

# PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

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

Rok XIII.

1 Listopada 1935 r.

Zeszyt 21—22

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

## UWAGI O PROJEKTOWANIU WZMACNIACZY MOCY MAŁEJ CZĘSTOTLIWOŚCI KLASY B.

### C Z Ę Ś Ć I.

Quelques remarques sur le calcul des amplificateurs de basse fréquence de la classe B.  
Première partie.

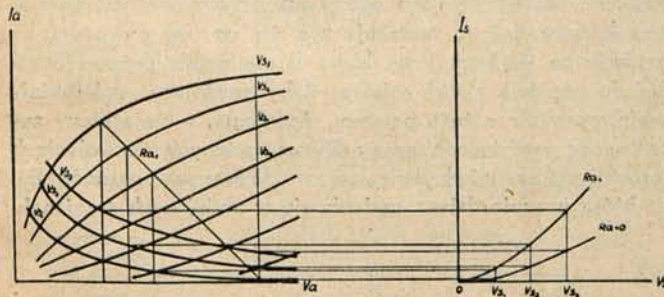
Inż. Adam Smoliński  
(Dokończenie).

#### 10. Oporność wejściowa siatki.

Dla otrzymania żądanej mocy wyjściowej  $P_w$  trzeba przyłożyć na siatkę napięcie sterujące  $\bar{V}_s$ . Jeśli mamy do czynienia z lampami, pracującymi bez prądu siatki ( $\bar{V}_s < |V_{s0}|$ ), to oporność wejściową siatki, posiadającą w tym zakresie wielką wartość, możemy obliczyć ze znanych nam wzorów<sup>(19)</sup>. Jeśli natomiast  $\bar{V}_s > |V_{s0}|$ , czyli wkraczamy w zakres charakterystyk, gdzie płynie prąd siatki, to oporność wejściowa maleje gwałtownie.

Przebiegi zachodzące w obwodach siatek lamp pracujących w klasie B z prądem siatki opisane są w<sup>1)</sup>. Na tem miejscu podana będzie metoda obliczenia przekładni transformatora wejściowego do lamp pracujących w klasie B.

Charakterystyka robocza prądu siatki  $I_s = f(V_s)$  dla  $R_a = \text{const}$ , jak widać z (rys. 14b), zależy znacznie od oporności  $R_a$ . Do naszych obliczeń potrzebna będzie właśnie ta charakterystyka robocza  $I_s = f(V_s)$  dla  $R_a = \text{const}$ . Ponieważ jednak przy zdejmowaniu charakterystyk nie znamy jeszcze tej oporności  $R_a$ , więc najwygodniej będzie zdjąć obok charakterystyk  $I_a = f(V_a)$  dla  $V_s = \text{const}$ , również i charakterystyki  $I_s = f(V_a)$  dla  $V_s = \text{const}$ , a stąd dla dowolnego  $R_a$  znaleźć charakterystyki  $I_s = f(V_s)$  jak wskazują rys. 14a i 14b.



Rys. 14 a.

Rys. 14 b.

Amplitudzie napięcia sterującego  $\bar{V}_s$  odpowiada amplituda prądu siatki  $\bar{I}_s$ . Iloraz tych wielkości nazywa się minimum chwilowej wartości oporności siatki

$$R_s = \frac{\bar{V}_s}{\bar{I}_s} \dots \dots \dots (30)$$

Drugą wielkością, która interesować będzie, jest nachylenie charakterystyki prądu siatki  $S_s$ , wyznaczona dla

punktu  $(\bar{V}_s - |V_{s0}|, \bar{I}_s)$ , tego samego, dla którego obliczono  $R_s$ . Te dwie wielkości będą nam służyły do określenia dopuszczalnej oporności obwodu siatki  $R_d$ , złożonej z przeniesionej oporności drivera, oporności strat transformatora oraz oporności urządzenia, dostarczającego minus na siatkę. Albowiem, żeby zniekształcenia, pochodzące z obwodu siatki, nie były zbyt duże, trzeba oporność obwodu siatki zrobić małą względem oporności wejściowej siatki. Z danych opublikowanych przez Bartona<sup>5) 11)</sup> można wyznaczyć

$$\text{krzywą } R_d S_s = f\left(\frac{1}{R_s S_s}\right) \text{ (rys. 15),}$$

która będzie wielce pomocna przy obliczaniu drivera i transformatora międzylampowego. Z krzywej tej dla iloczynu  $S_s R_s$ , obliczonego z charakterystyk roboczych prądu siatki, mamy iloczyn  $R_d S_s$ , a stąd  $R_d$ .

Trzecią charakterystyczną wielkością jest chwilowa wartość mocy  $\bar{P}_s$  pobieranej przez siatkę

$$\bar{P}_s = \bar{V}_s \bar{I}_s \dots \dots \dots (31)$$

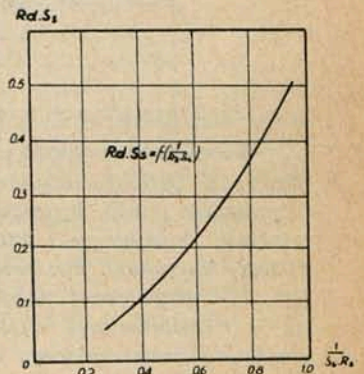
Mocy tej musi dostarczyć driver.

#### 11. Praca drivera.

Jak widać z poprzednich rozważań, driver winien dostarczyć mocy  $\bar{P}_s$  dla wysterowania siatki amplitudą  $\bar{V}_s$ . Driver dostarczy mocy obwodu siatek poprzez transformator międzylampowy przez połowę okresu jednej, przez drugą połowę drugiej. Transformator międzylampowy winien mieć przekładnię obniżającą, żeby spełnić warunek Bartona na dopuszczalną oporność obwodu siatki. Jego przekładnia półłukowa wynosi

$$p_p \approx \sqrt{\frac{\rho}{R_d - R_2 - R}} \dots \dots \dots (32)$$

gdzie  $\rho$  jest opornością wewnętrzną drivera,  $R_2$  opornością omową uzwojenia wtórnego, a  $R$  opornością urządzenia dostarczającego ujemnego napięcia siatkom. Driver pracuje poprzez transformator na oporność wejściową siatki, która zmienia się zależnie od prądu siatki. Dlatego linja obciążenia drivera nie jest prostą, lecz zakrzywia się, gdyż  $R_a$  zmienia się w zależności od wielkości prądu siatki (rys. 16).



Rys. 15.

W prawidłowo zaprojektowanym driverze, jego oporność obciążenia

$$R_a \cong p_p^2 R_s \cong 3 \div 4 \rho \dots \dots \dots (33)$$

Driver winien pokryć zapotrzebowanie mocy chwilowej dla obu lamp, inaczej mówiąc chwilową moc wyjściową drivera:

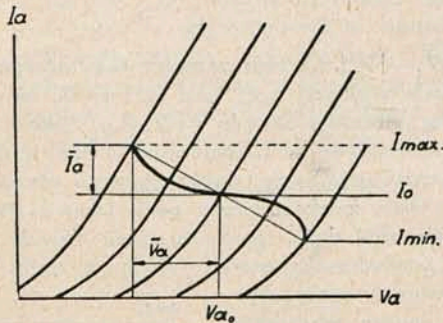
$$\bar{P}_{w dr} = \frac{\bar{P}_s}{\eta} \dots \dots \dots (34)$$

gdzie  $\eta$  jest sprawnością transformatora międzylampowego wraz z opornością urządzenia dostarczającego minusa dla siatek.

Na driver używa się zwykle lampy trójelektrodowej o małej oporności wewnętrznej. Dlatego to zniekształcenia spowodowane przez driver, zawierają zwykle tylko drugą harmoniczną. Jej stosunek do podstawowej możemy obliczyć z następującego wzoru:

$$k_2 = \frac{1}{2} \frac{(I_{max} + I_{min}) - I_{a0}}{I_{max} - I_{min}} \dots \dots \dots (35)$$

Oznaczenia podane są na rys. 16. \*)



Rys. 16.

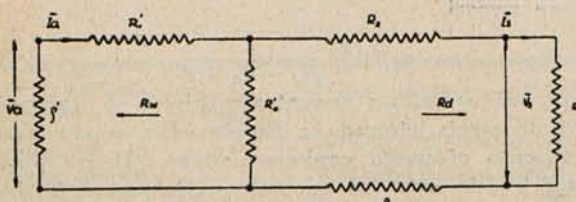
12. Transformator międzylampowy.

Transformator międzylampowy, który rozdziela moc sterowania siatkom lamp, winien mieć małą indukcyjność rozproszenia i małą oporność omową uzwojeń wtórnych. W założeniu dodatkowym dużej indukcyjności poprzecznej, możemy narysować oporności strat transformatora jak na (rys. 17), gdzie mamy podobne oznaczenia oporności strat, jak w transformatorze wyjściowym.  $R$  oznacza oporność urządzenia dostarczającego minusa dla siatek.

Zajmiemy się teraz obliczeniem przekładni połówkowej, którą określimy w pierwszym przybliżeniu wzorem (32). Na rys. 16 mamy narysowaną linię obciążenia dla  $R_a \cong p_p^2 R_s$  i stąd określimy  $\bar{V}_a$  i  $\bar{I}_a$  drivera. W podobny sposób, jak dla transformatora wyjściowego obliczymy straty w żelazie tylko, że zamiast wzoru 27 na  $R_0$  użyjemy wzoru 27a,

$$R_0 = \frac{1}{2} \frac{(\bar{V}_a - \bar{I}_a R_1)^2}{P_{zc}} \dots \dots \dots (27a)$$

gdzie  $P_{zc}$  wyraża całkowite straty w żelazie. Zakładając, że  $R_0$  nie zmienia się wiele z napięciem przyłożonym na transeformator, możemy teraz obliczyć oporność, która może się równać  $R_d$  (rys. 17):



Rys. 17.

\*) Na rys. 16 zamiast  $I_0$  powinno być  $I_{a0}$ .

$$\left(\frac{1}{p_p}\right)^2 \frac{(\rho + R_1) R_0}{(\rho + R_1 + R_0)} + R_2 + R = R_d \dots \dots (36)$$

skąd

$$p_p = \sqrt{\frac{(\rho + R_1) R_0}{(\rho + R_1 + R_0) (R_d - R_2 - R)}} \dots \dots (37)$$

Zastosowawszy tę przekładnię w transformatorze, możemy obliczyć opór  $R_a$ , na jaki pracuje driver, oraz  $\bar{V}_a$ , a stąd potrzebne  $\bar{V}_s$  drivera.

Z rys. 17 widać, że

$$R_w = R_1' + \frac{(R_2 + R + R) R_0'}{R_2 + R_s + R + R_0'} \dots \dots (38)$$

a więc

$$R_a = p_p^2 R_w \dots \dots \dots (39)$$

Patrząc dalej na rys. 17 widzimy, że

$$[\bar{V}_a - \bar{I}_a R_1] \frac{1}{p_p} = \bar{V}_s + \bar{I}_s (R_2 + R) \dots \dots (40)$$

Pamiętając dalej, że

$$\bar{V}_a = R_a \cdot \bar{I}_a \dots \dots \dots (41)$$

możemy z równań 40 i 41 otrzymać

$$\bar{V}_a = p_p \frac{R_a}{R_a - R_1} [\bar{V}_s + \bar{I}_s (R_2 + R)] \dots \dots (42)$$

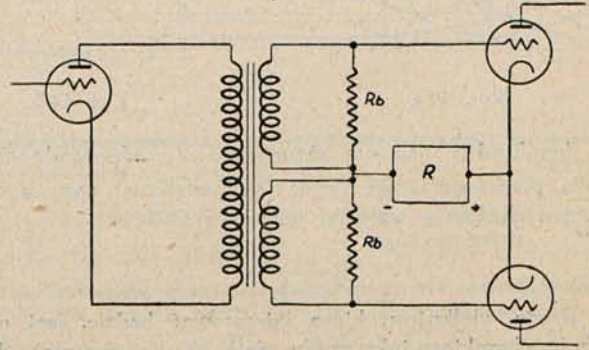
Mając dane  $\bar{V}_a$  określamy z charakterystyki potrzebne napięcie sterujące driver  $\bar{V}_s$ .

Przy wstępnym projektowaniu może się zdarzyć wypadek, że nie mamy punktu zaczepienia dla założeń przy obliczaniu oporności strat. Wówczas bardzo pomocny jest sposób obliczania ich, podany przez RCA<sup>13)</sup>. Zakładamy, że np.  $\eta_1 = 0,8$ , przyczem straty w żelazie osiągają 10%, a straty w miedzi po 5% na uzwojenie pierwotne i wtórne. Wówczas

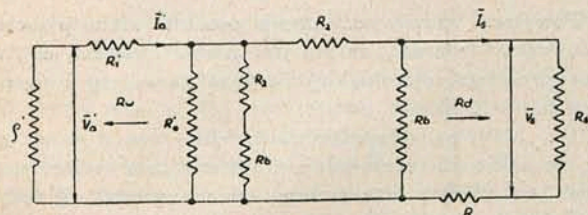
$$\left. \begin{aligned} R_2 &= R_s \frac{1 - \eta_1}{4 \eta_1}; & R_0' &= R_s \frac{(3 \eta_1 + 1)^2}{8 \eta_1 (1 - \eta_1)}; \\ R_1' &= R_s \frac{1 - \eta_1}{4 \eta_1} \left( \frac{3 \eta_1 + 1}{3 + \eta_1} \right)^2; & R_w &= R_1' + \frac{(R_s + R_2) R_0'}{R_s + R_2 + R_0'} \\ p_p &= \sqrt{\frac{R_a}{R_w}}; & R_1 &= R_1' p_p^2; & R_0 &= R_0' p_p^2 \\ & & R_a &\cong (3 \div 4) \rho \end{aligned} \right\} (43)$$

13. Dodatkowe obciążenie transformatora międzylampowego.

Oporność wejściowa siatek lamp, pracujących w klasie B nie jest stała. Zmienia się ona znacznie z napięciem sterującym. Dlatego to linia obciążenia drivera nie jest prosta, lecz krzywa, jak to wskazuje rys. 16, co jest powodem, że napięcie na siatkach lamp klasy B nie rośnie proporcjonalnie do napięcia siatki drivera. Żeby zmniejszyć zniekształcenia, powstałe z tego powodu, dodajemy, o ile starczy zapas mocy w driverze, opory  $R_b$  na wtórnych uzwojeniach transformatora międzylampowego. Wówczas oporność  $R_a$ , na którą pracuje driver, zmienia się w mniejszych granicach.



Rys. 18 a.



Rys. 18b.

Na rys. 18a mamy podany sposób włączenia tych oporów, a na rys. 18b układ zastępczy.

Naszym zadaniem będzie obliczenie przekładni dla dopuszczalnej oporności  $R_d$ . Ponieważ  $R_0$  jest nieznanne, więc w pierwszym przybliżeniu pomijamy  $R_0$  i  $R_1$ . Wówczas

$$R_d = R + \frac{\left[ \frac{\rho'(R_2 + R_b)}{\rho' + R_2 + R_b} + R_2 \right] R_b}{\frac{\rho'(R_2 + R_b)}{\rho' + R_2 + R_b} + R_2 + R_b} \dots (44)$$

Tutaj oznaczyliśmy

$$\rho' = \frac{\rho}{p_p^2} \dots (45)$$

Z tych równań możemy obliczyć przekładnię

$$p_p = \sqrt{\frac{\rho(R_2 + R_b - M)}{M(R_2 + R_b)}} \dots (46)$$

gdzie przez  $M$  oznaczono wyrażenie

$$M = \frac{(R_d - R)(R_2 + R_b) - R_2 R_b}{R_b - R_d + R} \dots (47)$$

Oporność, na którą pracuje driver

$$R_a = p_p^2 R_w \dots (48)$$

gdzie

$$R_w = R_1' + \frac{\left[ \frac{(R_s + R) R_b}{R_s + R + R_b} + R_2 \right] (R_2 + R_s)}{\frac{(R_s + R) R_b}{R_s + R + R_b} + 2 R_2 + R_b} \dots (49)$$

Teraz możemy obliczyć  $\bar{V}_a$  drivera. Z rys. 18b wynika, że

$$\frac{1}{p_p} (\bar{V}_a - \bar{I}_a R_1) \frac{R_b}{R_2 + R_b} = \bar{V}_s + \bar{I}_s R \dots (50)$$

Stąd można łatwo wyznaczyć

$$\bar{V}_a = p_p \frac{R_a (R_2 + R_b)}{R_b (R_a - R_1)} (\bar{V}_s + \bar{I}_s R) \dots (51)$$

pamiętając, że

$$\bar{I}_a = \frac{\bar{V}_a}{R_a} \dots (52)$$

Teraz już możemy znanym sposobem wyznaczyć straty w żelazie  $P_{z_c}$  i oporność  $R_0$ , a nadto skorygować przekładnię.

$$R_d = R + \frac{\left[ \frac{N(R_2 + R_b)}{N + R_2 + R_b} + R_2 \right] R_b}{\frac{N(R_2 + R_b)}{N + R_2 + R_b} + R_2 + R_b} \dots (53)$$

gdzie

$$N = \frac{1}{p_p^2} \cdot \frac{(\rho + R_1) R_0}{\rho + R_1 + R_0} \dots (54)$$

Stąd przekładnia poprawiona

$$p_{pp} = \sqrt{\frac{(\rho + R_1) R_0}{\rho + R_1 + R_0} \cdot \frac{R_2 + R_b + M}{M(R_2 + R_b)}} \dots (55)$$

$M$  należy podstawić z równania 47.

Oporność, na którą pracuje driver

$$R_a = p_{pp}^2 R_{wp} \dots (56)$$

gdzie

$$R_{wp} = \frac{(R_w - R_1') R'_{op}}{R_w - R_1' + R'_{op}} + R'_{1p} \dots (57)$$

W wyrażeniu tem indeks „ $p$ ” tyczy się przekładni poprawionej. Czynniki  $(R_w - R_1')$  obliczamy z równania 49. Na koniec wyznaczamy poprawioną amplitudę napięcia anodowego drivera  $\bar{V}_{ap}$

$$\bar{V}_{ap} = p_{pp} \frac{R_a (R_2 + R_b)}{R_b (R_a - R_1)} (\bar{V}_s + \bar{I}_s R) \dots (58)$$

Wzór ten jest identyczny z wzorem 51, tylko że stosujemy w nim poprawioną przekładnię  $p_{pp}$ . Teraz już możemy wyznaczyć potrzebne  $\bar{V}_{sp}$  drivera dla otrzymania żadanego  $\bar{V}_{ap}$ .

14. Usuwanie oscylacyj.

Wiadomą jest rzeczą, że układ przeciwobny zdradza skłonności do drgań. Otóż klasa B wzmacniaczy małej częstotliwości ma te same tendencje. Często się zdarza, że układ zaczyna drgać dopiero po przyłożeniu napięcia sterującego. Ta forma zniekształceń jest często mieszana z harmonicznymi, gdyż występuje dopiero po przyłożeniu napięcia. Aby temu zaradzić, bocznikuje się do ziemi siatki lamp klasy B, kondensatorami rzędu 1000 cm. Jeśli jednak na wyjściu stosuje się urządzenie do regulacji tonu, to można zejść z temi pojemnościami do 500 cm. Oprócz tego zabiegu pomaga często włączenie w obwody anodowe, między anodą a uzwojeniem pierwotnym transformatora wyjściowego, oporów rzędu kilkudziesięciu omów<sup>14)</sup>.

Najwłaściwszą jednak metodą usunięcia tych oscylacyj jest właściwe zaprojektowanie transformatorów międzylampowych i wyjściowych, które winny posiadać możliwie małe rozproszenia i pojemności własne. Szczególnie ważne jest zmniejszenie indukcyjności rozproszenia, gdyż wiadomo, że oscylator tem łatwiej drga, im większy ma stosunek  $\frac{L}{C}$ , co wyjaśnia sposób uspakajania układu kondensatorami. Nadto stwierdzono, że lampy posiadające duży współczynnik amplifikacji i pracujące przy  $V_{s0} = 0$ , łatwiej doprowadzają układ do drgań niż lampy o mniejszym współczynniku amplifikacji.

14. Zasilanie.

W zeszlórocznym artykule<sup>1)</sup> omówione zostały sposoby zasilania wzmacniaczy klasy B. Na tem miejscu chciałbym dorzucić kilka uwag.

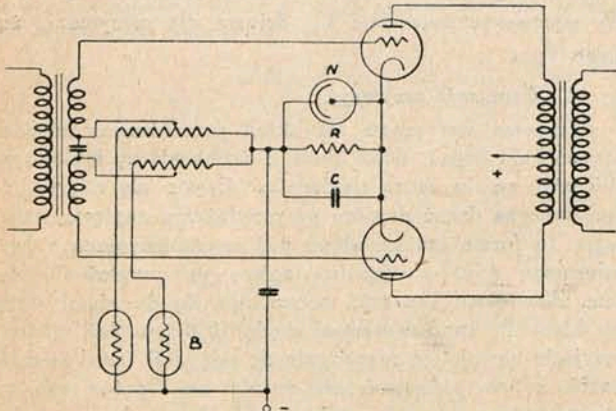
Co się tyczy zasilania anod, to przemysł amerykański wraca od prostowniczych lamp rtęciowych do zwykłych próżniowych. Albowiem te lampy rtęciowe mają skłonność do wytwarzania drgań wielkiej częstotliwości, które trzeba stłumić specjalnemi dławikami, oraz ekranowaniem lampy. Lampy próżniowe wolne są od tej wady, natomiast posiadają znaczny stosunkowo spadek napięcia. Ponieważ spadek napięcia w dobrze projektowanych urządzeniach zasilających anodowych, jakoteż siatkowych nie powinien przekraczać 10%, więc w razie stosowania lamp próżniowych, należy je tak dobrać, aby miały małą oporność wewnętrzną.

Co się tyczy żarzenia, to stosujemy lampy o bezpośrednim żarzeniu, jednak z potencjometrem na katodzie dla dobrania minimum szumów. Przejdziemy teraz do zasilania siatek. Najwygodniejsze są tutaj baterje przy małych mocach, a akumulatory przy większych. W razie niemożliwości zastosowania ich należy użyć prostowników. Prostownik taki, zaopatrzony w filtr, jest obciążony opornikiem, przez który płynie prąd wyprostowany i wyfiltrowany o ta-

kiej wartości  $I_0$ , żeby prąd siatki, pobierającej ujemne napięcie z tego odbiornika, był mały wobec tegoż  $I_0$ .

Inny sposób otrzymywania ujemnego napięcia na siatki opracowała firma Telefunken<sup>10)</sup>.

W układach pracujących w klasie A ujemne napięcie można pobierać z oporu włączonego w obwód anodowy. W klasie B składowa stała prądu anodowego  $I_{a0}$  zależy od amplitudy napięcia sterującego  $V_s$ , więc ujemne napięcie na siatkę  $V_{s0}$ , pobierane z oporu, zależałoby również od  $V_s$ . Żeby temu zaradzić zamiast oporu należy włączyć takie urządzenie, na którym spadek napięcia byłby stały i nie zależał od prądu. Do tego celu może służyć bareter, który ma w pewnym zakresie pożądaną przez nas charakterystykę.



Rys. 19.

Na rys. 19 podany jest układ, pracujący według powyższej zasady. Dodatkowo włączona neonówka pomaga również do stabilizacji napięcia.

Kończąc, składam podziękowanie p. prof. Groszkowskiemu i p. inż. Trzetrzewińskiemu za szereg cennych rad i wyjaśnień, jakich mnie nie szczędzili przy opracowaniu niniejszego artykułu.

DODATEK 1.

Jak wyżej wspomniano, istnieją dwie główne metody obliczania mocy wyjściowej układów klasy B. Pierwszą zastosowaliśmy w powyższym artykule, na tem miejscu dodamy jeszcze kilka o niej uwag.

Zakładamy, że prąd anodowy każdej z lamp stanowi połowę sinusoidy o amplitudzie  $\bar{I}_a$  (rys. 2). Każda więc z lamp dostarcza mocy przez połowę okresu. Energia wydzielona przez lampę górną przez połowę okresu  $T$

$$E_1 = \frac{1}{2} T \cdot \frac{1}{2} \bar{I}_{a1}^2 R_a = \frac{1}{4} T \bar{I}_{a1}^2 R_a \dots (1')$$

równa się energii wydzielonej w oporze  $R_w$

$$E_1 = \frac{1}{2} T \cdot \frac{1}{2} \bar{I}_2^2 R_w = \frac{1}{4} T \bar{I}_2^2 R_w \dots (2')$$

czyli, że

$$\bar{I}_2^2 R_w = \bar{I}_{a1}^2 R_a \dots (3')$$

Z równości amperozwojów wynika, że

$$w_1 \bar{I}_{a1} = w_2 \bar{I}_2 \dots (4')$$

Z tych dwóch ostatnich zależności otrzymujemy

$$R_a = R_w \left( \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_{a1}} \right)^2 = R_w \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 \dots (5')$$

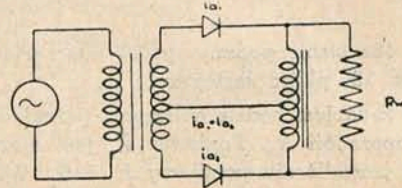
zależność zgodną ze wzorem 4.

Energja wydzielona przez lampę w oporze  $R$

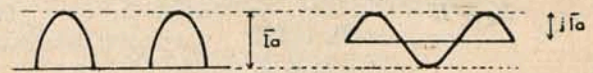
$$E_1 = \frac{1}{4} T \bar{I}_{a1} R_w \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 \dots (6')$$

Powyższy sposób rozważania posiada wielu przeciwników, którzy twierdzą, że nie jest ścisły. Twierdzą oni, że należy przebiegi sinusoidalne rozwinąć na szereg Fouriera i wówczas je badać.

Dla ułatwienia zagadnienia założymy, że  $2 w_1 = w_2$ , czyli, że całkowita przekładnia transformatora wyjściowego wynosi 1:1. Wobec tego możemy układ uprościć. Z rys. 1 powstanie rys. 1a. Zamiast lampy zastosujemy idealne pro-



Rys. 1'a.



Rys. 1'b.

stowniki, przepuszczające tylko jedną połówkę sinusoidy. Sprzężenie transformatorowe zamieniamy dławikowem o bardzo dużej indukcyjności dławika, tak że przezeń praktycznie prąd zmienny nie płynie. Prąd tętniący o amplitudzie  $\bar{I}_a$  rozkładamy na szereg Fouriera

$$i_{a1} = \frac{1}{\pi} \bar{I}_{a1} + \frac{1}{2} \bar{I}_{a1} \sin \omega t - \frac{2}{\pi} \bar{I}_{a1} \left[ \frac{\cos 2 \omega t}{1.3} + \frac{\cos 4 \omega t}{3.5} + \dots \right] (7')$$

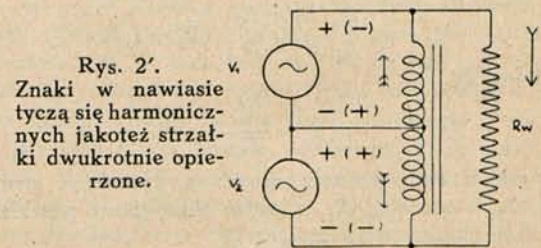
$$i_{a2} = \frac{1}{\pi} \bar{I}_{a2} + \frac{1}{2} \bar{I}_{a2} \sin (\omega t - \pi) - \frac{2}{\pi} \bar{I}_{a2} \left[ \frac{\cos 2 (\omega t - \pi)}{1.3} + \frac{\cos 4 (\omega t - \pi)}{3.5} + \dots \right] = \frac{1}{\pi} \bar{I}_{a2} - \frac{1}{2} \bar{I}_{a2} \sin \omega t - \frac{2}{\pi} \bar{I}_{a2} \left[ \frac{\cos 2 \omega t}{1.3} + \frac{\cos 4 \omega t}{3.5} + \dots \right] (8')$$

gdzie

$$\bar{I}_{a1} = \bar{I}_{a2} = \bar{I}_a$$

Otrzymujemy więc podstawowe o amplitudzie  $\frac{1}{2} \bar{I}_a$

i szereg parzystych harmonicznych. Wobec tego układ nasz możemy dalej przekształcić. Wyrzucamy niepotrzebne już prostowniki i zamiast transformatora wejściowego otrzymujemy SEM-ne, które dają prądy wyrażone równaniem 7' i 8' (rys. 2').



Rys. 2'.  
Znaki w nawiasie tyczą się harmonicznych jakoteż strzałki dwukrotnie opierzone.

$$v_1 + v_2 = 2 \left\{ \frac{1}{\pi} \bar{V} - \frac{2}{\pi} \bar{V} \left[ \frac{\cos 2 \omega t}{1.3} + \frac{\cos 4 \omega t}{3.5} + \dots \right] \right\} (9')$$

oraz

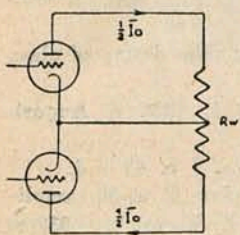
$$v_1 - v_2 = 2 \cdot \frac{1}{2} \bar{V} \sin \omega t \dots (10')$$

więc napięcia podstawowych połączone są szeregowo; przez opór  $R_w$  płynie prąd podstawowej  $\frac{1}{2} \bar{I}_a$ . Prąd o częstotliwości podstawowej nie popłynie przez dławik, gdyż napięcia na poszczególnych uzwojeniach dają strumień w tym samym kierunku. Sam zaś dławik stanowi dla podstawowej bardzo wielką oporność.

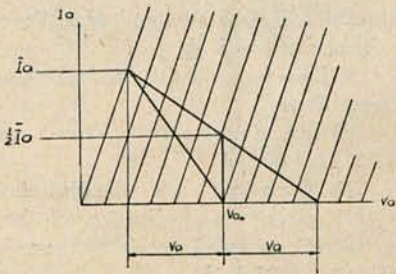
Natomiast SEM-ne stałe i harmonicznym włączone są przeciw sobie, więc nie ma prądu o częstotliwościach harmonicznym w oporze  $R_w$ . Zato prądy te płyną przez dławik, który stanowi dla nich zwarcie gdyż strumienie w nim się znoszą i opór indukcyjny równa się zero.

Skąd więc widzimy, że klasę B można traktować jako układ przeciwsojby klasy A, w którym płyną prądy sinusoidalne przez cały okres o amplitudzie równej połowie rzeczywistej amplitudy. Teraz układ (rys. 3') można podzielić linią equipotencjalną. Na lampę przypada opór  $\frac{1}{2} R_w$

$$R_a' = \frac{1}{2} R_w \dots \dots \dots (11')$$



Rys. 3'.



Rys. 4'.

Energja wydzielona przez cały okres przez jedną lampę

$$E_2 = T \cdot \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} \bar{I}_a \right)^2 R_a' = \frac{1}{8} T \bar{I}_a^2 R_a' \dots (12')$$

równa się połowie energii wydzielonej w  $R_w$

$$E_2 = \frac{1}{2} \left[ T \frac{1}{2} \left( \frac{1}{2} \bar{I}_a \right)^2 R_w \right] = \frac{1}{16} T \bar{I}_a^2 R_w \dots (13')$$

Wzór ten jest równoważny wzorowi 6', wzorowi na energję, wyprowadzonemu poprzednią metodą, jeśli w nim założymy  $\frac{w_1}{w_2} = \frac{1}{2}$ , czyli przekładnię 1 : 1. Dowodzi to, że obie metody są słuszne, gdyż pierwsza operuje podstawową i harmonicznymi, ale zato oporem  $R_a = \frac{1}{4} R_w$ , a druga tylko podstawową, ale zato większym oporem  $R_a' = \frac{1}{2} R_w$ . Równanie 11' możemy otrzymać również z porównania zależności 12' i 13'. Wyraża ono szczególnie przypadek całkowitej przekładni 1 : 1. Jeśli zaś przekładnia wyniesie  $\frac{2w_1}{w_2}$ , to oczywiście

$$2 R_a' = \left( \frac{2w_1}{w_2} \right)^2 R_w$$

czyli

$$R_a' = 2 \left( \frac{w_1}{w_2} \right)^2 R_w \dots \dots \dots (14')$$

Teraz należy wyrysować prostą obciążenia na charakterystyki anodowe (rys. 4'). Pamiętając, że amplituda prądu anodowego wynosi  $\frac{1}{2} \bar{I}_a$ , więc punkt pracy fikcyjnej klasy A wypadnie na połowie  $I_a$ , naturalnie przy napięciu anodowym  $V_{a0}$ . Przez ten punkt prowadzimy linię pracy nachyloną pod kątem  $\beta$ , wyznaczonym z równania

$$\text{tg } \beta = \frac{1}{R_a'} = \frac{1}{2 R_a} = \frac{1}{2} \text{tg } \alpha \dots \dots \dots (15')$$

gdyż

$$R_a' = 2 R_a$$

Moc przypadająca na lampę

$$P_w = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \bar{I}_a \bar{V}_a = \frac{1}{4} \bar{V}_a \bar{I}_a \dots \dots \dots (16')$$

Stąd widzimy, że wzór 16' jest równoważny wzorowi (3), wyprowadzonym pierwszą metodą. Jedna i druga metoda jest słuszna, należy więc tej używać, która jest praktyczniejsza.

DODATEK 2.

Wydawałoby się, że metodę drugą, operującą tylko podstawowemi dla jednej lampy, można z łatwością zastosować do układu w następujący sposób. Zakładamy, że zamiast dwóch lamp mamy jedną fikcyjną, której charakterystyki podane są na rys. 1''. Pomijamy harmoniczne i operując tylko podstawowemi, chcemy obliczyć moc. Otóż na tę wypadkową charakterystykę należy wrysować linię obciążenia pod kątem  $\gamma$ , obliczonym z równania

$$\text{tg } \gamma = \frac{1}{R_a'} = \frac{1}{R_w \left( \frac{2w_1}{w_2} \right)^2} \dots (1'')$$

co dla  $2w_1 = w_2$  daje

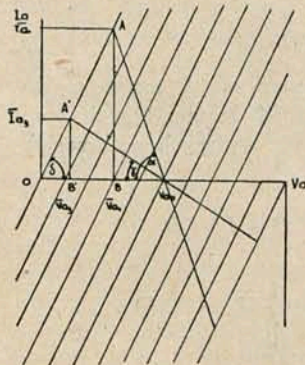
$$\text{tg } \gamma = \frac{1}{R_w} \dots (1''a)$$

Stąd wynika, że

$$\text{tg } \gamma = \frac{1}{4} \text{tg } \alpha, \dots (2'')$$

gdyż

$$\text{tg } \alpha = \frac{1}{\left( \frac{1}{4} R_w \right)}$$



Rys. 1''.

Trzeba teraz sprawdzić, czy ta metoda daje moc taką jak metoda pierwsza i druga (z dodatku 1). Zakładamy dla ułatwienia prostoliniżność charakterystyk. Oporność lampy  $\rho$  możemy obliczyć ze wzoru

$$\text{tg } \delta = \frac{1}{\rho} \dots \dots \dots (3'')$$

Amplitudy napięć anodowych oznaczamy odpowiednio  $\bar{V}_{a1}$  i  $\bar{V}_{a3}$  amplitudy prądów anodowych  $\bar{I}_{a1}$  i  $\bar{I}_{a3}$ . Ponieważ  $\Delta OAB$  i  $\Delta OA'B'$  są podobne, więc możemy napisać

$$\frac{\bar{I}_{a1}}{V_{a0} - \bar{V}_{a1}} = \frac{\bar{I}_{a3}}{V_a - \bar{V}_{a3}} = \text{tg } \delta \dots \dots \dots (4'')$$

Ponieważ

$$\frac{\bar{V}_a}{\bar{I}_a} = R_a' \dots \dots \dots (5'')$$

więc pamiętając, że  $R_a' = R_w$ , mamy

$$\bar{I}_{a3} = \frac{\bar{V}_{a3}}{R_w} \dots \dots \dots (6'')$$

Podstawiając tę wartość do równania 4'' otrzymamy po uwzględnieniu równania 3'' następującą zależność

$$\bar{I}_{a3} = \frac{V_{a0}}{R_w + \rho} \dots \dots \dots (7'')$$

Moc wydzielona przez lampy

$$P_3 = \frac{1}{2} \bar{I}_{a3} \bar{V}_{a3} = \frac{1}{2} \bar{I}_{a3}^2 R_w = \frac{1}{2} \frac{V_{a0}^2}{(R_w + \rho)^2} R_w \dots (8'')$$

Po wykonaniu analogicznych obliczeń dla metody pierwszej, pamiętając, że

$$\bar{I}_{a1} = \frac{\bar{V}_{a2}}{\frac{1}{4} R_w} \dots \dots \dots (9'')$$

otrzymujemy

$$\bar{I}_{a1} = \frac{V_{a0}}{\frac{1}{4} R_w + \rho} \dots \dots \dots (10'')$$

Wobec tego moc wydzielona przez obie lampy

$$P_1 = \frac{1}{2} \bar{I}_{a1} \bar{V}_{a1} = \frac{1}{2} \bar{I}_{a1}^2 \cdot \frac{1}{4} R_w = \frac{1}{8} \frac{V_{a0}^2}{\left[ \frac{1}{4} R_w + \rho \right]^2} R_w \dots (41'')$$

Stąd widzimy, że

$$P_3 \neq P_1,$$

czyli, że metoda operująca tylko podstawowymi na dodanych w zwykły sposób charakterystykami jest błędna. Błąd polega na tym, że charakterystyki lampy zastępczej mają nachylenie odpowiadające kątowi  $\delta$ , takie same, jak lampy pojedynczej, więc lampy mają taką samą oporność  $\rho$ , podczas gdy w rzeczywistości układ posiada dla podstawowej oporność wewnętrzną  $2\rho$ .

### DODATEK 3.

Podstawową  $B$  i trzecią harmoniczną  $D$  można wyrazić w założeniu nieobecności parzystych harmonicznych, oraz małych nieparzystych harmonicznych, wyższych od trzeciej, w następujący sposób <sup>6)</sup>.

$$B = \frac{1}{2}(\sqrt{2} I_2 + \bar{I}_a); \quad D = \bar{I}_a - B.$$

Stąd

$$D = \bar{I}_a - \frac{1}{2}(\sqrt{2} I_2 + \bar{I}_a) = \frac{1}{2}(\bar{I}_a - \sqrt{2} I_2)$$

$$k_3 = \frac{D}{B} = \frac{\bar{I}_a - \sqrt{2} I_2}{\bar{I}_a + \sqrt{2} I_2}$$

Oznaczenia wyjaśnione są w tekście.

### LITERATURA.

1. A. Smoliński. Wzmacniacze małej częstotliwości klasy B. Przegląd Radjotechniczny 1934 r., 1 maj, Nr. 9—10, str. 61—68.
2. Launberg. Ostatnie zdobycze techniki lamp odbiorczych. Przegląd Wojskowo-Techniczny, 1934 r. Wrzesień, zeszyt 3, str. 669 i d.

3. A. L. Sprawność wzmacniacza klasy B. Przegląd Radjotechniczny, 1935 r. 1 kwiecień, Nr. 7—8, str. 31—32.
  4. Massa. Permissible amplitude distortion of speech. Proc. I. R. E., vol. 21, 1933 r. May, str. 682 i d.
  5. Barton. High audio power from relatively small tubes. Proc. I. R. E., vol. 19, 1931 r. July, str. 1131 i d.
  6. Nelson. Calculation of output and distortion in symmetrical output systems. Proc. I. R. E. vol 20, 1932 r. November, str. 1763 i d.
  7. Thompson. Graphical determination of performance of push-pull audio-amplifiers. Proc. I. R. E. vol 21, 1933 r. April, str. 591 i. d.
  8. Nelson. Class B amplifier considered from the conventional class A standpoint. Proc. I. R. E. vol 21, 1933 r. June, str. 858 i. d.
  9. Lussanet de la Sablonière. The desing of class B amplifiers. Philips Transmitting News. vol 1. 1934 r. August. Nr. 2, str. 18 i d.
  10. Groszowski. Radjotechnika. I c. 45 i d.
  11. Barton. Aplication of the class B audio amplifier to AC operated receiver. Proc. I. R. E. vol 20, 1932 r. July, str. 1085 i. d.
  12. Natchek und Wigand. Niederfrequenzverstärker, str. 34.
  13. R. C. A. A tube for class B amplifier service. Radio Engineering, 1932 r. July, str. 16 i. d.
  14. Mitchell. Circuit data ona an improved 200 W class B amplifier. Radio Engineering, 1933 r. September, str. 25 i. d.
  15. Macfadyen. High quality class B amplification. Wireless World, 1933, 15 Dez., str. 454 i. d.
- Patent Telefunken DRP 402964. Push-pull amplifiers. Opis w Wireless Engineer. 1934 r. May, str. 290.

## WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

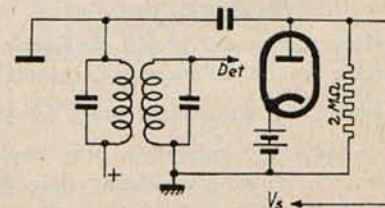
### Obliczanie opóźnionej automatycznej regulacji siły.

(Na podstawie materiałów, dostarczonych przez laboratorja Philipsa w Eindhoven).

Z przebiegu krzywej B (rys. 6 artykułu p. t. „Obliczanie prostej automatycznej regulacji siły” \*) wynika, że regulacja wzmocnienia dwóch lamp pozwala już uzyskać dość płaską krzywą; należy jednak podkreślić, że dalsze zwiększenie liczby lamp chyba celu, gdyż wprawdzie można tą drogą otrzymać stałą moc wyjściową, ale na zbyt niskim poziomie.

Przypuśćmy, że na krzywej B normalną moc wyjściową (0,05 W), odpowiadającą napięciu  $e_1$ , oznaczonemu współczynnikiem 1, uzyskuje się przy sygnale  $10 \mu V$  w antenie. Dla otrzymania 5 W, niezbędne jest napięcie  $e_1$  dziesięciokrotnie większe (moc wyjściowa jest proporcjonalna do kwadratu tego napięcia). Rozważana krzywa wskazuje, że dziesięciokrotny przyrost napięcia  $e_1$  wymaga pięćdziesięciokrotnego zwiększenia napięcia  $e_2$ , czyli 5 W odpowiada w antenie sygnałowi  $50 \times 10^{-6} = 500 \mu V$ . Zatem skuteczność automatycznej regulacji siły jest przy dwóch lampach regulowanych tak wielka, że trudno osiągnąć pełną moc wyjściową dla dużej liczby stacyj. Pod tym względem krzywa A byłaby już odpowiedniejsza. Celem uniknięcia tej trudności można sto-

sować t. zw. opóźnioną automatyczną regulację siły. System ten opóźnia rozpoczęcie działania automatycznej regulacji siły, aż do chwili, gdy maksymalna moc wyjściowa zostanie osiągnięta. Zasadę systemu wskazuje rys. 1. Napięcia regulacyjnego nie można w danym przypadku otrzymać z normalnego detektora. Funkcje detekcji i automatycznej regulacji siły są całkowicie oddzielone.

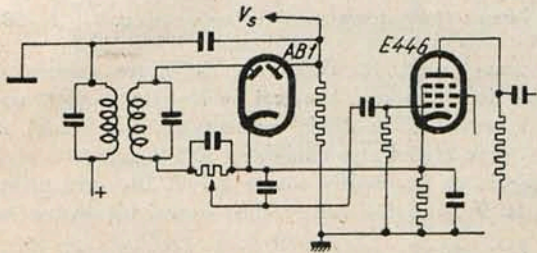


Rys. 1.

Na rysunku 2-im anoda diody regulacyjnej (t. j. przeznaczony do automatycznej regulacji siły) jest połączona przez kondensator z pierwotnym uzwojeniem ostatniego transformatora pośredniej częstotliwości. Pierwotne uzwojenie daje prawie to samo napięcie zmienne, co i uzwojenie wtórne, jednakże układ ten posiada zaletę, polegającą na równomiernym rozłożeniu tłumienia na oba obwody pośredniej częstotliwości. Warto podkreślić, że schemat z rysunku 2-go jest pozornie selektywniejszy niż układ, w którym dioda re-

\*) Przegl. Radjot. XIII, z. 17—18, 1935, str. 109.

gulatoryna łączy się z wtórnem uzwojeniem transformatora pośredniej częstotliwości. Istotnie każdy układ, wyposażony w automatyczną regulację siły odbioru, posiada tendencję do pozornego zmniejszania selektywności, ponieważ spadek krzywej rezonansu zostaje częściowo wyrównany przez automatyczną regulację siły, która zwiększa wzmocnienie dla częstotliwości zbliżonych do częstotliwości rezonansu. Gdy więc za obwodami automatycznie regulowanymi znajduje się jeszcze jeden obwód strojony, wówczas obwód ten (wtórna



Rys. 2.

strona transformatora pośredniej częstotliwości) zachowuje swą pierwotną selektywność. W szereg z anodą diody regulacyjnej znajduje się urządzenie polaryzacyjne, dostarczające ujemnego napięcia tak, że dioda ta zaczyna funkcjonować dopiero wówczas, gdy maximum napięcia sygnału przekroczy napięcie polaryzacyjne.

Rozważmy teraz sposób obliczania układu, podanego na rysunku 2-gim. Przypuśćmy, że reguluje się automatycznie wzmocnienie oktody (AK 1) i pentody-selektody (AF 2), i że wzmocnienie m. cz. jest 80-krotne. Zakładamy ponadto, że uruchomienie automatycznej regulacji siły następuje z chwilą, gdy napięcie małej częstotliwości na siatce sterującej lampy głośnikowej (np. E 463) osiąga 10 V (przy tym napięciu lampa nie jest jeszcze całkowicie wysterowana). Dla różnych napięć m. cz. oblicza się, jak poprzednio, wartości sygnałów na detektorze. Powyższemu napięciu m. cz. odpowiada na diodzie regulacyjnej sygnał pośredniej częstotliwości 0,67 V. Amplituda tego sygnału wynosi 0,95 V. Dioda zaczyna przewodzić prąd przy napięciu polaryzacyjnym (t. j. ujemnym napięciu anody względem katody) ok. -1,3 V. Jeśli więc katoda diody regulacyjnej otrzyma napięcie dodatnie  $0,95 + 1,3 = 2,25$  V, to jeszcze nie przepuści ona sygnału.

a zatem lampy, podlegające automatycznej regulacji wzmocnienia, muszą otrzymać jeszcze ujemne napięcie ok. 1,2 V zapomocą oporu katodowego. W danym przypadku, gdzie początkowa wartość  $V_s$  równa się zeru, potencjał katody lamp regulowanych winien wynosić 2 V. Krzywa C \*) ilustruje przebieg opóźnionej automatycznej regulacji siły odbioru. Rzeczywiste wzmocnienie wielkiej lub pośredniej częstotliwości, przyjęte w powyższych obliczeniach jako równe 100, nie wpływa na kształt krzywej regulacji. Jeśli to wzmocnienie jest większe, wzrasta tylko maksymalna czułość odbiornika, a wówczas jedność na osi poziomej odpowiadałaby np. 10 V zamiast 17 V. Krzywa pozostaje niezmienną.

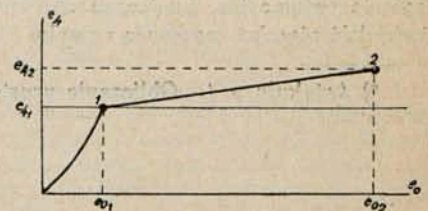
Przy projektowaniu układu z automatyczną regulacją siły odbioru może chodzić nie tylko o osiągnięcie pewnego opóźnienia, lecz również np. o nieprzekroczenie określonej wartości napięcia m. cz. na siatce lampy głośnikowej. Tę granicę stanowić może napięcie, przy którym lampa głośnikowa jest całkowicie wysterowana lub też 2-krotnie względnie 3-krotnie przesterowana. W tym ostatnim przypadku należy, oczywiście, o tyle cofnąć ręczny regulator siły, aby reprodukcja nie była zniekształcona. Rysunek 4-ty przedstawia krzywą regulacji. Od 0 do punktu 1 automatyczna regulacja siły nie funkcjonuje wskutek opóźnienia. Jej działanie rozpoczyna się w punkcie 1, któremu odpowiada napięcie  $e_{a1}$  na siatce lampy głośnikowej; napięcie to rośnie aż do wartości maksymalnej  $e_{a2}$  w punkcie 2, którą się osiąga przy najsilniejszym sygnale w antenie. Napięcie  $e_{a2}$  może być napięciem, przy którym lampa głośnikowa jest całkowicie wysterowana. Założmy, że urządzenie opóźniające przestaje działać z chwilą, gdy napięcie na siatce lampy głośnikowej osiąga 10 V. Na rysunku 4-tym mamy więc:  $e_{a1} = 10$  V. Przypuśćmy, że napięcie to wzrośnie o 50% dla najsilniejszego sygnału w antenie, który niech się równa 0,5 V. Zatem  $e_{a2} = 15$  V. W rozważonym już poprzednio przykładzie napięciu m. cz.  $e_s = e_{a1} = 10$  V odpowiadał sygnał 0,67  $\mu$ V. Przy 0,5 V w antenie sygnał jest więc 7 500 razy większy. Lecz ponieważ  $e_{a1}$  wzrosło 1,5 raza, więc wzmocnienie w. cz. powinno być zredukowane nie 7 500, lecz 5 000 razy, czyli nachylenie globalne dwóch lamp AK 1 AF 2 musi być zmniejszone w stosunku 5 000 : 1.

Rysunek 5-ty przedstawia krzywą, dającą nachylenie tych dwóch lamp (następujących po sobie) w funkcji ujemne-

Przyst. $e_0$	$e_0$	$S_1$	Wzmocnienie	$e_1$	$S_2$	Wzmocnienie	$e_2$	$V_s$	$e_3$	$e_4$	Wsp	Przyst. $e_4$
1 x	17 $\mu$ V	0,5 mV/V	100 x	17 mV	2,5 mV/V	100 x	0,17 V	0 V	0,025 V	2 V	0,05 W	1 x
1 x	67 ..	0,5 ..	100 ..	67 ..	2,5 ..	100 ..	0,67 ..	0 ..	0,125 ..	10 ..	125 ..	5 x
18 x	306 ..	0,3 ..	60 ..	184 ..	1,5 ..	60 ..	11 ..	0,5 ..	0,25 ..	20 ..	5 ..	10 x
310 x	5000 ..	0,1 ..	20 ..	105 ..	0,5 ..	20 ..	21 ..	1,7 ..	0,30 ..	40 ..	40 ..	20 x
2200 x	33000 ..	0,04 ..	8 ..	310 ..	0,25 ..	10 ..	31 ..	3,0 ..	0,75 ..	60 ..	60 ..	30 x

Rys. 3.

Ta wartość posłuży za punkt wyjścia dla dalszych obliczeń. W układzie praktycznym z rysunku 2-go wyzyskuje się napięcie katody lampy m. cz. jako polaryzację anody diody regulacyjnej. Na rysunku 3-cim z artykułu p. t. „Obliczanie prostej automatycznej regulacji siły” znajdują się krzywe, przedstawiające napięcie wyprostowane w funkcji napięcia zmiennego dla różnych ujemnych napięć anody diody. Całe obliczenie jest zawarte w tabeli (rys. 3), przyczem podobnie, jak i poprzednio, założyliśmy, że przy najniższym napięciu regulacyjnym ( $V_s$ ) lampy mają swe normalne nachylenie. W poprzedniej tabeli napięcie to wynosiło 0,8 V,



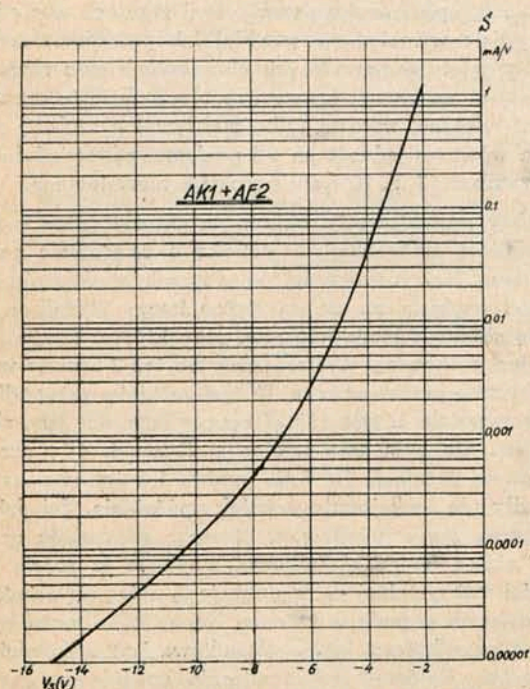
Rys. 4.

go napięcia siatki (krzywa ta została obliczona zapomocą krzywych z rysunku 2-go artykułu „Obliczenie prostej automatycznej regulacji siły odbioru”). Z rysunku tego wynika, że dla uzyskania powyższego zmniejszenia wzmocnienia niezbędne jest napięcie regulacyjne równe 7 V. Powstaje teraz pytanie, w jaki sposób osiągnąć to dodatkowe ujemne napięcie siatki. W tym celu można dodać jeden stopień wzmocnienia wielkiej lub pośredniej częstotliwości, redukując jednocześ-

\*) Rys. 6-ty artykułu „Obliczanie prostej automatycznej regulacji siły”.



nie proporcjonalnie wzmacnienie małej częstotliwości. W ten sposób otrzymuje się silniejszy sygnał na diodzie i wskutek tego większe napięcie regulacyjne. Wzmacnienie m. cz. powinno być więc zredukowane w takiej mierze, aby dla największych amplitud na diodzie napięcie m. cz. na siatce lam-



Rys. 5.

py głośnikowej nie przekroczyło zgóry określonej wartości granicznej. W pewnych przypadkach możnaby było nawet obejść się bez wzmacnienia m. cz. i zastosować bezpośrednio po diodzie lampę głośnikową. W przybliżeniu układ ten daje się obliczyć w sposób następujący: ponieważ założyliśmy już, że dioda otrzymuje większe sygnały, więc możemy przyjąć, że detekcja ma przebieg liniowy i sygnał m. cz. jest proporcjonalny do sygnału w. cz. Sygnał w. cz. na detektorze w punkcie 2 równa się 1,5-krotnej wartości sygnału w. cz. w punkcie 1. Wytworzone przez diodę napięcie regulacyjne znajdujemy z krzywej na rysunku 3-cim \*). Dla silnych sygnałów można przyjąć, że to napięcie równa się w przybliżeniu amplitudzie niemodulowanej fali nośnej, zmniejszonej o napięcie regulacyjne, konieczne dla opóźnienia. Można to stwierdzić również zapomocą rysunku 3 artykułu p. t. „Obli-

\*) Artykułu p. t. „Obliczanie prostej automatycznej regulacji siły”.

czanie prostej automatycznej regulacji siły”. Wybiera się więc napięcie polaryzacyjne diody równe wartości szczytowej sygnału na detektorze w punkcie 1 krzywej np.  $E_1$ . Niezbędne napięcie regulacyjne  $-7$  V równa się więc

$$1,5 \bar{E}_1 - E_1 = 7 \text{ V}$$

skąd

$$\bar{E}_1 = 14 \text{ V.}$$

Stąd wynika, że musimy mieć 10 V napięcia m. cz. na siatce lampy głośnikowej przy sygnale w. cz.  $\frac{14}{\sqrt{2}} = 10$  V na

detektorze (punkt 1). Jeśli rolę detektora spełnia dioda, wówczas (jak wynika z krzywej na rysunku 1-szym, podanej w artykule p. t. „Duo-dioda” w zeszytach 3—4 Przegł. Radjotechn.), przy głębokości modulacji 30% i napięciu w. cz. 10 V, napięcie m. cz. będzie równe 2,4 V. Dla otrzymania napięcia 10 V na siatce lampy głośnikowej niezbędne jest jeszcze wzmacnienie równe  $\frac{10}{2,4}$ , t. j. czterokrotne. Ponieważ

w poprzednich obliczeniach przyjęliśmy, że wzmacnienie m. cz. wynosi 80, więc należy zastosować teraz dodatkowe wzmacnienie w. cz., równe  $\frac{80}{4} = 20$ , aby czułość odbiornika

nie uległa zmianie. Z powyższego przykładu wynika, że używa się lepszą automatyczną regulację siły, zmniejszając wzmacnienie m. cz. i zwiększając wzmacnienie w. cz. W praktyce nie stosuje się czterokrotnego wzmacnienia, jeśli wzmacnienie m. cz. nie jest konieczne dla adaptera. W przeciwnym razie można automatycznie zredukować wzmacnienie do 3 przy przejściu na odbiór radiowy. Jeśli przyłączenie adaptera nie jest przewidziane, nie stosuje się wzmacnienia m. cz. i łączy się diodę bezpośrednio z lampą głośnikową, zwiększając równocześnie odpowiednio wzmacnienie w. cz. Jeśli się jednak pragnie zachować w tych warunkach ręczną regulację siły, należy zastosować potencjometr w roli oporu upływowego lampy głośnikowej, łącząc ruchomy kontakt z siatką tej lampy, a diodę — z końcem potencjometra.

Inż. A. Launberg.

## KOMUNIKAT ZARZĄDU SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ S. E. P.

W środę, dn. 20 listopada r. b., o godz. 20-ej, w lokalu SEP., ul. Królewska 15, odbędzie się zebranie odczytowe Sekcji, na którym kol. *M. Hupert* wygłosi odczyt p. t. „Modulacja krótkofalowej radiostacji nadawczej w Babicach koło Warszawy”. Po odczycie nastąpi dyskusja.

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

Biuro Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro  
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 w dzierżawie Spółki Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.