

UWAGI O TEORJI MODULACJI WZMACNIACZY Z LAMPAMI EKRANOWANEMI

Notes sur la théorie de la modulation des lampes à grille—écran.

Inż. Juljusz Hupert

Państwowe Zakłady Tele- i Radiotechniczne

L'auteur considère les conditions du travail d'une lampe à grille écran ou penthode d'émission comme amplificateur de puissance à haute fréquence.

Plus loin on discute les conditions, lesquels un tel amplificateur doit accomplir, afin que la modulation d'anode ou modulation simultanée d'anode et de grille—écran soit profonde et correcte.

Il résulte de cette considération que la modulation d'anode n'est pas efficace si l'excitation n'est pas conformément grande. De la valeur d'excitation dépend la formule mathématique pour la caractéristique de la modulation.

Oznaczenia.

- i_a — prąd anodowy chwilowy.
- v_a — napięcie anodowe chwilowe.
- v_s — napięcie siatki chwilowe.
- v_{sBC} — współrzędna w skali napięć siatkowych dla odcinka od pktu B do C.
- v_{SA} — współrzędna pktu A w skali napięć siatkowych.
- V_s — stały potencjał siatki sterującej.
- V_{so} — stały potencjał siatki osłonowej (ew. wartość chwil. w okresie akustycznym).
- V_a — stały potencjał anody (ew. wartość chwil. w okresie akustycznym).
- I_m — szczytowa wartość prądu anod. w okresie w. cz.
- V_a — amplituda szybkozmienna na obwodzie osc. w anodzie.
- I_a — podstawowa prądu anodowego.
- V_{am} — amplituda akustyczna na anodzie.

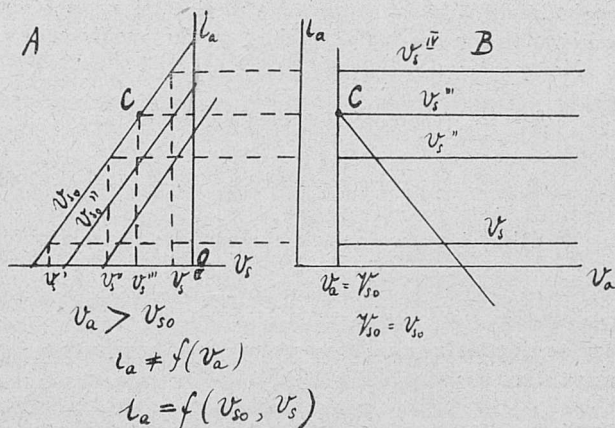
1. Teorja wzmacniacza w. cz. z lampą ekranową i przebieg jego charakterystyki dynamicznej.

Wobec coraz szerszego zastosowania lamp ekranowanych w technice nadawczej, jest celowem uprzytomnienie sobie różnic w pracy lampy trójelektrodowej i lampy ekranowanej jako wzmacniacza modulowanego. Ażeby uwidocznic te różnice, wystarczy rozważać przebiegi w założeniu prostoliniowości charakterystyk. Sprowadzając charakterystyki lampy ekranowanej do linii prostych, otrzymamy obraz rodzin tych charakterystyk taki, jak podaje rys. 1.

Z zespołu tych charakterystyk widać, że przebieg punktu pracy po charakterystyce roboczej powoduje wahania prądu anodowego niezależne od napięcia anodowego źródła, jak długo porusza się on w zakresie prostoliniowych charakterystyk.

Na rys. 1b prosta nachylona pod kątem α przedstawia charakterystykę roboczą, to jest miejsce geometryczne

punktów pracy lampy w ciągu okresu pobudzenia wielkiej częstotliwości. Prosta $v_a = V_{so}$ stanowi ograniczenie dla prostoliniowego zakresu charakterystyk, gdyż dalsze zwiększanie pobudzenia powoduje gwałtowny spadek i_a po przejściu większej lub mniejszej części ćwierćokresu. Stąd wynika, że napięcie chwilowe na anodzie nie spadnie nigdy poniżej napięcia siatki osłonowej — a zatem, że największa amplituda zmienna wynosić może najwyżej $\bar{V}_a = V_a - V_{so}$. Wynikałoby stąd, że $\bar{V}_a$ rośnie proporcjonalnie do pobudzenia tak długo, dopóki nie osiągnie wartości $V_a - V_{so}$; dalej już od pobudzenia nie zależy. Znajomość zależności



Rys. 1.

składowej zmiennej napięcia anodowego od pobudzenia gra pierwszorzędą rolę dla zdania sobie sprawy z przebiegów zachodzących podczas modulacji. Pod nazwą zmiany pobudzenia możemy tutaj rozumieć zarówno zmianę amplitudy napięcia siatkowego pobudzającego (praca wzmacniacza modulowanego), jak też zmianę początkowego potencjału siatki (generator obcowzbudny modulowany w siatce). Dla dalszego rozumowania wprowadzamy następujące oznaczenia:

$$\left. \begin{aligned} g &= \frac{\Delta v_{so}}{\Delta v_s} \\ S &= \frac{\Delta i_a}{\Delta v_s} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (1)$$

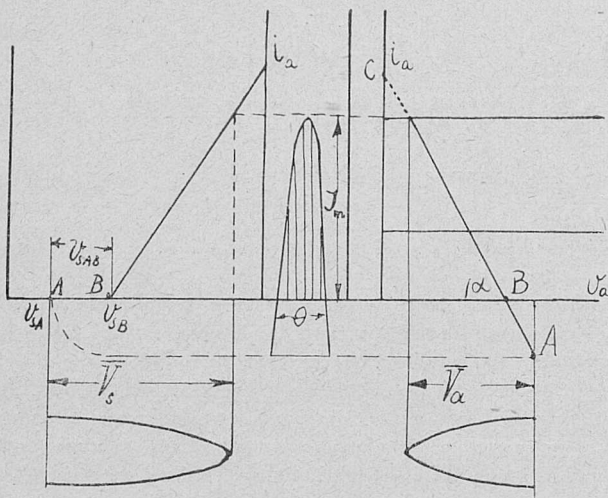
g jest to współczynnik amplifikacji w odniesieniu do siatki osłonowej, wzięty z zespołu charakterystyk 1a):

$$\left(i_a = f(v_s)_{v_{so} \text{ const}} \right) \\ i_a \neq f(v_a).$$

zaś S jest nachyleniem tych charakterystyk i można je obliczyć bądź z zespołu 1a) bądź też z zespołu 1b).

Wartości g i S dla celów dalszego rozumowania przyjmujemy jako stałe.

Jeżeli założymy, jak to zwykle bywa przy rozważaniu generatorów obcowzbudnych, że przebieg napięcia zmiennego anodowego oraz pobudzającego jest sinusoidalny, przebieg zaś prądu anodowego odkształcony, to, jak z rys. 2 jasno wynika, wysnuć możemy następujące wnioski:



Rys. 2.

Linia A B C przedstawia w obu systemach charakterystyk obraz kolejnego przebiegu punktu pracy w ciągu półokresu pobudzenia. Krzywa narysowana wzdłuż osi i_a (część zakreskowana) odzwierciedla przebieg prądu anodowego.

Mamy wówczas:

$$R = \frac{\bar{V}_a}{\bar{I}_a} \quad (\text{oporność równoległa obwodu rez.})$$

$$\operatorname{ctg} \alpha = \frac{\bar{V}_a}{S \bar{V}_s} \quad (2)$$

W dalszych rozważaniach oprzemy się na zależności:

$$\frac{\bar{I}_a}{\bar{I}_m} = C = \text{const.}$$

który to stosunek, jak bliższe rozważania*) wykazują, pozostaje stały i równy około 0,5 dla:

$$\frac{v_{SAB}}{\bar{V}_s} < 0,8$$

$$v_{SA} = V_s$$

$$v_{SB} = \frac{V_{s0} - U}{g}$$

U = napięcie siatki osłonnej dla charakterystyki $i_a = f(v_s)$ przechodzącej przez punkt P

$$\bar{I}_m = S v_{sBC} = S (\bar{V}_s - v_{sAB}) = S \left(\bar{V}_s + V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} \right)$$

$$\bar{V}_a = \bar{I}_m c R = c R S \left(\bar{V}_s + V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} \right)$$

$$\bar{V}_a = \frac{g \bar{V}_s + g V_s + V_{s0} - U}{c R S} = \frac{g \bar{V}_s + g V_s + V_{s0} - U}{\frac{\rho}{c R}} \quad (3)$$

$$\frac{g}{S} = \rho = \frac{\Delta v_{s0}}{\Delta i_a} \quad (4)$$

*) Manczarski — „Wzmacniacz rezonansowy z drganiami uciętymi” — Przegląd Radiotechniczny. Lussanet de la Sablonière — „Über die Arbeitsweise von Schirmgitter-Senderöhren” Jahrbuch d. d. T. T. Band 39 Heft 6).

Wzór (3) daje bardzo dobre pojęcie o pracy lampy z siatką osłonową w charakterze generatora obcowzbudnego. Odnosi się on wprawdzie tylko do przebiegów prostoliniowych, jednakże charakterystyki rzeczywistych lamp ekranowanych naogół mało od nich odbiegają, tak, że na wzorze tym w normalnym zakresie pracy opierać się można, przynajmniej jeśli chodzi o zdanie sobie sprawy z jakościowej strony zjawisk modulacyjnych.

R o d z a j p r a c y	Funkcja rozważana
1) Generator obcowzbudny modulowany w siatce sterującej.	$\bar{V}_a = f(V_s)$
2) jak wyżej modulacja w siatce osłonnej	$\bar{V}_a = f(V_{s0})$
3) jak wyżej modulacja w anodzie	$\bar{V}_a = f(V_a)$
4) Wzmacniacz modulowany	$\bar{V}_a = f(\bar{V}_s)$

Tabela wskazuje jakie zależności funkcjonalne musimy rozpatrywać przy rozważaniu pracy lampy ekranowanej w różnych układach modulacyjnych.

Rys. 3 podaje nam zależność $\bar{V}_a$ od pobudzenia. Określmy punkt początkowy prostej:

$$\bar{V}_a = f(\bar{V}_s),$$

bądź:

$$\bar{V}_a = f(V_s),$$

jako punkt na tej prostej, gdzie $\bar{V}_a = 0$ (ujemne wartości nieaktualne), zatem gdzie:

$$\bar{V}_s = -V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} = v_{SAB} \quad (5)$$

Fizycznie oznacza to, że tak długo nie otrzymamy amplitudy zmiennej w anodzie, dopóki przebieg pobudzenia nie wejdzie w sferę charakterystyki prądu anodowego. Znajdźmy teraz, jak wielkie pobudzenie jest potrzebne, aby otrzymać wielkość składowej zmiennej napięcia anodowego równą $V_a - V_{s0}$.

Podstawiając w równanie (3):

$$\bar{V}_a = V_a - V_{s0}$$

otrzymamy na $\bar{V}_s$ wartość:

$$\bar{V}_s = \frac{V_a - V_{s0}}{c R S} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} \quad (6)$$

Porównajmy ten wynik z przebiegiem wyrażonym graficznie na rys. 2. Łatwo będzie dowieść, że wynik otrzymany odpowiada takiemu pobudzeniu, że po upływie czasu $\frac{\pi}{2}$ punkt pracy znajdzie się w punkcie C. Jest to ta graniczna wartość pobudzenia, powyżej której $\bar{V}_a$ już nie wzrasta, jak to zostało na zasadzie czysto fizycznych przesłanek założone na początku. Obserwując wzór (6) zauważamy: zakres A — B odpowiada chwilowemu przyrostowi początkowego potencjału siatki o:

$$v_{SAB} = -V_s - \frac{V_{s0} - U}{g}$$

Ażeby udowodnić wyżej podaną tezę, należy tylko zauważyć, że:

$$v_{SBC} = \frac{V_a - V_{s0}}{c R S} \quad (7)$$

$$1) \text{ albowiem } CD = \bar{I}_m = \frac{\bar{V}_a}{c R} = \frac{V_a - V_{s0}}{c R} \quad \text{w naszym}$$

wypadku, ponieważ zaś, jak to z rys. 2 jasno widać: $v_{SBC} =$

$$= \frac{I_m}{S} = \frac{V_a - V_{s0}}{cRS}, \text{ równość (7) jest udowodniona.}$$

2) Zważywszy, że $\text{ctg } \alpha = \frac{\bar{V}_a}{S \bar{V}_s}$, które to równanie jest

słuszne także dla wartości chwilowych napięć anody i siatki w ciągu okresu pobudzenia wielkiej częstotliwości, możemy wyprowadzić następującą zależność na kąt nachylenia charakterystyki roboczej w cz., stosując wzór (3):

$$\text{ctg } \alpha = \frac{\bar{V}_a}{S \bar{V}_s} = \frac{cR \left(S \bar{V}_s + S V_s + S \frac{V_{s0} - U}{g} \right)}{S \bar{V}_s} =$$

$$= cR \left(1 + \frac{V_s + \frac{V_{s0} - U}{g}}{\bar{V}_s} \right)$$

Z tego widzimy, że nachylenie charakterystyki roboczej przy zmianie pobudzenia pozostaje stałe tylko dla:

$$V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} = 0,$$

to jest przy pracy w klasie B.

Wzory (5) i (6) ograniczają zakres stosowalności wzoru (3) i stanowią analityczne ujęcie granic zakresu prostoliniowych charakterystyk.

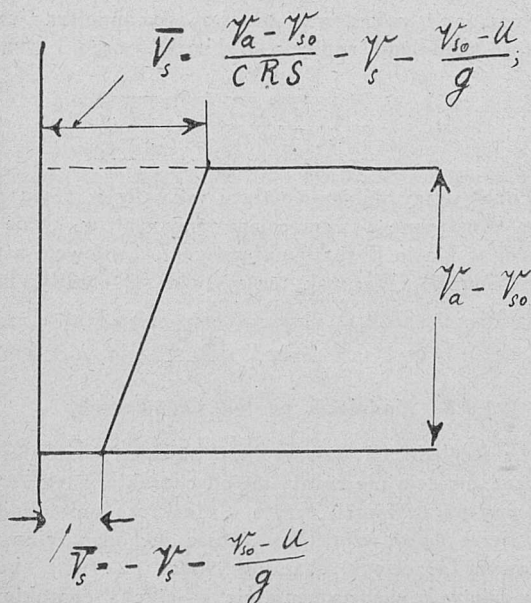
Dla zakresu prostoliniowych charakterystyk możemy zatem stosować modulację amplitudy pobudzającej $\bar{V}_s$, początkowego punktu siatki V_s oraz siatki osłonnej V_{s0} z jednakowym skutkiem, wobec symetryczności wzajemnej tych wartości we wzorze (3).

Jedynie tylko w wypadku modulowania V_{s0} amplituda modulująca musi być g razy większa niż w dwu innych wymienionych wypadkach, co również ze wzoru (3) jasno wynika. Zauważmy, że, jeżeli zwiększymy pobudzenie ponad wartość wyrażoną we wzorze (6), amplituda $\bar{V}_a$ już nie wzrośnie z powodu spadku prądu anodowego po osiągnięciu prostej $v_a = V_{s0}$. Punkt C można więc uważać jako punkt zakrzywienia charakterystyki dynamicznej z rys. 4. Z dostatecznym przybliżeniem można uważać, że dla:

$$\bar{V}_s > \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g}$$

mamy:

$$\bar{V}_a = V_a - V_{s0};$$



Rys. 3.

od tego punktu dla dalszego rozumowania przyjmujemy, że charakterystyka dynamiczna przebiega poziomo. Dopóki pracujemy w zakresie prostoliniowych charakterystyk, jak widać ze wzoru (3), $\bar{V}_a$ od V_a nie zależy, dopiero przy większym pobudzeniu, gdy:

$$\bar{V}_a = V_a - V_{s0},$$

mamy zależność funkcjonalną od V_a .

Dla lepszego wyzyskania mocy lampy korzystna jest modulacja anodowa. Zobaczmy jakie warunki są niezbędne, aby była ona możliwa. Warunkiem niezbędnym jest, ażeby w ciągu całego okresu akustycznego stale była spełniona nierówność:

$$\bar{V}_s > \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} \quad \dots \quad (8)$$

V_a jest tutaj wartością chwilową, rozważaną w ciągu okresu akustycznego.

2. Modulacja w anodzie przy stałym pobudzeniu.

W wypadku modulacji anodowej napięcie stałe na anodzie zmienia się z częstotliwością małą „ ω ” według

$$\text{przebiegu funkcji } V_a(1 + V_m \sin \omega t). \quad \dots \quad (9)$$

przyczem oznaczamy: $\frac{\bar{V}_m}{V_a} = m_a$

Pobudzenie w ciągu całego okresu akustycznego musi pozostawać stałe i spełniać stale równość (8), aby więc modulacja była skuteczna i niezniekształcona, musi wynosić co najmniej:

$$\bar{V}_s = \frac{V_a + V_m - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} \quad \dots \quad (10)$$

Pobudzenie to będzie oczywiście zbyt silne w tych momentach, kiedy napięcie stałe na anodzie będzie mniejsze od $V_a + \bar{V}_m$, wpłynie to jednak tylko na zawartość harmonicznych wielkiej częstotliwości oraz chwilową składową stałą prądu anodowego. Składowa szybkozmieniana napięcia anodowego zmieniać się będzie według funkcji:

$$\bar{V}_a = V_a + \bar{V}_m \sin \omega t - V_{s0} \quad \dots \quad (11)$$

bowiem, jak założyliśmy, przy dostatecznym pobudzeniu każdorazowa amplituda szybkozmieniana na anodzie równa jest napięciu stałemu anody mniej napięcie siatki osłonnej.

Ostateczna głębokość modulacji napięcia szybkozmiennego, ze wzoru (11) będzie zatem:

$$m = \frac{\bar{V}_m}{V_a - V_{s0}} \quad \dots \quad (12)$$

Zauważmy, że:

$$m > m_a.$$

Zatem przy modulacji anodowej modulacja wynikowa jest większa, niż stopień modulowania stałego napięcia anodowego.

3. Modulacja w anodzie przy pobudzeniu modulowanym.

Jeśli przy modulacji anodowej mamy pobudzenie najmniejsze, jakie jest możliwe dla niezniekształconej modulacji, t. j. odpowiadające dokładnie równaniu (10), to zauważymy, obserwując rys. 4, że pobudzenie to jest dobrze dobrane tylko dla szczytowego wierzchołka modulacji anodowej, we wszystkich zaś innych punktach jest za duże. Dla sprawniejszej zatem pracy wzmacniacza modulowanego byłoby wskazaniem, ażeby pobudzenie również było tak modulowane, aby wzór (8), traktowany jako równanie (nie nierówność), stale był spełniony. Warunek ten musiałby być stale zachowany przy V_a zmiennym w takt modulacji według zależności (9).

Uwzględniając tę zależność otrzymamy na funkcję:

$$\bar{V}_s = f(\omega t)$$

następujące wyrażenie:

$$\bar{V}_s = \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} + \frac{\bar{V}_m}{cRS} \sin \omega t \quad (13)$$

Znaczy to, że fala nośna pobudzenia wynosi:

$$\bar{V}_{sn} = \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g};$$

zaś amplituda modulacji równa jest

$$\bar{V}_{sm} = \frac{\bar{V}_m}{cRS};$$

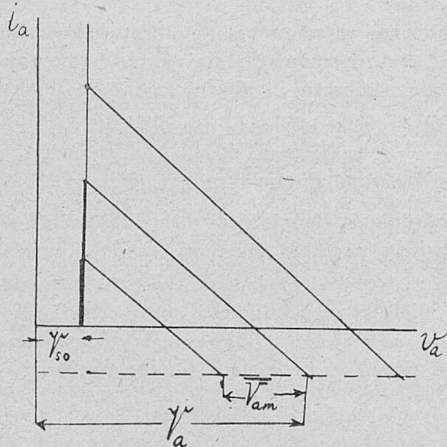
stad głębokość modulacji pobudzenia wyniesie

$$m_p = \frac{\frac{\bar{V}_m}{cRS}}{\frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g}} \quad (14)$$

Zauważymy, że w wypadku dokładnej pracy w klasie B ($\alpha = 180^\circ$), gdzie:

$$-V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} = 0;$$

otrzymujemy $m_p = m$, t. j. głębokość modulacji pobudzenia równą głębokości modulacji ostatecznej napięcia szybkozmiennego.



Rys. 4.

Zależności (13) i (14) nie są niezbędne do spełnienia. Wystarczy, jeśli w ciągu okresu akustycznego stale będzie spełniona nierówność (8). Rozumowanie powyższe przeprowadzone zostało jedynie w tym celu, ażeby dokładnie uwidocznić rolę pobudzenia przy modulacji anodowej lamp z siatką osłonową.

4. Modulacja jednoczesna anody i siatki osłonnej.

Bywają takie układy z lampami z siatką osłonową, na przykład tam, gdzie napięcie siatki osłonnej redukowane jest przez opornik szeregowy z napięciem anodowym, w których to układach schematowo dogodniej jest modulować napięcie anody oraz siatki osłonnej jednocześnie. Ponieważ amplituda szybkozmienna musi zależeć od napięcia anodowego, w tym wypadku również spełniona być musi zależność (8). Przyjmuję dla dalszych rozważań, że stopień modulowania napięcia stałego anody i siatki osłonnej jest jednakowy i równy m , co oczywiście zwykle ma miejsce.

Przebieg napięcia anodowego w ciągu okresu akustycznego wyraża się wzorem:

$$V_a + \bar{V}_{am} \sin \omega t;$$

przebieg zaś napięcia siatki osłonnej wzorem:

$$V_{s0} + \bar{V}_{som} \sin \omega t,$$

przyczem:

$$\frac{\bar{V}_{som}}{V_{s0}} = \frac{\bar{V}_{am}}{V_a} = m_a;$$

stad uwzględniając równanie:

$$\bar{V}_a = V_a - V_{s0}$$

dla wartości chwilowych, otrzymujemy następujący wzór na przebieg amplitudy szybkozmiennnej w ciągu okresu akustycznego:

$$\bar{V} = (V_a - V_{s0}) (1 + m_a \sin \omega t) \quad (15)$$

Ze wzoru (15) widać, że w tym wypadku ostateczna głębokość modulacji równa jest m_a , t. zn. stopniowi modulowania anody i siatki osłonnej. Zatem zjawisko pogłębienia modulacji przy jednoczesnej modulacji anody i siatki osłonnej nie zachodzi. Zbadajmy obecnie, podobnie jak w poprzednim wypadku, jakiemu warunkowi odpowiadać musi pobudzenie, ażeby modulacja zachodziła prawidłowo. Podobnie jak poprzednio wyjdziemy z nierówności (8), traktowanej jako zależność dla chwilowych wartości V_a i V_{s0} w ciągu okresu akustycznego. Po podstawieniu zamiast V_a wyrażenia:

$$V_a + m_a V_a \sin \omega t$$

wyrażenia zaś:

$$V_{s0} + m_a V_{s0} \sin \omega t$$

zamiast V_{s0} , otrzymamy na wielkość pobudzenia warunek:

$$\bar{V}_s \geq \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} + \left(m_a \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - \frac{m_a V_{s0}}{g} \right) \sin \omega t \quad (16)$$

świadczący o tem, że pobudzenie może być stałe lub modulowane — w każdym razie stałe większe, lub równe odpowiednim wartościom funkcji (16), która reprezentuje przebieg pobudzenia granicznego dla pracy w zakresie charakterystyk prostoliniowych w ciągu okresu akustycznego. Zaznaczyć należy, że pobudzeniem granicznym nazwano tutaj najmniejsze pobudzenie, wystarczające do tego, aby uzyskać napięcie szybkozmiennne anodowe, równe:

$$\bar{V}_a = V_a - V_{s0}.$$

Dla sprawności wzmacniacza nie jest korzystnym, aby krzywa pobudzenia wybiegała znacznie poza krzywą (16). Rośnie wówczas bowiem silnie składowa stała prądu anodowego, a co za tem idzie, maleje sprawność oraz rośnie zawartość harmonicznych wielkiej częstotliwości. Ze wzoru (16) wynika, że dla pracy wzmacniacza w klasie C głębokość modulacji pobudzenia granicznego mniejsza jest niż głębokość modulacji napięcia szybkozmiennego i wynosi:

$$m_p = \frac{\frac{m_a}{cRS} \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - \frac{m_a V_{s0}}{g}}{\frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g}} \quad (17)$$

Punkt pracy dobierać należy tak, aby w ciągu całego okresu akustycznego wzmacniacz pracował w klasie C, a najwyżej w klasie B (przy najwyższym chwilowym napięciu siatki osłonnej). Warunek ten wyraża się analitycznie zależnością:

$$V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} + \frac{m_a V_{s0}}{g} = 0.$$

5. Modulacja pentod nadawczych.

Ze względu na dalszy swój przebieg charakterystyki statyczne nieczem nie różnią się od charakterystyk zwyczajnej lampy ekranowanej, przeto dla zakresu prostoliniowego pozostaje w mocy wzór (3). Różnice zachodzą tylko w początkowym przebiegu charakterystyk $i_a = f(v_a)$, bowiem, jak widzimy z eksperymentalnie zdjętych charakterystyk pentody 100 W Philipsa PC/1/100 (rys. 5), ograniczeniem

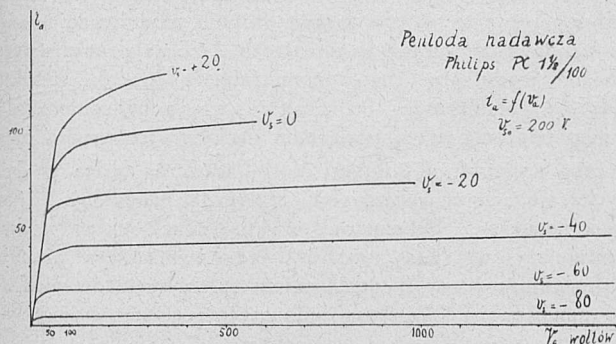
zakresu prostolinowego od dołu nie jest prosta $V_a = V_{s0}$ równoległa do osi i_a , lecz prosta wyrażająca się równaniem

$$i_a = k v_a$$

i przechodząca przez początek układu współrzędnych. Rys. 6 przedstawia zespół charakterystyk:

$$i_a = f(v_a)_{v_s = \text{const}}$$

dla danego V_{s0} w postaci sprowadzonej do prostolinowej celem udostępnienia obliczeń. Podobnie jak w wypadku



Rys. 5.

zwykłej lampy z siatką osłonową wykazać można, że punkt C stanowi ograniczenie dla amplitudy szybkozmiennej tak, że pomimo wzrostu pobudzenia nie wzrośnie ona powyżej

$$\bar{V}_a = V_a - OD.$$

Ażeby ją określić, należy określić wartość OD jako odciętą punktu przecięcia prostej $i_a = k v_a$ z charakterystyką roboczą, wyrażoną równaniem:

$$i_a = \frac{V_a - v_a}{\text{ctg } \alpha} \quad (18)$$

Z rozwiązania tego układu równań otrzymujemy jako wielkość OD:

$$OD = \frac{V_a}{k \text{ ctg } \alpha + 1}$$

Stąd jako maksymalną wartość amplitudy napięcia anodowego:

$$\bar{V}_a = V_a \left(1 - \frac{1}{k \text{ ctg } \alpha + 1} \right) \quad (19)$$

Jako warunek na pobudzenie graniczne otrzymamy nierówność (8), zmodyfikowaną dla pentody w postaci:

$$\bar{V}_s \geq \frac{V_a}{cRS} \left(1 - \frac{1}{k \text{ ctg } \alpha + 1} \right) - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} \quad (20)$$

Uprzytomnijmy sobie, że według poprzednich rozważań

$$\text{ctg } \alpha = cR \left(1 + \frac{V_s + V_{s0} - U}{\bar{V}_s} \right) \quad (21)$$

Dyskutując wzory (19), (20), (21) i rozważając rys. 6, dochodzimy do następujących wniosków: Ponieważ prosta $i_a = k v_a$ przebiega blisko osi i_a w porównaniu do normalnego napięcia anodowego lampy, moglibyśmy z dostatecznym przybliżeniem wyrażenia $\frac{1}{k \text{ ctg } \alpha + 1}$ ominąć i zamiast niego założyć pewien współczynnik wykorzystania napięcia anodowego:

$$\sigma = \frac{V_a - OD}{V_a}$$

Współczynnik ten z wykresu jest łatwo określić. Zmienia on się niewiele, gdy nachylenie charakterystyki roboczej mało się zmienia, t. zn. gdy wzmacniacz pracuje blisko połączenia klasy B, gdzie: $V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} = 0$

Mожemy wówczas napisać:

$$\bar{V}_a = \sigma V_a \quad (22)$$

oraz:

$$\bar{V}_s \geq \frac{\sigma V_a}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g} \quad (23)$$

Wzory te będą słuszne jako równania chwilowych wartości w okresie akustycznym przy modulacji anodowej tylko i przy pracy w klasie B. Równanie na pobudzenie graniczne uprości się w tym szczególnym wypadku do postaci:

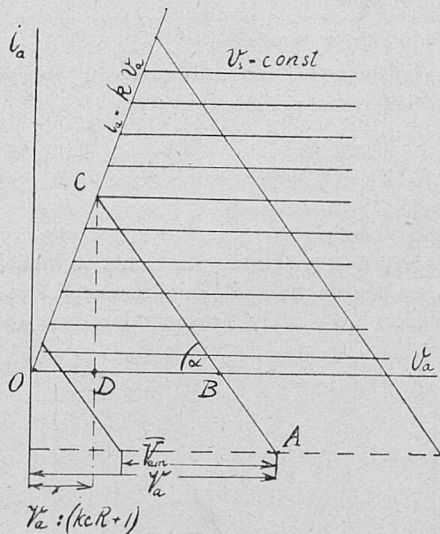
$$\bar{V}_s \geq \frac{\sigma V_a}{cRS} \quad (24)$$

Zauważymy, że wówczas przy modulowaniu stałego V_a , napięcie szybkozmienne oraz pobudzenie graniczne będą modulowane z tą samą głębokością modulacji.

Wzory (22) i (23) wobec małego znaczenia wartości OD (rys. 7) względem V_a mogą być również traktowane jako przybliżone przy modulacji jednoczesnej anody i siatki osłonowej. W odniesieniu do pentod przy modulacji jednoczesnej w anodzie i siatce osłonowej również słuszną jest uwaga, dotycząca lamp ekranowanych, że początkowy punkt pracy powinien być tak dobrany, aby w chwili maksymalnego V_{s0} praca odbywała się w klasie B, to znaczy, aby:

$$V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} + \frac{m_a V_{s0}}{g} = 0$$

Wynika z tego, że kształt charakterystyki modulacji pentod nadawczych (równanie 22) jest identyczny w wypadku modulacji anodowej tylko, bądź też równoczesnej modulacji anody i siatki osłonowej przy dostatecznie dużym pobudzeniu. Nie mamy więc tutaj charakterystycznego dla zwykłych lamp ekranowanych pogłębienia stopnia modulowania stałego napięcia anodowego. Przy małym pobudzeniu pentoda nadawcza zachowuje się tak, jak każda lampka z siatką osłonową — spełnia wzór (3) i nie daje się modulować w anodzie. Firmy produkujące pentody nadawcze zalecają modulowanie w trzeciej siatce, pracującej przy silnym minusie.



Rys. 6.

Sposób ten jednakże nie daje możliwości wydobywania z lampy takiej mocy, jak modulacja anodowa lub w anodzie i siatce osłonowej. Daje on oczywiście dużą oszczędność na modulatorze ze względu na to, że trzecia siatka pracuje bez prądu.

6. Wnioski ogólne.

Reasumując wyniki powyższych rozważań, dochodzimy do następujących wniosków:

Praca pentod nadawczych i lamp z siatką osłonową w układach modulacyjnych zachodzi według rozmaitych praw w dwu różnych przypadkach:

1) lampa otrzymuje pobudzenie tak małe, że punkt pracy nie wykracza z poza sfery prostolinijnych charakterystyk,

2) lampa otrzymuje pobudzenie tak wielkie, że punkt pracy stale wykracza poza sferę prostolinijności w ciągu półokresu pobudzenia w. cz.

W przypadku 1 (małego pobudzenia) lampy z siatką osłonową oraz pentody nadawcze mogą być modulowane w siatce sterującej, lub osłonowej, bądź też pracować jako wzmacniacz modulowany. W tym przypadku praca ich równoznaczna jest z pracą triody o nieskończenie wielkim współczynniku amplifikacji anodowej i w tego rodzaju układzie nie daje się modulować w anodzie.

W przypadku 2 (dostatecznie wielkie pobudzenie) przy modulacji anodowej ostateczna głębokość modulacji jest

większa od stosunku $\frac{\bar{V}_{am}}{\bar{V}_a}$ dla lamp z siatką osłonową, równa zaś jemu dla pentod; przy jednoczesnej modulacji anody i siatki osłonowej głębokość ostatecznej modulacji wynosi $\frac{\bar{V}_{am}}{\bar{V}_a}$ zarówno dla pentod, jak i dla lamp z siatką osłonową.

7. Przebieg projektowania modulowanych wzmacniaczy mocy z lampami ekranowanymi i pentodami nadawczymi.

Chcąc sobie dokładnie zdać sprawę ze zmian wielkości wielkiej częstotliwości, zachodzących podczas modulowania, najlepiej uczynić to możemy na wykresie rodziny charakterystyk dynamicznych wzmacniacza mocy w. cz., które to charakterystyki, dynamiczne dla wielkiej częstotliwości, traktowane będą jako statyczne dla zmian w ciągu okresu akustycznego takich wielkości, jak napięcia stałe anody, siatki osłonowej, lub pobudzenie szybkozmiennne. Zespół charakterystyk dynamicznych w. cz. można zdjąć doświadczalnie lub też przewidzieć ich przebieg a priori na zasadzie powyższych rozważań:

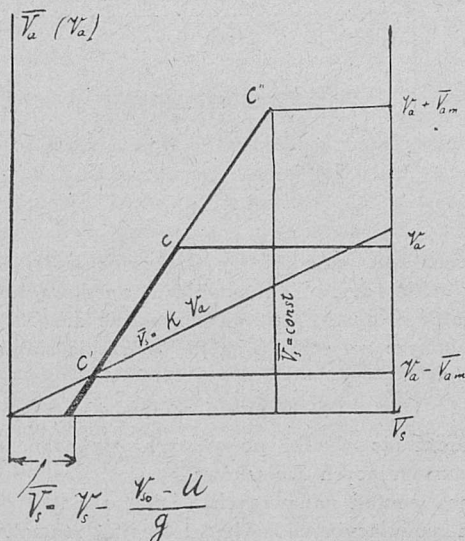
a) Modulacja w anodzie:

Na zasadzie wyżej przeprowadzonych wywodów określamy przebieg rodziny charakterystyk:

$$\bar{V}_a = f(\bar{V}_s)$$

dla różnych V_a , a w szczególności dla $V_a + \bar{V}_{am}$ oraz $V_a - \bar{V}_{am}$.

Przebieg ten podaje rys. 7. Na rodzinę tych charakterystyk należy nałożyć linię pobudzenia w funkcji napięcia V_a , przyczem można dobrać skalę rzędnych tak, by odpowiednie punkty „C” miały rzędne odpowiadające wartości



Rys. 7.

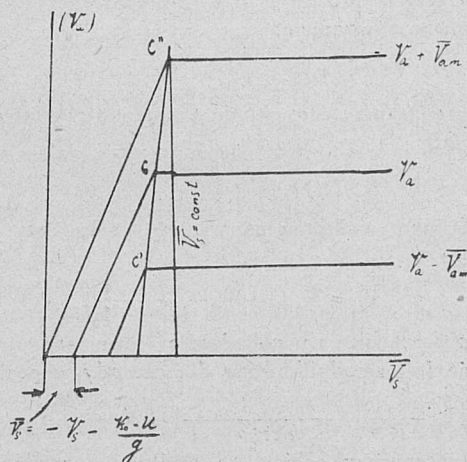
V_a , dla której została wykreślona dana charakterystyka dynamiczna. Linia pobudzenia, zgodnie z powyżej wyszczególnioną teorią, powinna przebiegać zgodnie z linią BC lub też na prawo od niej i być do niej możliwie zbliżona. Założenie jej przebiegu da nam podstawę do obliczenia drivera. Zauważmy, że w wypadku klasy B prosta BC przejdzie przez początek układu, że zatem linia pobudzenia zejdzie się z nią, jeśli:

$$V_a = k \bar{V}_s.$$

Możemy wówczas w tym samym stopniu modulować napięcie anodowe drivera i wzmacniacza, co daje najprostszy schemat modulacji i najekonomiczniejszą pracę z punktu widzenia pobudzenia. Jeśli zakładamy pobudzenie stałe, linia pobudzenia przedstawia nam się jako prostopadła opuszczona z punktu C'' do osi $\bar{V}_s$ — wówczas praca w dalszych rejonach charakterystyki statycznej modulacji*) jest nieekonomiczna. Schematowo da to jednak układ najkorzystniejszy, wyjąwszy wypadek, gdy wzmacniacz pracuje blisko punktu klasy B, gdzie zatem opłaca się dać pobudzenie modulowane. Wówczas jednocześnie można modulować generator wzbudzający i wzmacniacz.

b) Jednoczesna modulacja anody i siatki osłonowej.

Przebieg zespołu charakterystyk dynamicznych $\bar{V}_a = f(\bar{V}_s)$ (rys. 8) tem różni się od uwidocznionego na rys. 7, że ich części prostoliniowe nie schodzą się, jak tam, lecz są przesunięte względem siebie o $\frac{\Delta V_{s0}}{g}$. Miejscem geometrycznym punktów załamania tych charakterystyk jest linia pro-



Rys. 8.

sta, która jest przebiegiem pobudzenia granicznego w tym zespole. Pobudzenie to wyraża się w funkcji czasu równaniem (16) względnie analogicznym dla pentod. Wobec współmierności wyrażen $\frac{V_{s0}}{g}$ oraz $\frac{V_a - V_{s0}}{c R S}$, prosta wspomniana może być nachylona nieco w lewo ($\frac{V_{s0}}{g} > \frac{V_{a0} - V_{s0}}{g}$) lub w prawo ($\frac{V_{s0}}{g} < \frac{V_{a0} - V_{s0}}{g}$) bądź też być prostopadłą do osi $\bar{V}_s$. Wobec tego, że nachylenia te będą niewielkie (płytką głębokość modulacji pobudzenia granicznego), łatwo będzie dobrać takie pobudzenie stałe, które będzie stale dostatecznie bliskie granicznemu. Stąd prawdopodobnie w większości wypadków nie zajdzie potrzeba modulowania pobudzenia. Tego rodzaju sposób ustalania warunków pracy modulowa-

*) Charakterystyką statyczną modulacji jest zależność $\bar{V}_a = f(V_a)$, którą można z wykresu na rys. 7 z łatwością wyprowadzić.

negu wzmacniacza w. częstotliwości umożliwi bądź szybkie zorientowanie się w pracy już skonstruowanego wzmacniacza, bądź też w punktach pracy i wartościach charakterystycznych urządzenia projektowanego.

Przykład liczbowy.

Cztery lampy QB³/₅₀₀, po dwie w układzie push-pull, pracujące na moc użyteczną 300 watów. Wymagana głębokość modulacji 80%. Modulacja w anodzie i siatce osłonnej. Dobieram napięcie anodowe fali nośnej 2000 V, napięcie siatki osłonnej dla fali nośnej 800 V. Stąd wynika maksymalna amplituda szybkozmienna dla fali nośnej: 1200 V . $\frac{(1200 \text{ V})^2}{2R} = 150 \text{ W}$ na dwie lampy; $R = 4800 \Omega$

Ponieważ głębokość modulacji = 80%, zatem mamy

$$\bar{V}_{am} = 2000:0,8 = 1600 \text{ V}$$

$$\bar{V}_{som} = 800:0,8 = 640 \text{ V}$$

Dla lamp QB³/₅₀₀ $g = 8 \text{ v/v}$, zaś $S = 4 \frac{m \text{ A}}{V}$

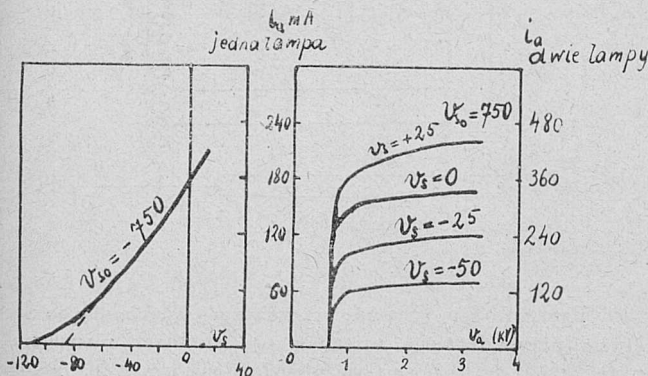
Początkowy potencjał siatki musimy tak dobrać, aby:

$$V_s + \frac{V_{s0} - U}{g} + \frac{m V_{s0}}{g} = 0$$

stąd $V_s = -180 \text{ voltów}$,

przyczem wielkość $\frac{V_{s0} - U}{g} = 100$ (odczytane z zespołu charakterystyk rys. 9; $U = 0$).

$$\text{zaś } \frac{m V_{s0}}{g} = \frac{640}{g} = 80.$$



Lampa Philips QB³/₅₀₀
Charakterystyki:
 $i_a = f(V_s)$; $i_a = f(V_a)$

Rys. 9.

Kreślimy zespół charakterystyk dynamicznych dla:

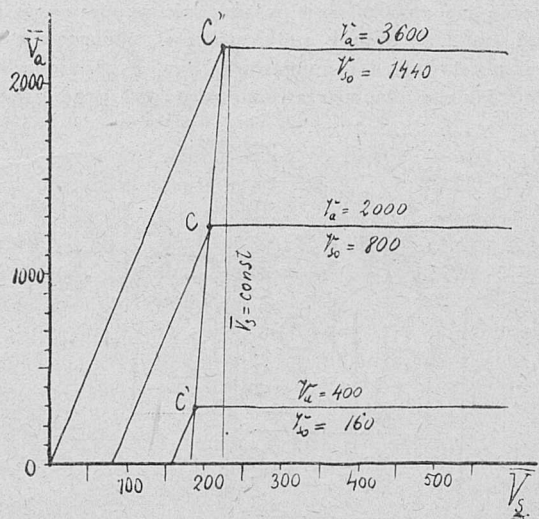
$$V_a - \bar{V}_{am} = 400 \text{ V}$$

$$V_a = 2000 \text{ V}$$

$$V_a + \bar{V}_{am} = 3600 \text{ V}$$

W tym celu układamy tabelę:

V_a	V_{s0}	v_{SAC}	$\bar{V}_s$	$\bar{V}_a$
		chwilo- we	chwilo- we	
		$-\frac{V_{s0} - U}{g}$ $U = 0$	graniczne $\bar{V}_s = \frac{V_a - V_{s0}}{cRS} - V_s - \frac{V_{s0} - U}{g}$	$V_a - V_{s0}$
400	160	160	$25 + 160 = 185$	240
2000	800	60	$125 + 80 = 205$	1200
3600	1400	0	$225 + 0 = 225$	2160



Rys. 10.

Jak z tabeli powyższej i rys. 10 wynika, należy dać w tym przypadku amplitudę zmienną pobudzającą o wartości nieco większej niż 225 voltów. Kreśląc w zespole charakterystyk $i_a = f(v_a)$ charakterystykę roboczą wielkiej częstotliwości dla V_a , $V_a + \bar{V}_{am}$ oraz $V_a - \bar{V}_{am}$, otrzymamy dane, dotyczące sprawności generatora i mocy modulatora.

*) Wypada z charakterystyk.

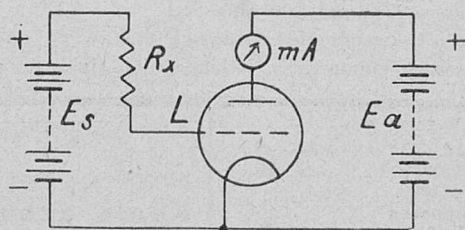
WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

Pomiar dużych oporności zapomocą lampy trójelektrodowej.

(A. Preisman. R. C. A. Institute. New-York City Electronics. Lipiec 1935 r.).

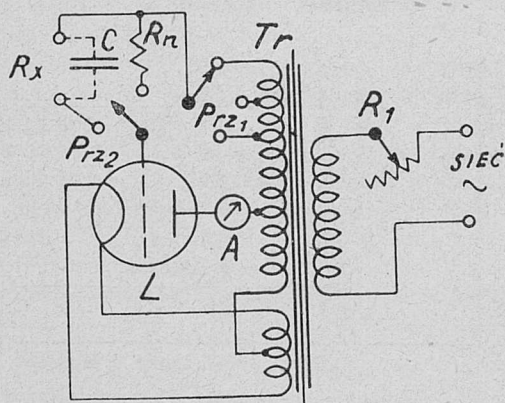
Lampa anodowa znalazła już najróżnorodniejsze zastosowanie w układach i przyrządach pomiarowych, jednakowoż bardzo rzadko kiedy pracuje ona z t. zw. swobodną siatką. Wyzyskanie właściwości lampy w tych warunkach pozwoliło opracować układ do pomiarów bardzo dużych oporności i przytem w szerokich granicach — od kilku do kilkudziesięciu tysięcy megomów. Zasadę działania układu podaje rys. 1. Do obwodu siatki lampy trójelektrodowej włączona jest bateria o wysokim napięciu (do 1000 V), a w szereg z nią umieszczono opór badany R_x . W obwodzie

anodowym w szereg z baterią E_a znajduje się miliamperomierz (skala ok. 0,1 mA), który służy jako miernik badanej wielkości i może być wycechowany bezpośrednio w megomach. Bateria E_a ma napięcie znacznie niższe niż siatkowe



Rys. 1.

(ok. 90 V). Gdy siatka nie jest połączona z baterią E_s ($R_x \cdot x = \infty$), otrzymuje ona pewien ładunek ujemny dzięki elektronom, wysyłanym przez rozżarzoną katodę. Jeżeli natomiast załączymy między siatkę a baterię E_s pewną nieznaną dużą oporność R_x , to zacznie ona rozładowywać się a potencjał jej stanie się dodatni, wskutek czego wzrośnie prąd anodowy. O ile nie byłoby baterji E_s , a tylko sam opór R_x , zjawisko przebiegałoby analogicznie, lecz w znacznie słabszym stopniu, a zatem cały układ byłby mniej czuły. Ustalić zależność matematyczną pomiędzy mierzoną opornością R_x , załączoną w obwód siatki, a prądem anodowym jest dość trudno, jednakowoż praktycznie przy odpowiednim doborze E_s można wyznaczyć tę zależność i wycechować miliamperomierz załączony do obwodu anodowego, w megomach. Przy zastosowaniu kompensacji w obwodzie anodowym (układ mostkowy) można znacznie obniżyć E_s , co pozwala na szersze zastosowanie układu w technice (mniejsze niebezpieczeństwo obsługi, taniocść eksploatacji, zajmuje mniej miejsca i t. p.). Również duże znaczenie praktyczne ma zastosowanie w układzie pomiarowym lamp na prąd zmienny. Wtedy siatka spełnia jednocześnie dwie funkcje: prostowniczą i pomiarową. Rys. 2 podaje schemat połączeń takiego omomierza lampowego na prąd zmienny.

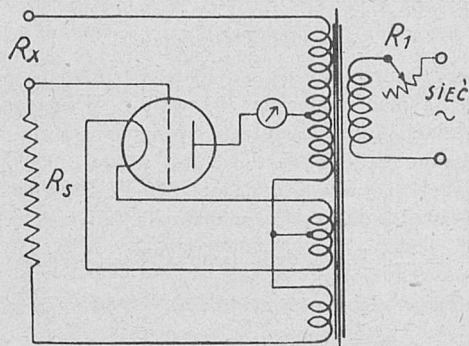


Rys. 2.

Zasilanie odbywa się zapomocą transformatora. Do pierwotnego uzwojenia tego transformatora włączony jest opornik regulujący R_1 . Uzwojenie wtórne składa się z dwóch części. Jedna służy do żarzenia katody, zaś do drugiej, posiadającej kilka zaczeów, załączona jest anoda i przełącznik $Prz. 1$ siatki, pozwalający regulować skokami napięcie tej ostatniej w zależności od wielkości mierzonego oporu. Przełącznik $Prz. 2$ służy do załączenia albo oporu normalnego R_n , albo oporu nieznanego R_x . Jeżeli opór R_x może mieć stosunkowo dużą pojemność (np. izolacja kabla), to na zaciski do przyłączenia R_x włącza się kondensator C , zmniejszający wpływ pojemności szkodliwej mierzonego oporu. Opór R_n przeznaczony jest dla sprawdzania wskazań przyrządu. Jeżeli po załączeniu R_n przyrząd nie wskazuje dokładnie jego wartości, to należy odpowiednio podregulować napięcie siatki (opornikiem R_1). Wskazania przyrządu pozostają niezmiennie przy wymianie lampy, byleby była ona tego samego typu, oraz żeby skrajne punkty cechowania były uzgodnione (cel zastosowania R_n).

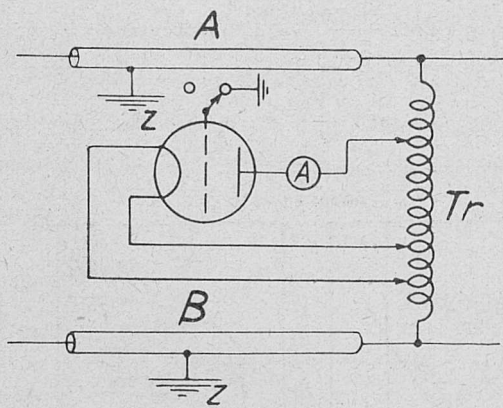
Należy tu wspomnieć o dwóch ciekawych odmianach wyżej opisanego omomierza, jeden z nich służy do pomiaru

oporności elektrolitu, a drugi do szukania uszkodzeń w liniach kablowych nieuziemiionych. Jak widzimy ze schematu połączeń pierwszego układu (rys. 3), siatka lampy jest tu



Rys. 3.

na stałe połączona przez opór R_s z dodatkowym wtórnym uzwojeniem transformatora, dostarczającym na siatkę zmienne napięcie o znaku przeciwnym niż uzwojenie główne (przesunięcie faz 180°). Dzięki temu przez opór R_x płynie prąd zmienny i usunięta jest możliwość polaryzacji elektrolitu.



Rys. 4.

Rys. 4 podaje schemat przeznaczony specjalnie do wykrycia przypadkowego uziemienia w układach nieuziemiionych. A i B są to normalnie nieuziemiione przewody kablowe, C załączony między nimi autotransformator pomiarowy, zasilający anodę i katodę, zaczeły do tych elektrod mogą być przesuwane albo bliżej A, albo bliżej B. Siatka normalnie jest uziemiona, a anoda i katoda są tak dołączone do transformatora, że w czasie dodatniego półokresu, katoda ma potencjał dodatni względem siatki (normalny potencjał siatki swobodnej). Przy takich warunkach prąd anodowy nie zmienia się, niezależnie od tego, czy siatka jest uziemiona, czy też nie. Inaczej rzecz się przedstawia, gdy naprzykład na linii A zajdzie przypadkowe uziemienie. Uziemiona siatka będzie dążyć do zrównania potencjału z A, wówczas gdy anoda i katoda będą miały ten sam potencjał względem A i B. Wynikiem tego będzie wzrost prądu anodowego. Przy uziemieniu linii B prąd anodowy zmaleje. W ten sposób możemy określić miejsce uziemienia przypadkowego linii (A lub B), a zmiany prądu anodowego będą dawały w pewnej skali zmniejszenie stopnia izolacji linii.

M. Pcz.

PRZEDPŁATA:
kwartalnie zł. 9.—
rocznie zł. 36.—
zagranicą + 50%
za zmianę adresu
(znaczkami pocztowymi) gr. 50

Biurowisko Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro
telefon Nr 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 „Przegląd Elektrotechniczny”, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością,

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska”, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87.98 w dzierżawie Spółki Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.