oporów będzie w tym wypadku:

$$R'_g = a\, R\, i$$

czyli

$$R_g = a\, p^2 R\, i \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (26)$$

Mamy zatem możność łatwego ustosunkowania oporów za pośrednictwem przekładni transformatora p.

W dalszym ciągu wyprowadzimy ciekawy wzór na głębokość modulacji, dającej się uzyskać w tym wypadku.

W tym celu wyprowadzimy wzór na moc użyteczną lampy modulacyjnej, to znaczy na moc prądów małej częstotliwości, w oporze R'_g.

Oznaczmy wartość skuteczną prądu przez I_m. Z rysunku 4 widać, że amplituda tego prądu jest to odcinek PD, zatem

$$I_m = \frac{PD}{\sqrt{2}}$$

Moc użyteczna lampy modulacyjnej będzie zatem:

$$W_{mu} = I^2_m\, R'_g = \frac{PD^2}{2} R'_g.$$

Podstawiając wartość na R'_g oraz na PD ze wzorów (22) i (25) otrzymamy:

$$W_{mu} = \frac{m^2\, p^2\, V^2_{go}}{2\, R^2_g} \cdot \frac{R_g}{p^2} = m^2 \frac{I^2_{go}\, R_g}{2}$$

Oczywiście wyrażenie $I^2_{go}\, R_g$ oznacza moc doprowadzoną do lampy nadawczej ze źródła prądu stałego. Oznaczmy tę moc przez W_{go}. Otrzymamy wówczas:

$$m = \sqrt{\frac{2\, W_{mu}}{W_{go}}} \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (27)$$

Jak widać, głębokość modulacji, jaką można uzyskać w tym układzie, zależy wyłącznie od obu mocy W_{mu} i W_{go}.

Przy właściwem dobraniu oporów R_g i R_i można z lampy modulacyjnej uzyskać jej maksymalną moc użyteczną, którą da się w tym wypadku obliczyć według przybliżonego wzoru:

$$W_{mu}\ \max = \frac{V_{mo}^2}{16\, R_i} \text{ *)}$$

Od obliczonej wartości należy odjąć około 20% na straty w transformatorze.

W wypadku modulacji anodowej z transformatorem nie sprawia zatem żadnych trudności uzyskanie nawet 100% modulacji bez zniekształceń, i to należy uważać za zaletę tego systemu. Wada natomiast polega na konieczności stosowania transformatora, który musi, zwłaszcza w większych stacjach nadawczych, przenosić bardzo nawet znaczne moce (kilkadziesiąt kW), spełniając jednocześnie warunki, wymagane od transformatorów radjofonicznych. (Płaska krzywa rezonansu dla zakresu częstotliwości słyszalnych). Koszt zatem takiego transformatora w porównaniu do dławika

*) Patrz artykuł autora „O odpowiednim doborze lamp odbiorczych" w Nr. 11—12 z r. b. „Przeglądu Radjotechnicznego".

jest bardzo znaczny, i dlatego też system ten nie jest tak bardzo rozpowszechniony, jak system modulacji dławikowej.

7. Dane liczbowe.

Na podstawie wyżej podnych wzorów zostały przeliczone dane, umieszczone w tabeli II. Dane te dotyczą lamp nadawczych i modulacyjnych firmy Philips.

Dla orjentacji w tabeli I zamieszczone zostały dane lamp modulacyjnych tej firmy.

T A B E L A I.

Dane lamp modulacyjnych firmy Philips.

	E 408	F 704	MC 1/50	MB 2/200	MA 3/300	MA 4/500	MA 4/600	MA 10/600	MA 12/1500
vf	4,0	7,5	10,0	11,0	16,0	17,0	16,0	16,5	21,5 V
if	ok. 0,9	ok. 1,25	ok. 1,5	ok. 3,8	ok. 6,8	ok. 9,2	ok. 16	ok. 9,5	ok. 77 A
is		ok. 900	ok. 1500	ok. 2000	ok. 400	ok. 600	ok. 1500	ok. 600	ok. 10000mA
va	200—400	250—450	700—1000	1500—2000	2000—3000	3000—4000	2000—4000	4000—12000	6000—12000V
wa	10	25	50	200	300	525—500	600	600	12000 W
g	ok. 8	ok. 3,8	ok. 10	ok. 14	ok. 12	ok. 7,5	ok. 25	ok. 40	14
S	ok. 2	ok. 2,1	ok. 4	ok. 3	ok. 2,5	ok. 2	ok. 5	ok. 2,5	8 mA/V
Ri	ok. 4000	ok. 1800	ok. 2500	ok. 4700	ok. 4800	ok. 3750	ok. 5000	ok. 16000	1800 Om.
d	55	58	85	100	150	180	120	180	125 mm
l	120	152	250	400	420	500	450	425	810 mm

vf — napięcie żarzenia; if — prąd żarzenia; is — prąd nasycenia; va — napięcie anodowe; wa — moc admisyjna; g — spółczynnik amplifikacji; S — nachylenie; Ri — opór wewnętrzny; d — długość; l — średnica;

8. Wpływ głębokości modulacji na czystość odbioru.

Z punktu widzenia nadawania korzystne jest, oczywiście, osiąganie modulacji możliwie głębokiej, jeśli tylko nie wywoła to zniekształceń, t. zn. jeśli prąd w antenie nadawczej w czasie modulacji będzie wyrażał się wzorem:

$$i = a\,(1 + m \sin \Omega t) \sin (\omega t + \varphi) \quad . \quad (27)$$

gdzie Ω — pulsacja częstotliwości słyszalnej,
ω — pulsacja częstotliwości wielkiej.

Jednakże, jeżeli chodzi o odbiór, wówczas okazuje się, że głęboka modulacja wpływa szkodliwie na czystość reprodukcji. Wynika to z następujących rozważań: *)

prąd w antenie, przedstawiony wzorem (27), daje się, jak wiadomo, napisać w postaci:

$$i = a \sin (\omega t + \varphi) + \frac{a}{2} m \cos \left[(\omega - \Omega)\, t + \varphi \right] - \frac{a}{2} m \cos \left[(\omega + \Omega)\, t + \varphi \right] \quad . \quad . \quad (28)$$

Oczywiście, prąd w antenie odbiorczej oraz zmienne napięcie v, występujące na zaciskach detektora, powinny być proporcjonalne do prądu w antenie nadawczej, t. zn.

$$v = A \left\{ a \sin (\omega t + \varphi) + \frac{a}{2} m \cos \left[(\omega - \Omega)\, t + \varphi \right] - \frac{a}{2} m \cos \left[(\omega + \Omega)\, t + \varphi \right] \right. \quad . \quad . \quad (29)$$

*) Gutton: Radiotechnique Générale.

Jak wiadomo również, jeśli $i = f\,(v)$, stanowi równanie charakterystyki detektora, a v_0 początkową różnicę potencjałów na jego zaciskach, wówczas prąd, płynący przez detektor:

$$I = v\, f'\,(v_0) + \frac{v^2}{2} f''\,(v_0)$$

Zastępując v przez jego wartość, wyrażoną w funkcji czasu wg. wzoru (29), otrzymujemy:

$$\begin{aligned} I = A f'(v_0) \Big\{ & a \sin (\omega t + \varphi) + \frac{am}{2} \cos \left[(\omega - \Omega)\, t + \varphi \right] - \\ & - \frac{am}{2} \cos \left[(\omega + \Omega)\, t + \varphi \right] \Big\} \\ & + \frac{A^2 f''(v_0)}{2} \left[\frac{a^2}{2} \left[1 - \cos (2\omega t + 2\varphi) \right] \right. \\ & + \frac{a^2 m^2}{4} \left\{ 1 + \cos \left[2(\omega - \Omega)\, t + 2\varphi \right] \right\} \\ & + \frac{a^2 m^2}{4} \left\{ 1 + \cos \left[2(\omega + \Omega)\, t + 2\varphi \right] \right\} \\ & + m \frac{a^2}{2} \left\{ \sin \left[(2\omega - \Omega)\, t + 2\varphi \right] + \sin \Omega t \right\} \\ & - \frac{ma^2}{2} \left\{ \sin \left[(2\omega + \Omega)\, t + 2\varphi \right] - \sin \Omega \right\} \\ & \left. - \frac{m^2 a^2}{4} \left[\cos (2\omega t + 2\varphi) + \cos 2\Omega t \right] \right] \end{aligned}$$

We wzorze tym, jak widać, otrzymujemy szereg wyrazów wielkiej częstotliwości, niemających wpływu na odbiór telefoniczny, szereg wyrazów

TABELA II.

Stosowane w telefonji lampy nadawcze firmy Philips wraz z odpowiedniemi lampami modulacyjnemi.

				Modulacja anodowa z dławikiem					Modulacja anodowa z transfor.		
Lampa nadawcza	Moc wejściowa nadajnika	Opór dynamiczny (omy)	Lampa modulacyjna	Moc wejściowa modulatora	Ilość lamp modulacyjnych	Głębokość modulacji	Całkowita moc prądu stałego	Lampa prostownicza	Lampa modulacyjna	Ilość lamp modulacyjnych	Głębokość modulacji
TC 03/5	300 V 35 mA	9000	TC 03/5	300 V 20 mA	2	60%	300 V 75 mA	506 1201	TC 03/5	2	75%
TC 04/10	400 V 50 mA	8000	E 408	400 V 25 mA	2	55%	400 V 100 mA	2×505	E 408	2 1	70% 50%
			F 704	400 V 60 mA	1	50%	400 V 110 mA	2×505	F 704	1	75%
TB 1/50	1000 V 125 mA	8000	MC 1/50	1000 V 50 mA	2	60%	1000 V 225 mA	DA 6/1500	MC 1/50	2	65%
TA 15/75	1500 V 50 mA	30000	MC 1/50	1500 V 30 mA	1	60%	1500 V 80 mA	1200	MC 1/50	1 1000 V 50 mA 1 1500 V 30 mA	60% 70%
TB 2/250	2000 V 200 mA	10000	MB 2/200	2000 V 100 mA	2	55%	2000 V 400 mA	2×DA 6/1500	MB 2/200	2	65%
			MA 4/500	3000 V 175 mA	1	75%	3000 V 375 mA	2×DA 6×1500	MA 4/500	1 3000 V 175 mA 1 4000 V 125 mA	75% 95%
TA 3/500	3000 V 125 mA	24000	MA 3/300	3000 V 100 mA	2	65%	3000 V 325 mA	2×DA 6/1500	MA 3/300	1	65%
			MA 4/500	3000 V 175 mA	1	60%	3000 V 300 mA	2×DA 6/1500	MA 4/500	1 3000 V 175 mA 1 4000 V 125 mA	80% 95%
TA 3/500K	3000 V 125 mA	24000	MA 3/300	3000 V 100 mA	2	65%	3000 V 325 mA	2×DA 6/1500	MA 3/300	1	65%
			MA 4/500	3000 V 175 mA	1	60%	3000 V 300 mA	2×DA 6/1500	MA 4/500	1 3000 V 175 mA 0 4000 V 125 mA	80% 95%
TA 4/1500	4000 V 250 mA	16000	MA 4/500	4000 V 125 mA	1	50%	4000 V 375 mA	2×DA 6/1500	MA 4/500	1 2	60% 85%
			MA 4/600	4000 V 150 mA	2	50%	4000 V 550 mA	2×DA 6/1500	MA 4/600	2	65%
TA 4/1500 K	3500 V	14000	MA 4/500	4000 V 125 mA	1	50%	4000 V 375 mA	2×DA 6/1500	MA 4/500	1 2	60% 90%
			MA 4/600	4000 V 150 mA	2	50%	4000 V 550 mA	2×DA 6/1500	MA 4/600	1 2	50% 70%
TA 10/1750	10000 V 150 mA	67000	MA 10/600	10000 V 60 mA	2	70%	10000 V 270 mA	2×DA 10/2000	MA 10/600	1 2	50% 70%

(Dalszy ciąg tabeli II)

				Modulacja anodowa z dławikiem					Modulacja anodowa z transfor.		
Lampa nadawcza	Moc wejściowa nadajnika	Opór dynamiczny	Lampa modulacyjna	Moc wejściowa modulatora	Ilość lamp modulacyj.	Głębokość modulacji	Całkowita moc prądu stałego	Lampa prostownicza	Lampa modulacyjna	Ilość lamp modulacyjnych	Głębokość modulacji
TA 10/2500	10000 V 250 mA	40000	MA 10/600	10000 V 60 mA	3	70%	10000 V 430 mA	DA 10/5000	MA 10/600	3	70%
				8000 V 60 mA	2	50%	10000 V 370 mA	2×DA 10/2000		2	55%
TA 12/10000	12000 V 850 mA	14000	MA 12/15000	12000 V 1 A	1	65%	12000 V 1,85 A	1 lub 2 DA 12/24000	MA 12/15000	1	85%
					2	70%	2,85 1A				
TA 12/10000K	8000 V 850 mA	9400	MA 12/15000	12000 V 1 A	1	95%	12000 V 1,85 A	DA 12/24000	MA 12/15000	1	100%
TA 12/20000	12000 V 1,7 A	7000	MA 12/15000	12000 V 1, A	2	65%	12000 V 3,7 A	2×DA 12/24000	MA 12/15000	1 2	60% 85%
TA 12/2000 K	8000 V 1,7 A	4700	MA 12/15000	12000 V 1 A	1	55%	12000 V 2,7 A	2×DA 12/24000	MA 12/15000	1 2	70% 100%

stałych, również nie wywołujących drgań membrany telefonu i wreszcie wyrazy małej częstotliwości, które jedynie dają efekt dźwiękowy w telefonie. Wyrazy te redukują się do:

$$A^2 ma^2 \frac{f''(v_0)}{4} \left(\sin \Omega t - \frac{m}{2} \cos 2 \Omega t \right) \quad . \quad (30)$$

Widać stąd, że w telefonie występuje przedewszystkiem ton o częstotliwości zasadniczej z amplitudą, proporcjonalną do głębokości modulacji *m*. Z drugiej jednak strony występuje ton o częstotliwości podwójnej, którego amplituda stanowi $\frac{m}{2}$ część amplitudy tonu zasadniczego. A zatem ten ton, wpływający szkodliwie na czystość reprodukcji, jest tem słabszy, im modulacja jest płytsza.

Z tego też względu stacje nadawcze, dbające o czysty odbiór u swych abonentów, nie powinny iść zbyt daleko z głębokością modulacji, pomimo możliwości, a nawet łatwości uzyskania modulacji dowolnie głębokiej przy zastosowaniu systemu Heising'a.

O NOWEJ METODZIE POMIARÓW CZĘSTOTLIWOŚCI STACYJ NADAWCZYCH*).

J. Kahan.

Przy precyzyjnych pomiarach częstotliwości na odległość stosuje się wyłącznie metodę interferencyjną, jedyną zezwalającą na wielką dokładność.

Metoda taka, jak również i konstrukcja częstościomierzy - heterodyn w zastosowaniu do pomiarów stacyj radjofonicznych na zakres od 500 do 1 500 kc (600 m — 200 m) zostały opracowane przez Komitet Techniczny Międzynarodowego Związku Radjofonji. Częstościomierze - heterodyny, odpowiadające wszystkim warunkom stawianym tego rodzaju przyrządom, co pewien czas powinny być sprawdzane za pomocą wzorca częstotliwości. Otóż, ponieważ do pokrycia częstotliwości radjofonicznych służą 4 częstościomierze - heterodyny po 3 zakresy w każdym, wzorcowanie więc takich 12 zakresów, pomijając już jego możliwość, zabiera dużo czasu, i co najgorsza — unieruchamia częstościomierze - heterodyny na czas wzorcowania.

Stacja kontrolna Instytutu Radjotechnicznego, która wykonywa pomiary częstotliwości nietylko stacyj radjofonicznych, lecz również i telegraficznych, chcąc stosować tę samą metodę musiałaby dla pokrycia częstotliwości od 50 kc do 1 500 kc posiadać 12 częstościomierzy - heterodyn po 3 zakresy w każdym. W tych warunkach byłoby główną pracą stacji kontrolnej nie wykonywanie pomiarów, a wzorcowanie tych 36 zakresów.

*) Wpłynęło do Redakcji dn. 24 października 1930 r.

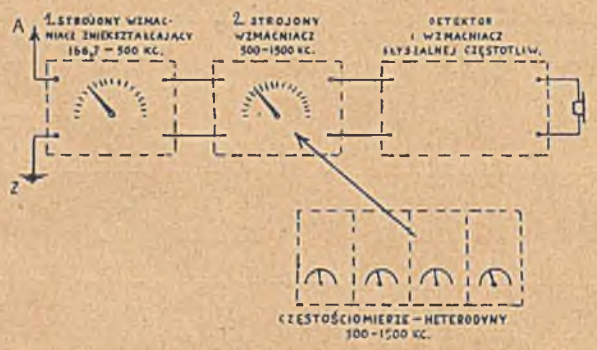
Dla uniknięcia instalowania większej liczby wzorcowanych częstościomierzy-heterodyn, opracowana została ostatnio, dla częstotliwości poniżej 500 kc nowa metoda pomiarowa, która daje się streścić w sposób następujący.

Prądy w. cz. sygnału nadchodzącego, którego częstotliwość (niższa od 500 kc) ma być zmierzona, zostają wzmocnione w strojonym wzmacniaczu, następnie zaś zniekształcone. Zniekształcenie otrzymuje się przy dobraniu takich warunków pracy, ażeby wzmacniacz pracował na zakrzywieniu charakterystyki lampy wzmacniającej. Następny również strojony, stopień wzmocnienia jest już nastrajany nie na częstotliwość sygnału, lecz na jedną z jego harmonicznych (np. trzecią), która powstała dzięki zniekształceniu w poprzednim stopniu wzmacniacza, w tym zas zostaje ona wydzielona i wzmocniona. Teraz dopiero nakłada się częstotliwość częstościomierza - heterodyny (wyższa od 500 kc), dudnienia której z harmoniczną sygnału odbieranego są, jak zwykle, po detekcji, wzmocnione we wzmacniaczu częstotliwości słyszalnej. Doprowadzając te dudnienia do zaniku, osiąga się równość (oczywiście z dokładnością kilku cykli) częstotliwość częstościomierza-heterodyny harmoniczną sygnału, która jest ścisłą i znaną wielokrotną podstawowej częstotliwości sygnału. Wskazanie częstościomierza - heterodyny, dzielone przez rząd harmonicznej daje wprost częstotliwość sygnału.

Metoda ta nie ma nic wspólnego z mierzeniem częstotliwości stacji nadawczej na jednej z harmonicznych stacji. Taki pomiar możliwy jest wyłącznie dla stacyj lokalnych, lub też odległych, lecz mających bardzo mocne harmoniczne.

W danym przypadku harmoniczne zostają sztucznie stworzone przy odbiorze, nawet jeśli sygnał ich wcale nie posiada.

Ideowy, schemat metody podany jest na rysunku 1.



Rys. 1.

Metoda powyższa dała już, na zakres 166,7 — 500 kc dodatnie wyniki i została laboratoryjnie opracowana. Obecnie są w toku prace nad jej wykończeniem i wprowadzeniem w użycie, jak również nad jej zastosowaniem do jeszcze niższych częstotliwości.

Laboratorjum doświadczalne
Stacji kontrolnej
Instytutu Radjotechnicznego
15.X.30 r.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

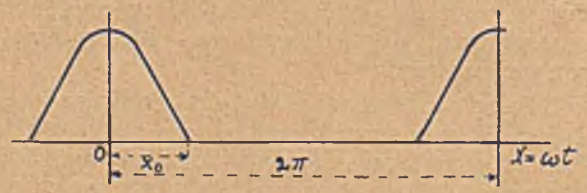
W SPRAWIE PODWYŻSZANIA CZĘSTOTLIWOŚCI ZAPOMOCĄ LAMP KATODOWYCH.

R. Mesny, L'onde électrique, IX, Nr. 97, Styczeń 1930 r.

Jeżeli napięcie siatki zmienia się sinusoidalnie, krzywa prądu anodowego przybiera kształt, wskazany na rysunku 1. Zjawisko to występuje w formie tem wyraźniejszej, im bardziej ujemne jest średnie napięcie siatki.

Stosując twierdzenie Fourrier'a rozkładamy prąd anodowy na cały szereg harmonicznych częstotliwości podstawowej f, z jaką zmienia się napięcie siatki.

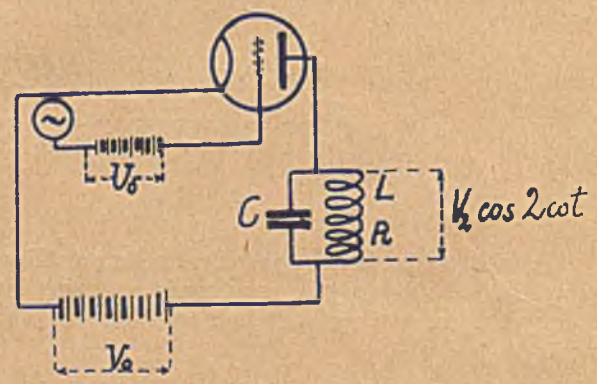
Jeżeli umieścimy w obwodzie anody (rys. 2) obwód rezonansowy, nastrojony na jedną z częstotliwości harmonicznych, energja zebrana w tym ostatnim będzie miała tę właśnie częstotliwość.



Rys. 1.

Możemy również, przez sprzężenie obwodu anodowego z siatką następnej lampy, wzmocnić wyżej wspomnianą energję i znów rozpocząć cykl poprzednich operacyj.

Taka jest zasada ogólna podwyższania częstotliwości. W praktyce zużytkowuje się tylko drugą i trzecią harmoniczną.



Rys. 2.

Autor daje metodę, pozwalającą określić warunki działania lampy katodowej, zastosowanej dla podwyższania częstotliwości.

Biorąc jako czas początkowy chwilę, gdy prąd anodowy osiąga swe maksimum, i zakładając $\omega t = x$, mamy na zasadzie poprzednich rozważań:

$$i = I_0 + I_1 \cos x + I_2 \cos 2x + \ldots$$

gdzie $I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i dx$, $I_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i \cos nx dx$

Dla $i = o$, $x = x_0$; a zatem $I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{x_0} i dx$, $I_n = \frac{2}{\pi}\int_0^{x_0} i \cos n x dx$

Niech — V_0 oznacza stałe napięcie ujemne siatki i V_1 — amplitudę jej napięcia zmiennego. W chwili t napięcie siatki jest:

$$u = -U_0 + U_1 \cos x$$

Niech będzie V_0 napięcie stałe anody i V_2 — amplituda napięcia zmiennego, które wynika z wprowadzenia obwodu rezonansowego o pusacji 2 ω. Napięcie anody w chwili t, jest:

$$v = V_0 - V_2 \cos 2X, \text{ gdzie } V_2 = \frac{L}{RC} I_2$$

Oznaczając przez W_0 napięcie stałe anody, które odpowiada charakterystyce, przechodzącej przez początek układu, otrzymujemy:

$\rho i = Ku + v - W_0$, (K—spółczynnik amplif.; ρ—opór wewn.)

Co daje:

$$i = \frac{1}{\rho}\left[(V_0 - W_0 - KU_0) + KU_1 \cos x - V_2 \cos 2x\right]$$

Wzór powyższy po uskutecznieniu szeregu przekształceń przybiera postać, pozwalającą rozwiązać następujące zagadnienie: mając dane: K, ρ, U_0, U_1, V_0 i $\frac{L}{RC}$, obliczyć I_2 i na tej podstawie określić energję rozporządzalną drgań o pulsacji 2 ω.

Roztrząsając otrzymane równania, autor określa najlepsze warunki działania (x_0, I_0, etc.) dla danej lampy i dochodzi do wniosku, że do podwyższania częstotliwości nadają się szczególnie lampy o słabym oporze wewnętrznym.

Inż. A. Launberg.

POMIARY ELEKTRYCZNE DRGAŃ MECHANICZNYCH.

W dziedzinie budowy maszyn a w szczególośnci samochodów, wielkie znaczenie ma określenie amplitudy drgań mechanicznych przedmiotu, wykonywającego pewną pracę, oraz znajomość zmian, jakim ulegają drgania w zależności od wahań obciążenia części maszyny.

Konieczność systematycznego zbadania drgań mechanicznych, jako niezbędnej podstawy do racjonalnego stosowania środków zaradczych, doprowadziła do zrealizowania przez Société Française Radioélectrique przyrządu pomiarowego, którego opis podany jest niżej.

Aparat składa się z mikrofonu i wzmacniacza — prostownika, przekształcającego drgania, odebrane przez mikrofon węglowy, na napięcie stałe o amplitudzie proporcjonalnej do amplitudy drgań pierwotnych. Drgania mechaniczne działają bezpośrednio na czułą membramę dzięki urządzeniu, które łączy ściśle przedmiot badany z mikrofonem. Prąd mikrofonowy działa na wzmacniacz za pośrednictwem transformatora, którego obwód wtórny jest zespolony z potencjometrem, włączonym do obwodu siatki. Lampa wzmacniająca jest lampą trójelektrodową o małym oporze wewnętrznym i znacznej emisji katodowej. W obwodzie anodowym tej lampy znajduje się cewka z rdzeniem żelaznym o dużym spółczynniku samoindukcji. Zadaniem przyrządu jest pomiar napięcia na zaciskach cewki. W tym celu stosuje się woltomierz lampowy, zawierający lampę, której prąd anodowy mierzy się zapomocą miliamperomierza; siatka tej lampy jest spolaryzowana dodatnio w ten sposób, że charakterystyka prądu anody w funkcji napięcia tejże stanowi prostą w zakresie pomiarowym. Sprzężenie dwóch lamp dokonane jest zapomocą 2 kondensatorów i oporu, na którego krańcach odnajdujemy to samo napięcie zmienne co i na zaciskach wspomianej cewki. Napięcie to stanowi napięcie anodowe lampy woltomierza, w funkcji którego wykreślamy krzywą, przedstawiającą zależność między napięciem anodowem i prądem anodowym. Prostolinijność tej charakterystyki jest warunkiem prawidłowego funkcjonowania przyrządu. Opisany przyrząd stosowany jest w zakładach Citroën'a przy badaniu drgań memachnicznych.

Inż. Al. Launberg.

JEDNOKIERUNKOWE PRZEWODNICTWO DETEKTORÓW.

(Kuźniecow i Gabowicz — Wiestnik Elektrotechniki Nr. 6 z 1930 r.).

Autorzy opierając się na badaniach i teorjach Hoffmanna, Łosiewa, Reglera, Ogawy, Pelabon'a, Kallmeyera i innych, dokonali szeregu doświadczeń z detektorami stykowemi, mających na celu uzyskanie materjału dla wyjaśnienia jednokierunkowego ich przewodnictwa. Oprócz znanych detektorów kryształkowych, zbadali oni pary takie jak karborund - rtęć, galena - rtęć i rtęć - cynkit.

Wyniki tych doświadczeń przedstawiają się następująco:

Badania mikroskopowe szlifowanych kryształów stosowanych w detektorach, wykazały niejednorodną ich strukturę, tak np. szara powierzchnia galeny posiada liczne plamy wielkości rzędu 10^{-1}—10^{-2} mm przenikające bardzo płytko w masę galeny; lekkie już oszlifowanie powierzchni wystarcza, by rozkład tych plam został zupełnie zmieniony. Plamy te bywają dwóch odcieni: jedne koloru żółtego (w galenie), są natury czysto metalicznej (Pb) i charakteryzują się jednakowem dwukierunkowem przewodnictwem prądu; drugie natomiast, rzadsze plamy koloru białego, pochodzenia których autorzy nie wyjaśniają, posiadają dla prądu własności izolacyjne. Ponieważ obydwa rodzaje plam są najgęściej rozmieszczone na powierzchni kryształu, autorzy dochodzą do wniosku, że czułość detektora zwiększa się po oszlifowaniu powierzchni, radzą więc przed zastosowaniem kryształu jako detektora, uprzednio należycie go oszlifować.

Opierając się na powyższem, spodziewać się należy, że przy styku powierzchni niektórych oszlifowanych kryształów z rtęcią uzyska się również jednokierunkowe przewodnictwo prądu. Przy zdejmowaniu charakterystyk statycznych par utworzonych z jednej strony z rtęci, a z drugiej z galeny, karborundu lub cynkitu, słuszność tego przypuszczenia została potwierdzoną, zwłaszcza dla pary karborund rtęć. Ze zdjętych przez autorów charakterystyk statycznych wynika, że przy początkowym stałym potencjale około + 5 V i amplitudzie SEM zawartej w granicach przybliżonych od 2 do 15 V, jednokierunkowość pary karborund - rtęć jest zbliżoną do ideału. Autorzy zalecają stosowanie detektora rtęć - cynkit, odznaczającego się największą stałością.

Badania Kallmeyera doprowadzające do wniosku, że własność jednokierunkowego przewodnictwa jest związana z obecnością dielektryków w postaci gazów (powietrze), znajdujących się między ostrzem a powierzchnią kryształu, nasunęły autorom myśl, że wprowadzenie dielektryka płynnego powinno również wpłynąć na zjawisko kierunkowości, próby jednak doświadczenia przez nich przeprowadzone obaliły to przypuszczenie.

Zaprzeczają oni również twierdzeniu, jakoby promienie radu, promienie pozafjołkowe i promienie Roentgena wywierały wpływ na zjawisko jednokierunkowości detektorów. Opierając się na doświadczeniach, twierdzą, że odległość między ostrzem a kryształem jest zbyt mała, by działanie

wspomnianych promieni, wobec dużego wpływu różnicy potencjałów w styku, mogło zmienić ilość elektronów biorących udział w procesie detekcji.

Teorja Pelabon o wpływie siły naciskania ostrza na kryształ została przez autorów doświadczalnie w zupełności potwierdzoną.

Dalsze badania wykazały, że pod wpływem podwyższania temperatury detektora od — 180° C do + 140° C, prąd w jednym i w drugim kierunku wzrasta, stosunek jednak tych prądów w każdej temperaturze pozostaje stałym.

Otrzymane powyżej wyniki pozwalają wnioskować, że jednokierunkowe przewodnictwo detektorów jest wynikiem nierównej emisji elektronów w obydwu kierunkach, przyczem emisja ta odbywa się w molekularnie cienkiej warstwie gazu absorbowanego przez powierzchnię detektora.

Th.

KOMUNIKATY ZARZĄDU SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ SEP.

W dniu 5 listopada r. b., w lokalu S. E. P., odbyło się pierwsze po przerwie wakacyjnej zebranie odczytowe Sekcji Radjotechnicznej SEP, na którem został wygłoszony przez prof. dr. inż. *J. Groszkowskiego*, dyrektora Instytutu Radjotechnicznego, odczyt pod tytułem: *„Pomiary częstotliwości — prace Instytutu Radjotechnicznego"*, Prelegent we wstępie zwrócił uwagę na wymagania, jakie wysunęła współczesna radjotechnika w odniesieniu do dokładności pomiarów częstotliwości. Wymagania te uzasadnione są względami radjokomunikacyjnemi. Wyrażają się one dokładnością 1 na miljon, co odpowiada dokładności pomiaru np. jednego grama na jednej tonnie lub jednego mikrona na jednym metrze. Jak wynika z definicji częstotliwości, pomiar jej sprowadza się do pomiaru czasu i liczenia liczby okresów. Następnie prelegent opisał istniejące metody odpowiednich pomiarów, poczem podał opis instalacji do tego celu Instytutu Radjotechnicznego w Warszawie. W dalszym ciągu zapoznał obecnych z nowoopracowanym modelem falomierza radjoamatorskiego krótkofalowego o dokładności 0,5%, oraz zasadę działania i opis urządzenia, służącego do wzorcowania tego falomierza. Urządzenie to zostało opracowane w Instytucie Radjotechnicznym i nazwane „Kwarcowym częstościomierzem widmowym".

Odczyt był ilustrowany fotografjami, rzucanemi na ekran.

Dnia 19 listopada r. b. w lokalu SEP., odbyło się zebranie odczytowe, na którem prof. *D. M. Sokolcow* wygłosił odczyt p. t. *Stabilizatory mechaniczne. — Cz. I. Stabilizator kamertonowy"*. Na wstępie prelegent zaznaczył, że w chwili obecnej radjotechnika żyje pod znakiem „stałości fali", inaczej „stałości częstotliwości" i że nie tylko aktualnemi,lecz wprost żywotnemi sprawami obecnej chwili w radjotechnice jest z jednej strony ustawienie stacyj nadawczych na pewną ściśle określoną falę ,a z drugiej strony., ścisłe utrzymywanie tej fali .przyczem dokładność ustawienia i utrzymania stałości fali powinna być przeprowadzona z ogromną dokładnością, do 1.10^{-5} — 1.10^{-6}. Tak wielkiej dokładności nie spotykamy w żadnej innej gałęzi techniki, i ażeby scharakteryzować obecnie wymaganą dokładność, można ją porównać z pomiarem jednego kilometra z dokładnością jednego milimetra, jednej tonny z dokładnością jednego gramu, przyczem dokładność ta nosi w radjotechnice charakter zupełnie praktyczny i jest wymagana nie tylko przy pomiarach laboratoryjnych, lecz nawet w urządzeniach eksploatacyjnych.

Przechodząc do środków, zapomocą których osiąga się ten cel na radjostacjach, prelegent zaznaczył, że zależą one przedewszystkiem od rodzaju radjostacji, które mogą być maszynowe, łukowe i lampowe. Na stacjach lampowych mamy kilka typów stabilizatorów częstotliwości, z których najpoważniejszemi są tak zwane „stabilizatory mechaniczne", dzielące się na stabilizatory: 1. kamertonowe, 2. kwarcowe, 3. magnestostrykcyjne.

Wszystkie te stabilizotary będą po kolei tematami poszczególnych odczytów.

Następnie prelegent, przechodząc do stabilizatora kamertonowego, podał po kolei układy wszystkich typów generatora kamertonowego, poczynając od układu brzęczykowego, a kończąc najwięcej rozwiniętemi układami generatora kamertonowego, podtrzymywanego w swych drganiach lampą katodową w odpowiednim układzie.

Dla każdego typu były podane układy ideowo-montażowe, omówione czynniki, od których zależą zmiany częstotliwości drgań kamertonu, teorja generatora kamertonowo-lampowego, oraz możliwe zastosowanie każdego typu.

Szczegółowo omówione były generatory z lampą katodową, jako najwięcej odpowiadające wymaganiom wzorców częstotliwości o bardzo wielkiej stałości.

Reasumując wszystkie badania i doświadczenia praktyczne prelegent konstatuje, że generator kamertonowo-lampowy, przy zachowaniu pewnych, zresztą praktycznie łatwo osiągalnych, ostrożności, jest zupełnie skutecznym stabilizatorem częstotliwości, utrzymującym swoją częstotliwość z dokładnością — 1.10^{-5}, t. j. zupełnie odpowiadającą celom praktycznym.

Skutkiem tego lampowy generator kamertonowy jest przyjęty we wszystkich główniejszych laboratorjach radjotechnicznych jako zasadniczy wzorzec częstotliwości, a szereg stacyj, w szczególności radjostacje angielskie, są sterowane kamertonem.

Odczyt był ilustrowany szeregiem rysunków. Po odczycie wywiązała się ożywiona dyskusja.

Dnia 3 grudnia r. b., o godz. 20-ej, w lokalu S. E. P., ul. Królewska 11, odbędzie się zebranie odczytowe Sekcji Radjotechnicznej S. E. P., na którem kpt. inż. *Antoni Krzyczkowski*, dyrektor Państwowej Wytwórni Łączności, wygłosi odczyt p. t. *„Radjostacja lampowa telegraficzna w Gdyni"*. Po odczycie nastąpi dyskusja.

Załączniki do Protokółu Walnego Zebrania Sekcji Radjotechnicznej S. E. P. z dn. 9 października 1930 r. ogłoszone będą, ze względów technicznych, dopiero w następnym zeszycie „Przeglądu Radjotechnicznego".

Wydawca: Wydawnictwo czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny", spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

Sp. Akc. Zakł. Graf. „Drukarnia Polska" Warszawa, Szpitalna 12

70 —

KSIĘGARNIA
ANTYKWARIAT
DOM KSIĄŻKI
D № 278671

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
Politechniki Śląskiej
P 2440/28-30