

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XIII.

1 Lutego 1935 r.

Zeszyt 3—4

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

D U O - D I O D A *)

Duo-Diode

Inż. Aleksander Launberg

L'auteur analyse les conditions de fonctionnement d'une diode détectrice séparée et incorporée dans une ampoule contenant également un système amplificateur basse fréquence. Il décrit ensuite la nouvelle duo-diode Philips type AB 1, établit la formule donnant le taux maximum de profondeur de modulation admissible pour une diode, passe en revue les différents schémas possibles de la diode fonctionnant en détectrice et indique les diverses applications de la seconde diode qui permet de réaliser le réglage automatique du volume sonore (système simple, différé, amplifié ainsi que différé et amplifié simultanément).

Zalety detekcji dwuelektrodowej są powszechnie znane i były już wszechstronnie omówione w literaturze radjotechnicznej, która ostatnio bardzo się interesuje tą kwestią w związku z automatyczną regulacją siły odbioru. Ten podwójny problem zamierzamy obecnie zanalizować w toku dalszych rozważań pod kątem widzenia odpowiedniej lampy, przystosowanej do spełniania funkcji detektora i samoczynnego regulatora siły.

Jak wiadomo, detekcja zapomocą diody ma przebieg linjowy, t. j. krzywa, przedstawiająca napięcie wyprostowane w funkcji doprowadzonego napięcia wielkiej częstotliwości, stanowi linię prostą (rys. 1). Twierdzenie to jest słuszne, gdy dioda nie jest nasycona. Założmy, że najwyższe napięcie w. cz., jakie można przyłożyć do anody diody, równa się napięciu granicznemu, przy którym jeszcze nie występuje zakrzywienie charakterystyki detekcji; w tych warunkach będzie rzeczą jasną, że to maksymalne napięcie w. cz. zależy od prądu nasycenia diody i jej oporu upływowego, ponieważ napięcie wyprostowane jest w przybliżeniu równe amplitudzie przyłożonego napięcia zmiennego. Zatem przy mniejszym oporze upływowym prąd płynący przez ten opór a więc również przez diodę staje się większy. Opór upływowo diody nie może być dowolnie zwiększony, gdyż z punktu widzenia małej częstotliwości jest on równolegle połączony z oporem upływowym następnej lampy wzmacniającej, którego wartość jest ograniczona do 1 lub 2 MΩ. Ko-

nieczny jest więc duży prąd nasycenia, aby można było doprowadzić do diody większe amplitudy przy małych wartościach jej oporu upływowego.

Zasadę detekcji dwuelektrodowej zastosowano już w binodzie¹⁾. Jednakowoż dioda tej lampy ma mały prąd nasycenia, ponieważ skombinowanie jej z systemem wzmacniającym w jednej bańce zmusza do wydatnego zredukowania wymiarów anody. Uwaga ta dotyczy wszelkich diod wbudowanych do jednej lampy wraz z triadą, tetrodą, pentodą małej częstotliwości lub pentodą głośnikową. Dla uzyskania pewnego prądu nasycenia niezbędna jest określona długość katody i gdy się dobiera duży prąd nasycenia aby móc pracować przy większych amplitudach, długość katody zajęta przez diodę (względnie diody) staje się tak wielka, że do dyspozycji systemu wzmacniającego pozostaje zbyt mała część katody.

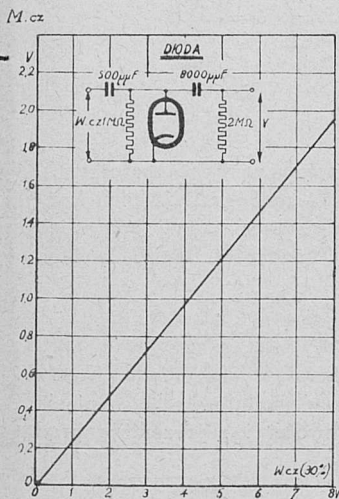
Ograniczony prąd nasycenia sprawia, że diody wymagają znacznego wzmocnienia małej częstotliwości. Jeśli więc pragnie się stosować diodę binody bezpośrednio (t. j. bez wzmocnienia m. cz.) przed lampą głośnikową, dioda ta zostaje przeciążona i powoduje zniekształcenie. Oczywiście to samo zjawisko występuje w diodach, wbudowanych do lamp końcowych. Z powyższego wynika, że bardziej racjonalne rozwiązanie polegałoby na stosowaniu dla detekcji diody w postaci oddzielnej lampy, która ponadto pozwala znacznie lepiej odizolować układ w. cz. i jednocześnie ułatwia wyeliminowanie tej częstotliwości przed wzmacniaczem m. cz.

Z drugiej strony pomimo odekranowania obydwóch systemów skombinowanych w jednej bańce, występuje zawsze z powodu drutów łączeniowych, znajdujących się w cokole, mała pojemność między anodą diody a siatką sterującą systemu wzmacniającego; pojemność ta, zwiększona przez zewnętrzne przewody, umożliwia pewnej części napięcia w. cz. przedostanie się na siatkę sterującą.

Wyciągając konsekwencje z przytoczonych rozważań, przemysł lamp katodowych zrezygnował z zeszlórocznej linii postępowania, która polegała na kombinowaniu w jednej bańce diod z różnymi systemami wzmacniającymi, co prowadziło do powstania bardzo dużej ilości różnych typów lamp, przy czym właściwości elektryczne zarówno diod jak i wbudowanej wraz z nimi triody, tetrody lub pentody poważnie cierpiały wskutek takiego przymusowego zespolenia. Wyrazem nowej tendencji konstrukcyjnej jest ukazanie się oddzielnej lampy, zawierającej dwie diody, czyli t. zw. duo-diody. Takie rozwiązanie problemu nietylko umożliwia logiczną i lepszą budowę diod i lampy wzmacniającej, lecz ponadto zapobiega trudnościom, jakimi dały się we znaki konstruktorom odbiorników w postaci szkodliwych sprzężeń,

¹⁾ Por. art. autora p- t. „Binoda”, Przegląd Radio-techniczny, Zeszyt 13—14, 1933 r.

*) Wpłynął do Redakcji w m-cu wrześniu 1934 r.



Rys. 1.

wynikających ze wzajemnego oddziaływania dwóch odrębnych lamp, umieszczonych w jednej bańce.

Prąd nasycenia duo-diody Philipsa AB 1 jest tak duży, że do lampy tej nawet przy małym oporze upływowym można doprowadzić największe napięcia zmienne, jakie zdarzają się w praktyce. W ogólności należy przyjąć, że prąd stały w oporze upływowym nie powinien przekroczyć $0,8 \text{ mA}^2$), podczas gdy największa dopuszczalna amplituda napięcia sygnału wynosi 200 V . Uwzględniając, że napięcie stałe występujące na oporze upływowym równa się amplitudzie niezmodylowanej fali nośnej, można zapomocą powyższej wartości maksymalnego prądu stałego z łatwością obliczyć dla każdego oporu upływowego maksymalną dopuszczalną wartość sygnału wielkiej lub pośredniej częstotliwości. Jest rzeczą jasną, że wartość ta rośnie wraz z oporem upływowym; z drugiej strony ogranicza ją względem na izolację między odpowiednimi częściami lampy.

Tak np. przy oporze upływowym $0,1 \text{ M}\Omega$ maksymalne dopuszczalne napięcie (skuteczne) w. cz. wynosi:

$$\frac{0,1 \cdot 10^6 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 56,7 \text{ V.}$$

Przy 100% głębokości modulacji amplituda napięcia w. cz. równa się

$$2 \cdot 56,7 \cdot \sqrt{2} = 160 \text{ V.}$$

Wartość ta jest niższa od maksymalnej dopuszczalnej dla diody amplitudy napięcia w. cz. (200 V), a zatem w danym przypadku rolę czynnika ograniczającego spełnia prąd.

Przy oporze upływowym $1 \text{ M}\Omega$ maksymalne napięcie skuteczne w. cz. jest równe

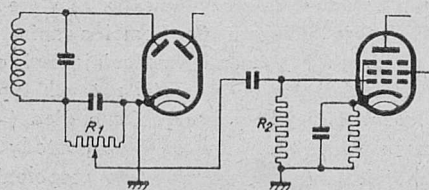
$$\frac{10^6 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{2}} = 56,7 \text{ V}$$

co przy 100% głębokości modulacji odpowiada amplitudzie 1600 V . W rozważanym przypadku granicę stanowi maksimum dopuszczalnej amplitudy 200 V , co jest równoznaczne z sygnałem w. cz. o napięciu skutecznym

$$\frac{200}{2\sqrt{2}} = 70,9 \text{ V.}$$

Stosując opór $0,125 \text{ M}\Omega$ otrzymuje się równocześnie maksimum prądu stałego i maksimum amplitudy.

Zniekształcenie w lampie AB 1, występujące przy wyżej wymienionych maksymalnych obciążeniach wynosi mniej, niż 1% przy głębokości modulacji 90%. Jak wiadomo, detektory anodowe wywołują zniekształcenie, które może osiągnąć $1/4$ głębokości modulacji, czyli przy 90% głębokości modulacji zniekształcenie równa się 22,5%. Z punktu widzenia zniekształceń detektor dwuelektrodowy niewątpliwie góruje nad detektorem anodowym. Tak niski procent zniekształceń można uzyskać pod warunkiem zastosowania odpowiedniego układu.

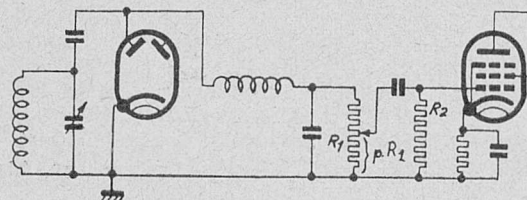


Rys. 2.

Rysunki 2 i 3 wskazują, jak należy łączyć diodę, służącą do detekcji z następną lampą, przyczem na rys. 3 jeden koniec wtórnego uzwojenia transformatora pośredniej częstotliwości jest uziemiony.

²⁾ Odpowiednia wartość dla diody binody E 444 wynosi tylko $0,1 \text{ mA}$.

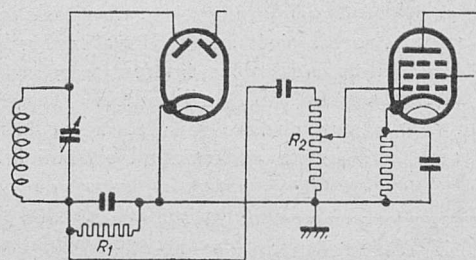
W obydwóch przypadkach układ powinien być tego rodzaju, aby regulacja siły odbioru odbywała się zapomocą potencjometru, stanowiącego równocześnie opór upływowi diody. Układ z rys. 4 jest niewłaściwy, ponieważ przy dużej głębokości modulacji powoduje on poważne zniekształcenie. Uzasadnienie tego twierdzenia wymaga analizy warunków pracy diody oraz obliczenia maksymalnej dopuszczalnej głębokości modulacji bez wprowadzenia zniekształceń.



Rys. 3.

Rozważmy w tym celu zwykły schemat detekcji dwuelektrodowej (uwidoczniony na rys. 5) w którym R_1 oznacza opór upływowi diody a R_2 — opór upływowi następnej lampy m. cz. Zakładamy, że kondensator sprzęgający C_2 ma bardzo dużą pojemność.

Gdy napięcie wyprostowane, występujące na kondensatorze C_1 , ma stałą wartość, t. j. przy niemodylowanej fali nośnej, kondensator ten rozładowuje się przez R_1 , który w danym przypadku stanowi opór dla prądów stałych za kondensatorem C_1 .

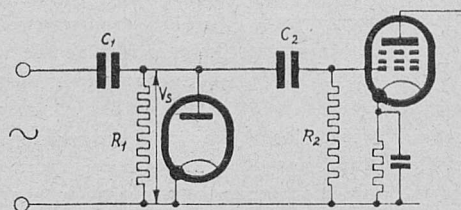


Rys. 4.

Natomiast dla napięć zmiennych na kondensatorze C_1 , R_2 jest równolegle połączony z R_1 , ponieważ dla nich kondensator C_2 praktycznie nie przedstawia żadnej oporności. Opór dla prądów zmiennych za kondensatorem C_1 wynosi więc

$$R_z = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Rys. 6 ilustruje rodzinę charakterystyk diody. Każda krzywa dotyczy określonego niemodylowanego napięcia wielkiej lub pośredniej częstotliwości i reprezentuje prąd



Rys. 5.

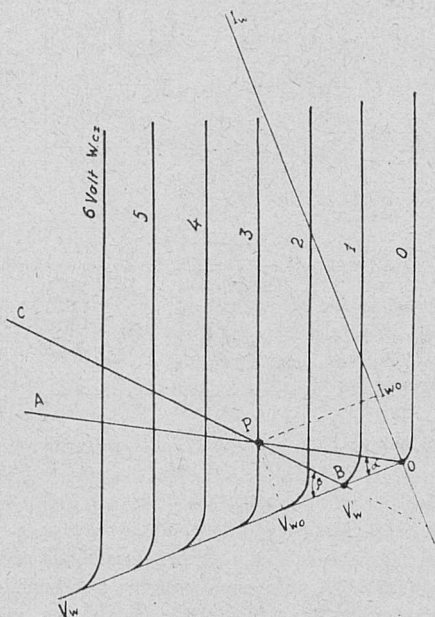
wyprostowany I_w w funkcji napięcia wyprostowanego V_w , występującego na oporze R_1 .

Przy niemodylowanej fali nośnej np. 3 V punkt pracy jest określony przez przecięcie odpowiedniej krzywej z prostą, wyrażającą równanie.

$$V_w = R_1 \cdot I_w.$$

Prosta ta oczywiście przechodzi przez początek układu współrzędnych i tworzy z osią odciętych kąt α tak, że $\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_1}$. Na rys. 6 punkt ten jest oznaczony literą *P*. Napięcie wyprostowane na R_1 równa się V_{wo} , a prąd wyprostowany — I_{wo} .

Przypuśćmy teraz, że fala nośna o napięciu 3 V jest modulowana. Wówczas punkt pracy przesuwa się po linii



Rys. 6.

OA, przyczem przy 100% głębokości modulacji wędruje on między krzywą, odpowiadającą 6 V a początkiem układu współrzędnych. Tego rodzaju działanie występuje tylko wówczas, gdy częstotliwość modulacji jest bardzo mała. Przy wyższych częstotliwościach modulacji wyrażenie $V_w = R_1 I_w$ przestaje być ważne i obowiązuje równanie

$$V_w = R_z I_w.$$

Fala nośna daje ten sam początkowy punkt pracy *P*, co i poprzednio dla krzywej, odpowiadającej 3 V. Jednakowoż przy szybkiej modulacji punkt ten biegnie już teraz wzdłuż linii *BC*, dla której $\operatorname{tg} \beta = \frac{1}{R_z}$.

Rut oka na rys. 6 wskazuje, że amplituda fali nośnej może się zmieniać tylko do 1 V, ponieważ przy głębszej modulacji wystąpiłyby zniekształcenia, spowodowane przez odcięcie wierzchołków fali modulowanej. Na rys. 6 V_w może się zmieniać co najwyżej do V_w' , co odpowiada głębokości modulacji

$$\frac{V_{wo} - V_w'}{V_{wo}}.$$

Obliczymy teraz wartość powyższego wyrażenia.

$$I_{wo} = V_{wo} \cdot \operatorname{tg} \alpha = (V_{wo} - V_w') \operatorname{tg} \beta$$

Stąd

$$\frac{V_{wo} - V_w'}{V_{wo}} = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta} = \frac{R_z}{R_1}.$$

Maksymalna dopuszczalna głębokość modulacji ($m_{\max}$), przy której jeszcze nie występuje zniekształcenie, wynosi więc

$$m_{\max} = \frac{R_z}{R_1}.$$

Powróćmy teraz do schematów, uwidocznionych na rys. 2, 3 i 4. W zastosowaniu do układu z rys. 4 mamy

$$R_z = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

R_1 z rys. 5 odpowiada R_1 z rysunków 2, 3 i 4.

Zatem

$$m_{\max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \dots \dots \dots (1)$$

Dla układu z rys. 3-go

$$R_z = (1 - p) R_1 + \frac{p R_1 R_2}{p R_1 + R_2}$$

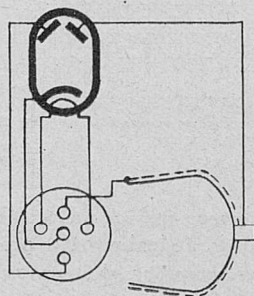
Stąd

$$m_{\max} = (1 - p) + \frac{p R_2}{p R_1 + R_2} \quad \dots \dots \dots (2)$$

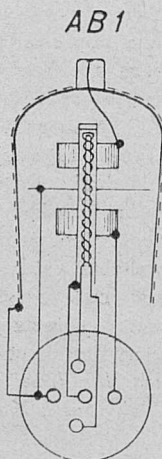
Z porównania wyrażeń (1) i (2) wynika, że podczas gdy w układzie z rys. 4-go $m_{\max}$ nie zmienia się, $m_{\max}$ z rys. 3-go jest w najgorszym wypadku ($p = 1$) równe $m_{\max}$ z rys. 4-go i stale się zwiększa w miarę regulacji (gdy p maleje, $m_{\max}$ zdąża szybko do jedności). Naogół potencjometr będzie stale znajdował się w pozycji odpowiadającej dużej sile odbioru i małemu $m_{\max}$.

Spełniająca rolę detektora dioda (z anodą wyprowadzoną nazewnątrz na wierzchołku bańki celem zredukowania pojemności) może być połączona z lampą głośnikową bezpośrednio lub za pośrednictwem lampy wzmacniającej m. cz. Przewody, idące do potencjometru, winny być dobrze ekranowane celem uniknięcia przydzwieku prądu zmiennego i sprzężeń m. cz.; doprowadzenia do diody należy jaknajbardziej oddalić od siatek lamp wielkiej i pośredniej częstotliwości. Ruchomy kontakt potencjometru R_1 musi być odizolowany od swej osi.

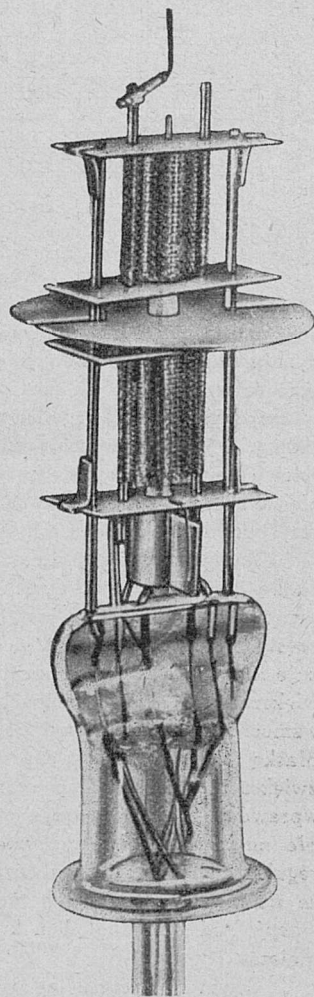
W dotychczasowych rozważaniach zajmowaliśmy się duo-diodą z punktu widzenia detekcji, obecnie wypada poświęcić nieco uwagi innej dziedzinie zastosowania tej lampy, t. j. automatycznej re-



Rys. 7.



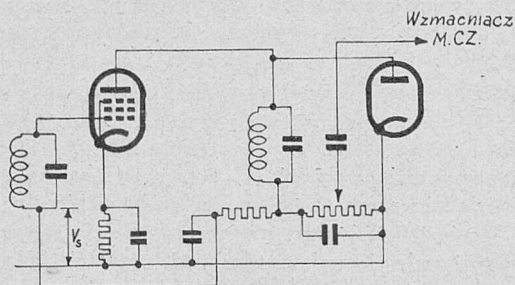
Rys. 8.



Rys. 9.

gulacji siły. Funkcję tę spełnia druga dioda której anoda łączy się z nóżką w cokole (rys. 7). Dioda ta jest bardzo skutecznie odekranowana od diody detekcyjnej, przyczem ekran jest połączony z zewnętrzną powłoką metalową lampy (rys. 8 i 9).

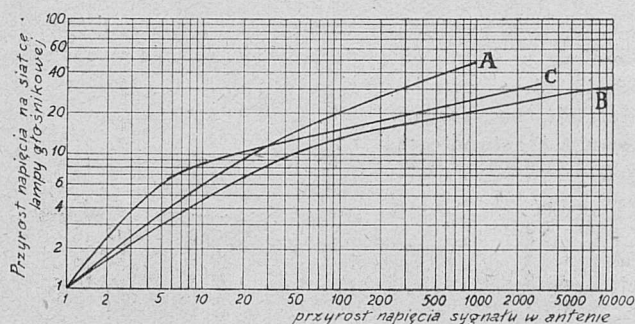
Najprostszy układ dla automatycznej regulacji siły od-



Rys. 10.

bioru wskazany jest na rys. 10. Napięcie wyprostowane, występujące w obwodzie diody detekcyjnej na oporze upływowym zostaje przekazane za pośrednictwem filtra RC lampie, regulowanej (np. pentodzie-selektodzie AF 2), jako dodatkowe ujemne napięcie siatki tej lampy.

Pojęcie o sposobie działania tego układu daje krzywa, która ilustruje przyrost napięcia małej częstotliwości na siatce sterującej lampy głośnikowej w funkcji przyrostu napięcia sygnału w antenie (rys. 11, krzywa A).



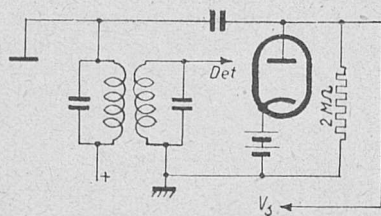
Rys. 11.

Z przebiegu krzywej widać, że moc wyjściowa nie jest bynajmniej stała dla słabych sygnałów. Jednakowoż w praktyce rozważany system posiada wystarczającą skuteczność i w znacznym stopniu łagodzi zakłócenia, spowodowane przez fading. W braku automatycznej regulacji siły napięcie wyjściowe zmniejszałoby się proporcjonalnie do kwadratu napięcia sygnału ze względu na paraboliczny przebieg charakterystyki diody dla słabych sygnałów.

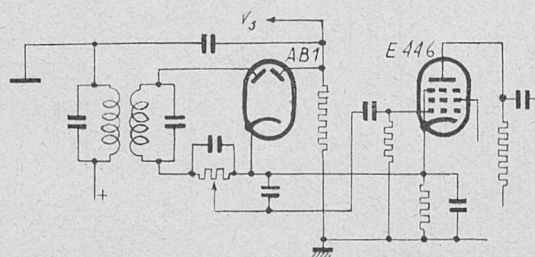
Napięcie wyprostowane diody można doprowadzić na siatkę nie jednej lecz dwóch lamp. Można np. przyjąć, że pentoda selektoda AF 2 jest lampą wzmacniającą pośredniej częstotliwości, a poprzedza ją oktoda AK 1. Te warunki obrazuje krzywa B, która wskazuje, że skuteczność regulacji jest większa przy dwóch lampach, niż przy jednej. Regulacja wzmocnienia dwóch lamp pozwala więc już uzyskać dość płaską krzywą (B); należy jednak podkreślić, że dalsze zwiększenie liczby lamp regulowanych chybia celu, gdyż wprawdzie można tą drogą otrzymać stałą moc wyjściową, ale na zbyt niskim poziomie. Skuteczność automatycznej regulacji siły jest przy dwóch lampach regulowanych taka, że trudno osiągnąć pełną moc wyjściową dla dużej liczby stacji. Pod tym względem krzywa A byłaby już odpowiedniejsza.

Celem uniknięcia tej trudności można stosować t. zw. opóźnioną automatyczną regulację siły. System ten opóźnia

rozpoczęcie działania automatycznej regulacji siły, aż do chwili, gdy maksymalna moc wyjściowa zostaje osiągnięta. Zasadę systemu wskazuje rys. 12a. W danym przypadku funkcje detekcji i automatycznej regulacji siły są całkowicie oddzielone, a napięcie regulacyjne pobiera się z drugiej diody lampy AB 1.

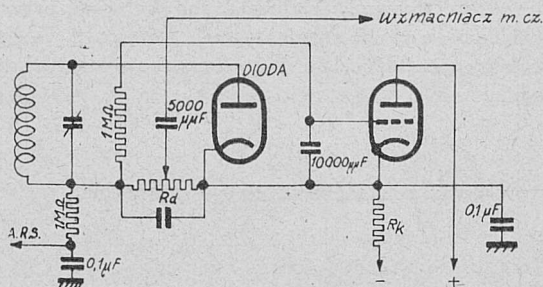


Rys. 12a.



Rys. 12b.

Na rys. 12b anoda diody przeznaczonej do automatycznej regulacji siły, jest połączona poprzez kondensator z pierwotnym uzwojeniem transformatora pośredniej częstotliwości. Uzwojenie to daje mniej więcej to samo napięcie zmienne, co uzwojenie wtórne, lecz za to tłumienie jest rozłożone na oba uzwojenia. W szereg z anodą diody dla automatycznej regulacji siły znajduje się urządzenie, dostarczające ujemnego napięcia tak, że dioda ta zaczyna funkcjonować dopiero wówczas, gdy maksimum napięcia sygnału przekroczy napięcie polaryzacyjne. Przypuśćmy, że uruchomienie automatycznej regulacji siły następuje z chwilą, gdy napięcie m. cz. na siatce sterującej lampy głośnikowej osiąga 10 V. Jak wynika z obliczeń³⁾ przeprowadzonych dla odbiornika z lampami AK 1, AF 2, AB 1, E 446 i E 463, powyższemu napięciu m. cz. odpowiada na diodzie sygnał pośredniej częstotliwości 0,67 V. Amplituda tego sygnału wynosi 0,95 V. Dioda zaczyna przewodzić prąd przy napięciu polaryzacyjnym ok. — 1,3 V. Jeśli katoda diody regulacyjnej otrzyma napięcie dodatnie $0,95 + 1,3 = 2,25$ V, to jeszcze nie



Rys. 13.

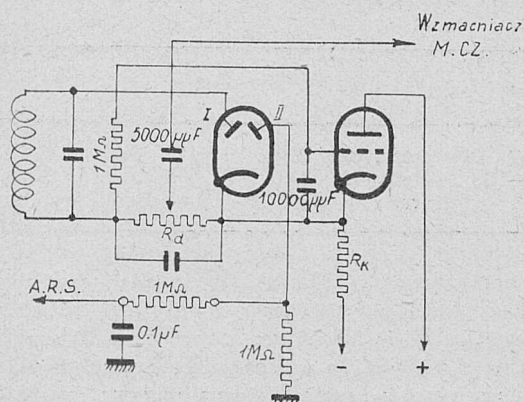
przepuści ona sygnału. W układzie z rys. 12b wyzyskuje się napięcie katody lampy m. cz. jako polaryzację.

Krzywa C z rys. 11-go ilustruje przebieg opóźnionej automatycznej regulacji siły.

³⁾ Obliczenie automatycznej regulacji siły stanowić będzie przedmiot oddzielnego artykułu.

W niektórych układach odbiorczych pożądane jest duże napięcie regulacyjne przy małym napięciu na detektorze. Można wówczas wzmocnić to ostatnie napięcie przed doprowadzeniem go na siatki sterujące lamp wielkiej lub pośredniej częstotliwości.

W schemacie z rys. 13-go w miarę wzrostu sygnału siatka triody staje się bardziej ujemna. Skutkiem tego prąd



Rys. 14.

anodowy, jak również spadek napięcia na oporze katodowym R_k , maleje. Potencjał katody zmniejsza się, a zapomocą tego potencjału można regulować wzmocnienie selektod. Łącząc opór R_k z punktem odbiornika o dostatecznie ujemnym potencjale względem chassis, otrzymuje się napięcie katody minus 2 V w nieobecności sygnału. W rozważanym układzie wykorzystuje się dla regulacji wzmocnienia lamp wielkiej lub pośredniej częstotliwości nie tylko zmienny potencjał katody, lecz również ujemne napięcie na zaciskach oporu diody (R_d). Dioda ta służy równocześnie do detekcji i sygnał zdetektorowany zostaje doprowadzony do lampy głośnikowej za pośrednictwem odpowiedniej lampy wzmacniającej m. cz.

Oczywiście również i przy wzmocnionej automatycznej regulacji siły można zastosować urządzenie opóźniające.

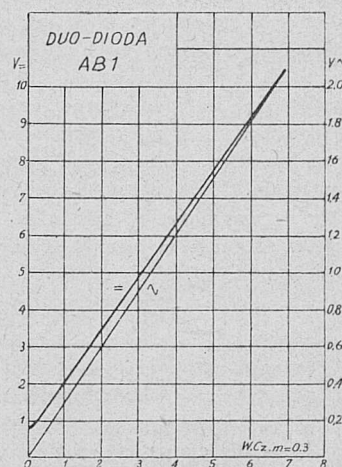
Odpowiedni układ dla wzmocnionej i opóźnionej automatycznej regulacji siły jest uwidoczniiony na rys. 14. W nieobecności sygnału katoda triody jest dodatnia względem chassis. Anoda diody II połączona z nią za pośrednictwem oporu znajduje się na tym samym potencjale co i chassis. Napięcie anody diody II jest również doprowadzone na siatki selektod, których katody mają dodatni potencjał 2 V celem uniknięcia prądów siatkowych. Dioda II zaczyna przewodzić prąd dopiero z chwilą, gdy napięcie katody przybiera wartość $+1,3$ V względem anody, aby potem stać się ujemne. Ponieważ opór upływowy tej diody jest bardzo duży w porównaniu z jej opornością wewnętrzną, anoda będzie miała napięcie równe napięciu katody, gdy ta ostatnia będzie ujemna.

Omówione wyżej układy nie wyczerpują wszystkich zastosowań duo-diody, pozwalają jednak zorientować się co do zasadniczych możliwości praktycznych tej lampy.

Na zakończenie podajemy dane elektryczne duo-diody AB I.

Napięcie żarzenia . . . 4 V
Prąd żarzenia . . . 0,66 A
Maksymalna amplituda napięcia zmiennego . . . 200 V
Maksymalny dopuszczalny prąd stały 0,8 mA
Maksymalne napięcie między katodą a włóknem . . . 50 V

Charakterystyki duo-diody, przedstawiające napięcie wyprostowane oraz napięcie małej częstotliwości w funkcji modulowanego napięcia sygnału, są uwidocznione na rysunku 15-tym.



Rys. 15.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

Magnetrony.

Drgania elektryczne o częstotliwościach powyżej 100 megacykli ($\lambda < 3$ m) można otrzymać w układach z lampą z polem hamującym (Bremsfeldschaltung, lampe à champ de freinage) lub w układach magnetronowych. Te ostatnie pozwalają uzyskiwać znacznie większą moc drgań szybkich i dlatego uświatowania obecnej techniki idą w kierunku opracowywania odpowiednich lamp i układów magnetronowych, któreby mogły znaleźć zastosowanie praktyczne. Ostatnio na tem polu mamy do zanotowania znaczny postęp. Société Française Radio-Électrique, Zakłady Philips'a oraz Marconi'ego podają do wiadomości, iż posiadają opracowane typy lamp magnetronowych oraz kompletne układy nadawcze dla fal o długościach poniżej 3 metrów.

Société Fr. R-E prowadzi systematyczne badania w tej dziedzinie już od dłuższego czasu. W swym kwietniowym biuletynie z r. 1934 ogłasza dłuższy artykuł o magnetronach, napisany przez kierownika laboratorium M. Ponte'a, w którym podaje szczegółowy opis, całkowicie już opracowanych, kilku modeli generatorów. W pierwszej części artykułu podana jest elementarna teoria funkcyjono-

wania oscylatora magnetronowego oraz są opisane doświadczenia, służące do jej sprawdzenia. Opracowany typ lampy posiada anodę podzieloną na dwie części (split — anode). Otrzymywane drgania są typu dynatronowego, według terminologii Megaw'a¹⁾ i zawarte są w obszarze długości fal od 70 cm do 5 m. W tablicy I-ej podano średnice anody lampy magnetronowej, dolną granicę długości otrzymywanych fal oraz maksimum dopuszczalnej mocy wejściowej.

Tablica I.

Średnica anody	Dolna granica λ cm	Maks. moc wejściowa
5 mm	70	25 W.
10 "	120	40 "
20 "	250	10 "

W artykule jest omówiona dalej sprawa modulacji drgań oraz wskazane są dwie metody modulacji, stosowane w opracowanych modelach nadajników.

¹⁾ The Inst. of El. Eng. Proc. of the Wir. Sect. 8.72.1933.

Pozatem zwrócono uwagę na ciekawe zjawisko wzrostu prądu anodowego powyżej wartości natężenia prądu nasycenia przy wartościach pola magnetycznego bliskich wartości krytycznej. Tłomaczy się ono, prawdopodobnie, wtórną emisją elektronów z katody, wywołaną przez powracające od anody elektrony²⁾. Niektóre dane opracowanych modeli oscylatorów podane są w tablicy II.

Tablica II.

Typ nadajnika	Obszar fal cm	Moc wejściowa	Wydajność	V_a wolt	Ciężar		
M. 407	70 — 120	20 w	50%	700	35 kg	telegraf i telefon	
M. 420	350 — 500	90 — 100	50%	900 — 1000	—	telegraf	
M. 410	120 — 250	—	—	—	—	telegraf i telefon	10—15 w. energii wypromien.

Używana antena jest pionową o długości $\lambda/4$. Jest ona połączona z obwodem oscylującym lampy zapomocą przewodów, utworzonych z dwóch rurek umieszczonych współosiowo. Rurka wewnętrzna łączy się z anteną. Dla wzmocnienia promieniowania w określonym kierunku stosowano reflektory. Podano opis czterech używanych układów antenowych. Dla odbioru fal o długościach 1 do 1,50 m używany jest odbiornik superreakcyjny, zaś dla fal krótszych (od 0,80 do 1,20 m) — specjalny układ, składający się z jednej lub dwu, połączonych symetrycznie, lamp z polem hamującym. Mała częstotliwość wzmacniana jest przez zwykły wzmacniacz. Z opisanym sprzętem zostały wykonane doświadczenia w terenie, których główne wyniki zestawiono w tabl. III.

Tablica III.

Długość fali cm	Rodzaj komunikacji	Odległość na której uzysk. odb.	Przypuszczalna granica zasięgu
80 — 100 cm	telefon	11 km	do 100 km
80 — 100 „	telefon	27 „	„ 100 „
350 — 450 „	telegraf	32 „	„ 50 „

W czasie tych doświadczeń zwrócono również uwagę na powstające zakłócenia w odbiorze, powstałe wskutek przeszkód terenowych. Z zebranego materiału doświadczalnego nie udało się wyprowadzić ogólnych wniosków. Umieszczenie nadajnika w lesie nie przerywało połączenia telefonicznego na odległości 5 — 6 km. Wzniesienie gruntu (przerwa w widzialności) w pobliżu nadajnika uniemożliwiało komunikację telefoniczną, lecz nie telegraficzną. Wzniesienie gruntu, oddalone od nadajnika i odbiornika, gdy w ich bezpośredniej bliskości jest teren otwarty może nie przerywać odbioru. Odbiór jest utrudniony, gdy linja nadajnik—odbiornik głównie w ich pobliżu już na przestrzeni 100 m przebiega w niewielkiej odległości równoległe do ziemi. Pozatem umieszczono w tymże biuletynie szczegółowy opis z podaniem części składowych nadajnika dla fal o długościach od 0,70 do 1,20 m.

W czasopiśmie, wydawanym przez Zakłady Philips'a, z sierpnia 1934 r., znajdujemy również bardzo szczegółowy artykuł H. A. Nordlehe'a i K. Posthumus'a o badaniach, przeprowadzonych nad układami magnetronowymi w tamtejszym laboratorium. Na początku artykułu autorzy zaznaczają, że wydajność układu nadawczego maleje b. szybko wraz ze wzrostem częstotliwości przy wytwarzaniu niegasnących drgań zapomocą lamp trójelektrodowych. Największe częstotliwości jakie otrzymać można w zwykłych układach przy

użyciu lamp Philips'a, wynoszą: 60 megacykli (5 m) — dla lampy TA 12/20 000 K, 100 mc (3 m) — dla TA 3/500 K i 150 mc. (2 m) — dla TC 1/75. Można coprawda uzyskać i wyższe częstotliwości przy użyciu niektórych lamp odbiorczych, lecz wydajność wtedy jest minimalna. Próbowano skonstruować lampę specjalną dla otrzymywania drgań o częstotliwościach 500 — 1 000 mc w układzie z polem hamującym (t. zw.

układ Barkhausen'a — Kurz'a). Dla drgań o częstotliwości 600 mc uzyskano moc użyteczną 3 waty przy współczynniku wydajności zaledwie 3%. Autorzy zaznaczają, iż wydaje się niemożliwym podnieść tę wartość dla omawianych układów. Znacznie większą wydajność można otrzymać w układach magnetronowych, które mogą wzbudzać drgania o częstotliwościach od 100 do 1 000 megacykli. Typy takich lamp zostały opracowane w laboratorium Zakładów Philips'a w Holandji. Wyrabiane są dwa typy lamp: z anodą cylindryczną podzieloną na dwie części (dla drgań o częstotliwościach poniżej 150 mc) oraz na cztery części (dla drgań o częst. powyżej 150 mc). Dla natężenia prądu żarzenia 5,5 A prąd nasycenia I_a wynosi 70 mA. Katoda jest zrobiona z drutu wolframowego o długości 20 mm i grubości 220 μ . W artykule podane są wymiary elektromagnesu, który został w ten sposób zaprojektowany, aby w szczelinie powietrznej, wynoszącej 40 mm, otrzymać jednorodne pole magnetyczne rzędu 2 000 gaussów. Ilość amperozwoi wynosi 7 000, użyty jest drut w izolacji z emalii o średnicy 1,2 mm. Maksymalne natężenie prądu magnesującego wynosi 2,5 A przy napięciu 40 V. Włączony opór do obwodu magnesu pozwala regulować natężenie prądu od 0,6 A do 2,5 A, a więc natężenie pola magnetycznego może być zmieniane od 500 gaussów do 2 200. Te natężenia pola magn. przy potencjale na anodzie 1 500 V pozwalają otrzymywać drgania o długościach fali od 0,4 do 3 m. Lampę ustawia się pomiędzy biegunami, magnesu w ten sposób, aby natężenie pola było równoległe do katody. Częstotliwość, otrzymywanych drgań, określa się ze wzorów:

$$\omega = \frac{2 V_a}{r_a^2 \cdot H} \quad (\text{anoda podzielona na 2 części})$$

lub

$$\omega = \frac{4 \cdot V_a}{r_a^2 \cdot H} \quad (\text{anoda podzielona na 4 części}).$$

Okazało się, że dla ułatwienia wzbudzania się drgań w lampie z anodą podzieloną na 4-ry części, należy drucik lub druciki katody lub ich części umieścić ekscentrycznie względem anody. Dzieląc anodę na większą ilość części, stopień ekscentryczności katody należy zwiększyć. Lampa z anodą podzieloną na 4-ry części pozwala uzyskać z łatwością dla fali o długości 60 cm moc wyjściową 50 w. oraz współczynnik wydajności 50%. Przy średnicy anody 1 cm można otrzymać drgania o krótszych długościach fali — do 40 cm (moc wyjściowa 30 w, spólc. wyd. — 30%). W dalszym ciągu artykułu opisany jest sposób dołączania do obwodu oscylacyjnego lampy przewodów, idących do anteny oraz podane są rozważania matematyczne, omawiające warunki dopasowania różnych obwodów między sobą.

Lampy opracowane przez firmę Marconi pozwalają zazwyczaj otrzymywać drgania obu typów: elektronowego dl.

²⁾ Porówn. Megaw Nature (ang.) 132 str. 854. 1933.

fali: 22 do 50 cm) i dynatronowego (dł. fali 1,2 do 5 m). Użytkiwane moce wynoszą dla fali o długości 5 m — 25 w, dla fali 3 m — 30 w i dla fali 1,2 m — 10 w. Natężenie pola magnetycznego dla drgań typu elektronowego tworzy z osią anody kąt 7° do 8° dla drgań typu dynatronowego jest do niej równoległe. Dla lampy typ E. 396 A, która głównie przeznaczona jest dla otrzymywania drgań typu elektronowego, napięcie żarzenia wynosi 3,7 V, prąd żarzenia 4 A, potencjał anody — 1 000 V, prąd emisji 80 mA, maks. prąd anodowy (podczas drgań) — 70 mA, maks. wartość pola magnetycznego — 1 000 gaussów.

W. Majewski.

Dopasowanie obwodów.

(General Radio Experimenter, Lipiec — sierpień 1934)

Dla wyzyskania jaknajwiększej energii w odbiorniku mocy, należy ten ostatni dopasować do generatora. Jest to rzecz ogólnie znana i nie wymaga bliższych wyjaśnień. W praktyce okazuje się jednak, że jeżeli słusznie kładzie się nacisk na sprawę „dopasowania” zachodzi tu pewne nieporozumienie, w przeważnej liczbie wypadków stosowanie naprzykład transformatorów dla dopasowania, potrzebne jest nietylko ze względu na wykorzystanie mocy, ile dla zmniejszenia zniekształceń, wykrzywienia charakterystyki częstotliwości i innych zwykłych wad w obwodach częstotliwości akustycznych.



Rys. 1.

W układach niedopasowanych straty na odbicie są o wiele mniejsze niż sądzą powszechnie. Z punktu widzenia strat można bowiem tolerować duże stosunkowo niedopasowania. Jeżeli E jest napięciem generatora, r jego oporność wewnętrzna a R opór zewnętrzny (bezindukcyjny), to prąd w obwodzie wynosi

$$I = \frac{E}{r + R}.$$

Jeżeli opory są dopasowane $r = R$ i wtedy $I = \frac{E}{2r}$ a moc w obciążeniu

$$I^2 R = I^2 r = \frac{E^2}{4r}.$$

Gdy obwody są niedopasowane

$$I^2 R = \left(\frac{E}{r + R} \right)^2 R.$$

Stosunek mocy w obu wypadkach daje straty, czyli odbicia, czyli niedopasowania w decybelach

$$N_{db} = 10 \lg \frac{I^2 R}{I^2 R} = 10 \lg \frac{(R + r)^2}{4 R r} = 20 \lg \frac{R + r}{\sqrt{4 R r}}.$$

Załączony wykres wyraża zależność między stosunkiem R/r a stratą odbicia. Widzimy tam naprzykład, że gdy lampa o oporze wewnętrznym 5000 Ω założona zostanie bezpośrednio na opór 500 Ω — strata będzie zaledwie 4,8 decybeli.

Gdy jeden z obwodów lub oba posiadają składowe urojone, strata odbicia jest zawsze mniejsza, lecz krzywa powstaje praktycznie bez zmiany, aż do $\varphi = 45^\circ$.

Straty przez niedopasowanie są więc stosunkowo niewielkie i użycie transformatorów przeważnie się nie opłaca pod tym względem, biorąc pod uwagę ich straty własne, rzędu 2 decybeli dla dobrych transformatorów telefonicznych. Wchodzi tu jednak wspomniana już sprawa zniekształceń oraz charakterystyka częstotliwości. Zniekształcenia w lampie trójelektrodowej są zależne w dużym stopniu od wartości oporu anodowego, na jaki lampa pracuje; to samo dotyczy się charakterystyki częstotliwości transformatorów. Transformator przeznaczony do pracy pomiędzy linie 500 Ω a wejściem lampy, będzie wykazywał całkiem inną charakterystykę częstotliwości przy pracy z linią 200 Ω . Straty natomiast będą tu minimalne bo zaledwie 1 decybel. Z innych zjawisk związanych z niedopasowaniem wymienić można np. powstawanie przesłuchu na liniach niedopasowanych i t. d.

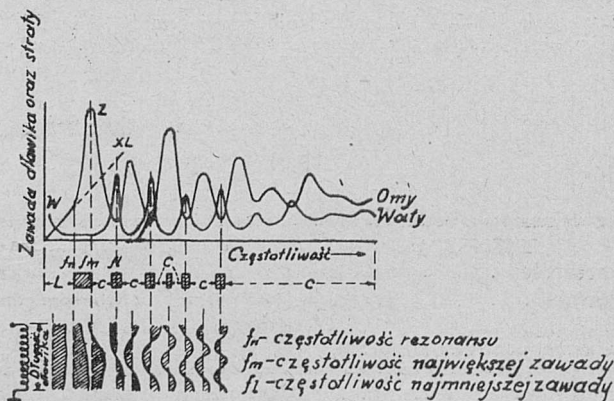
K. Lewiński.

Dławiki wielkiej częstotliwości.

Reuben Lee. Electronics, kwiecień 1934 r.

Zachowanie się dławików wielkiej częstotliwości zmienia się wraz z częstotliwością i dla konstruktora jest niezmiernie ważnym w jakich granicach częstotliwości dany dławik może pracować i z jakim skutkiem. Literatura daje mało danych dotyczących tego przedmiotu. Dławik przedstawiamy więc sobie jako cewkę zabocznikowaną pojemnością, przyczem kombinacja tych elementów daje częstotliwość rezonansu układu oraz jego zawadę dla każdej częstotliwości. Przyjmując takie założenie można przewidzieć zachowanie dławika drogą jednorazowego pomiaru względnie obliczenia jego indukcyjności oraz pojemności własnej.

Dzięki dokładnym a bardziej skomplikowanym niżby się zrazu zdawało pomiarom dokonany w laboratorjach Westinghouse Co. o prawdziwym zachowaniu się dławików można powiedzieć co następuje, posługując się załączonymi wykresami. Zaczynając więc od częstotliwości najniższych, charakterystyka dławika idzie po linii zawady indukcyjnej $X_L = 2\pi f L$. Przy częstotliwości znacznie niższej od częstotliwości własnej cewki f_n nachylenie charakterystyki zaczyna wzrastać i osiąga maksimum przy częstotliwości f_m równej 1,2 do 1,7 f_n . Powyżej tej częstotliwości zawada zmniejsza się i osiąga minimum przy częstotliwości f_l która wynosi od 2,2 do 3 razy f_n . Przy częstotliwościach



Rys. 1.

jeszcze wyższych wzrosty i spadki powtarzają się w szeregu szczytów i dołów, w równych mniej więcej odstępach częstotliwości, na podobieństwo krzywej zawady silnie tłumionej linii o stałych rozłożonych. W punktach najmniejszej zawady straty woltowe w dławiku są znaczne i tworzą drugą krzywą, odpowiednio przesuniętą.

Zmianę rodzaju zawady wskazuje środkowa część wykresu. Dławik jest indukcyjny aż do częstotliwości rezonansu, poczem staje się, pomiędzy f_n i f_m oporowym na dość dużym zakresie częstotliwości (część zakreślowana). Powyżej f_m jest on pojemnościowy aż do częstotliwości trochę mniejszej od f_l poczem znowu daje zawadę nieokreśloną. Dla wyższych częstotliwości jest przeważnie pojemnościowy.

Pomiary które doprowadziły do powyższego wykresu były dokonane na całym szeregu rozmaitych dławików z podobnym rezultatem. Wynika więc stąd jasno, że dławika nie można uważać za indukcyjność zabocznikowaną prosto pojemnością, lecz należy wychodzić z pojemności rozłożonej zwojów dławika. Dowodzi tego fakt, że częstotliwość rezonansu nie zgadza się z częstotliwością największej zawady oraz że w obwodzie prostym niema szeregu rezonansów i antyrezonansów. Dławik zachowuje się więc jak obwód o stałych rozłożonych.

Obwody o stałych rozłożonych są siedliskiem fal stojących, zwłaszcza przy wyższych częstotliwościach. Przecinając dławik w różnych punktach, celem zmierzenia prądu, otrzymano wykresy prądu w zależności od punktu pomiaru wzdłuż długości dławika. Fakt istnienia fal stojących jest, jak widzimy z dolnych części wykresu, oczywisty.

Z wykresu zawady i strat widzimy, że dławik może doskonale pracować na niektórych zakresach częstotliwości, dając katastrofalne wyniki na częstotliwościach pośrednich. Z drugiej strony badanie dławików jest o wiele trudniejsze niż cewek i kondensatorów obwodów strojonych i wymaga dużej instalacji laboratoryjnej. Zagadnienie jest trudne i zarazem poważne wobec roli, jaką grają dławiki we wszystkich urządzeniach radiowych.

K. Lewiński.

Nowa pentoda - selektoda.

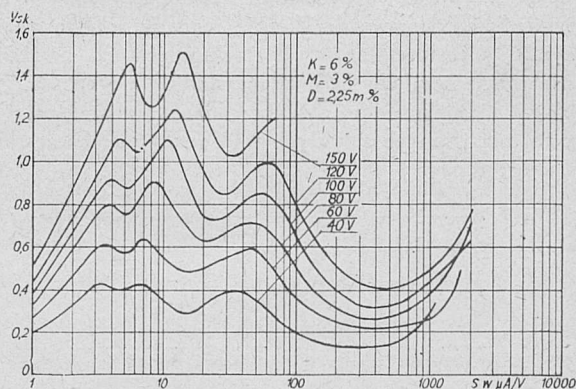
Pentoda - selektoda E 447 została głównie skonstruowana ze względu na modulację skrośną. Posiada ona jednak tę wadę, że wymaga bardzo dużego napięcia regulacyjnego (aż do 50 V), wskutek czego niezawsze dobrze nadaje się ta lampa dla uzyskania skutecznej automatycznej regulacji siły, ponieważ w większości wypadków ma się do dyspozycji znacznie mniejsze napięcie jako ujemne napięcie siatki.

Pentoda - selektoda AF 2 różni się od E 447 tem, że przy pomocy stosunkowo małego ujemnego napięcia siatki można regulować siłę odbioru w bardzo szerokich granicach (przy napięciu — 20 V nachylenie wynosi mniej, niż 0,005 mA/V. Poniższa tabela zawiera różne wartości napięcia

siatki osłonnej, (V_{s2}); nachylenia, ujemne napięcie siatki (V_{s1}) i skuteczne napięcie zmienne na siatce (V_{sk}) przy 6% modulacji skrośnej, co — zgodnie ze wzorami, podanymi już w Przeglądzie Radiotechnicznym (zeszyt 19 — 20, str. 108) — odpowiada 2,25 m % zniekształcenia, gdzie m oznacza głębokość modulacji, (wartości te są niezależne od napięcia anodowego).

Modulacja skrośna i zniekształcenie są proporcjonalne do kwadratu zmiennego napięcia siatkowego, wobec czego na podstawie poniższej tabeli można obliczyć wszystkie inne dane.

Nachylenie	$V_{s2}=40\text{ V}$		$V_{s2}=60\text{ V}$		$V_{s2}=80\text{ V}$		$V_{s2}=100\text{ V}$		$V_{s2}=120\text{ V}$	
	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}
1000 $\mu\text{A/V}$	1,1	0,3	1,8	0,27	2,4	0,38	3	0,45	4,1	0,5
100 „	2,7	0,2	4,2	0,36	5,5	0,5	6,7	0,65	8,9	0,8
10 „	5,7	0,35	8,8	0,55	11,3	0,9	14	1,1	17,5	1,1
1 „	8,1	0,20	12	0,27	15,5	0,33	18,5	0,4	23	0,43
0,1 „	9,2	0,11	13,5	0,12	17	0,15	20	0,16	25	0,18



Rys. 1.

Krzywe, uwidocznione na rysunku 1-szym, ilustrują powyższą tabelę. W wielu przypadkach lampę w. cz. poprzedza filtr widmowy, a wówczas dla niej modulacja skrośna niema znaczenia. Skuteczne wejściowe napięcie zmienne, dopuszczalne dla tej lampy, jest określone przez zniekształcenie. Z tego względu w poniższej tabeli podane są skuteczne zmienne napięcia siatkowe, przy których występuje 5% zniekształcenia przy 30% głębokości modulacji.

Nachylenie	$V_{s2}=40\text{ V}$		$V_{s2}=60\text{ V}$		$V_{s2}=80\text{ V}$		$V_{s2}=100\text{ V}$		$V_{s2}=120\text{ V}$	
	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}	V_{s1}	V_{sk}
1000 $\mu\text{A/V}$	1,1	0,82	1,8	0,74	2,4	0,1	3	1,2	4,1	1,4
100 „	2,7	0,54	4,2	0,98	5,5	1,4	6,7	1,8	8,9	2,2
10 „	5,7	0,95	8,8	1,5	11,3	2,5	14	3	17,5	3
1 „	8,1	0,54	12	0,74	15,5	0,9	18,5	1,1	23	1,2
0,1 „	9,2	0,3	13,5	0,32	17	0,41	20	0,44	25	0,5

A. L.

PRZEDPŁATA:

kwartalnie . . . zł. 9.—
rocznie . . . zł. 36.—

za zmianę adresu
(znaczkami pocztowymi) gr. 50

Biurowisko Redakcji i Administracji: Warszawa Królewska 15, II piętro
telefon № 990-23.

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.

