PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XIV. 1 Stycznia 1936 r. Zeszyt 1—2

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI. Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

Rozkład pola elektrostatycznego w magnetronach wieloanodowych

Les images du champs électrostatique dans les magnétrons à l'anode multiple

Prof. Dr. inż. J. Groszkowski i inż. S. Ryżko

(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Les auteurs donnent les images du champs électrostatique (les courbes équipotentielles) dans les magnétrons à l'anode multiple (split - anode, Schlitzanode). Ces images ont été obtenus par la méthode de la sonde compensée sur les modèles à dimensions augmentées.

Fig. 5, 6, 7, et 8 représentent les images du champs dans un magnétron à deux anodes pour quelques valeurs du potentiel d'anodes; fig. 9 représente l'image du champs du magnétron à deux anodes, munide deux électrodes supplementaires ayant la forme des baguettes parallèles à la cathode; la fig. 10 — l'image du champs en cas du magnétron à quatre anodes.

La précision de la méthode peut être évaluée d'aprés la fig. 3, qui donne les résultats des mesures et du calcul pour le champs dans le condensateur cylindrique.

Wstęp.

Ścisłe ujęcie zjawisk zachodzących w magnetronach dwu - lub wieloanodowych wymaga dokładnej znajomości rozkładu pola elektrycznego i magnetycznego w lampie magnetronowej. Zazwyczaj rozkład pola magnetycznego jest przyjmowany jako jednostajny (co przeważnie ma miejsce przy praktycznem użytkowaniu magnetronów), natomiast ustalenie rozkładu pola elektrycznego nastręcza trudności powodowane skomplikowanym kształtem układu elektrod lampy oraz istnieniem ładunków przestrzennych.

Złożony układ elektrod lampy magnetronowej utrudnia bardzo metody rachunkowe i wykreślne, stosowane zwykle do badania rozkładu pola elektrostatycznego. Dotychczasowe przeto próby ujęcia matematycznego teorji magnetronów wieloanodowych przyjmują za podstawę rozważań przybliżone rozkłady pola elektrostatycznego, odpowiadające uproszczonym układom elektrod. Niestety, błędy spowodowane przez uproszczenie układu elektrycznego bywają zwykle największe w pobliżu szczelin, czyli w tych miejscach lampy, gdzie przebieg pola elektrycznego ma bodajże największe znaczenie dla zjawisk zachodzących w magnetronie.

W pracy niniejszej podane są rozkłady pola elektrycznego w magnetronach wieloanodowych, otrzymane eksperymentalnie metodą sondy skompensowanej na modelu lampy. Aczkolwiek obrazy te nie uwzględniają ładunków przestrzennych, niemniej jednak poznania dokładnego przebiegu pola elektrostatycznego bez tych ładunków może być bardzo pomocna przy rozważaniach zjawisk zachodzących w magnetronach.

Opis metody.

Metoda sondy skompensowanej dla badania rozkładów pól elektrycznych została opracowana przez jednego z nas jeszcze w r. 1927 *) i zastosowana do badania rozkładu pola w lampie katodowej na modelu **). Zasadę tej metody podajemy tu pokrótce.

Wyznaczenie rozkładu pola elektrostatycznego sprowadza się do określenia, w skali dowolnej, potencjałów poszczególnych jego punktów. W tym celu konieczne jest wprowadzenie do pola przyrządu pomiarowego, uskuteczniane zwykle za pośrednictwem t. zw. sondy. Określanie przebiegu pola przy pomocy metody zwykłej sondy może być obarczone bardzo poważnym błędem wskutek tego, iż jej potencjał nie jest równy potencjałowi odpowiedniego punktu pola, a więc potencjałowi, jaki panował przed wprowadzeniem sondy.

Błąd ten daje się wprawdzie zmniejszyć przez zastosowanie sondy o małych wymiarach i odpowiednim kształcie. Bardzo daleko idące polepszenie można uzyskać przez zastosowanie metody kompensacyjnej. Polega ona na tem, że sondzie oraz doprowadzeniu udzielamy z zewnątrz taki potencjał, jaki właśnie panuje w danym punkcie pola. Wówczas, w przypadku równości potencjału sondy i potencjału pola, różnica potencjałów na zaciskach przyrządu pomiarowego stanie się równa zeru, a zatem przyrząd będzie pracował jako wskaźnik zerowy.

Układ badany zasila się zmiennym potencjałem z jakiegoś źródła napięcia, tak, iż w każdej chwili rozkład potencjałów odpowiada obrazowi pola elektrycznego.

Sonda otrzymuje potencjał kompensujący odpowiedniej fazy z tego samego źródła i amplitudę tego potencjału reguluje się każdorazowo.

Opis i sprawdzenie układu pomiarowego.

Schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 1; szczegóły wykonania mechanicznego modelu lampy oraz innych części układu są widoczne na rys. 2.

Model lampy magnetronowej wykonano na wzór jednego z magnetronów rynkowych, przyjmując 30-krotny stosunek wymiarów modelu do wymiarów wzoru. Jako przyrządu pomiarowego użyto lampy RCA 955, która, wobec

---

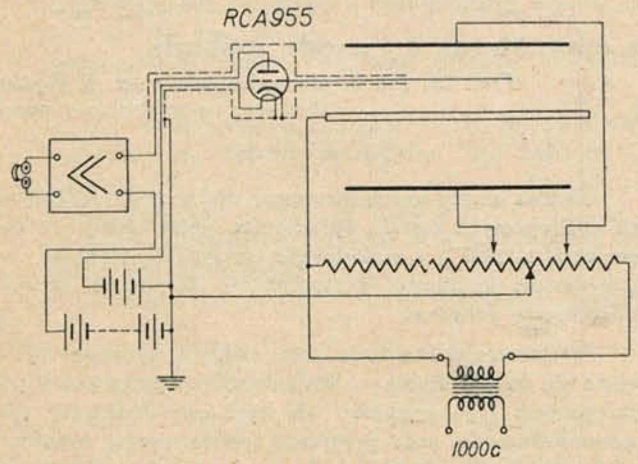
*) J. Groszkowski, Przegląd Radjotechn. t. V, z. 1—2, 1927 r.

**) J. Groszkowski, Przegląd Radjotechn., t. VII, zesz. 7—10, 1929 r. oraz W. i P. I. R., t. I, z. 1, 1929 r.

bardzo małym wymiarom, szczególnie nadawała się do tego celu.

Lampa ta była umieszczona w ekranie metalowym, połączonym z osłoną sondy. Sonda w postaci cienkiego drucika, umocowanego jednym końcem do siatki lampy pomiarowej, mogła być przy pomocy specjalnych prowadnic, ustawiona w dowolnem położeniu w pobliżu elektrod lampy, równolegle do jej osi. Dla uniknięcia błędów, spowodowanych rozkładem pola na krańcach systemu elektrod, długość czynna sondy wynosiła tylko około $^1/_3$ długości anody lampy.

Jako źródło napięcia zmiennego służył brzęczyk kamertonowy o częstotliwości 1000 c. Potencjały elektrod modelu były ustalane przez połączenie z odpowiedniemi punk-

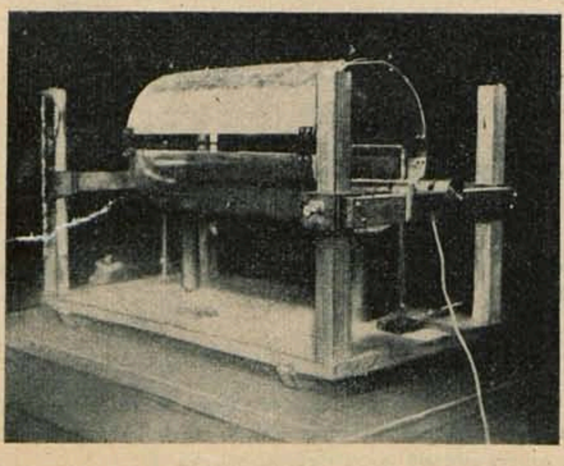


Rys. 1.

tami potencjometru, mającego postać drutu ślizgowego. Potencjał sondy czerpany był z tego samego drutu przy pomocy ruchomego suwaka.

Napięcie zmienne, powstające w obwodzie anodowym lampy pomiarowej, wykrywano za pomocą słuchawki (po uprzedniem wzmocnieniu).

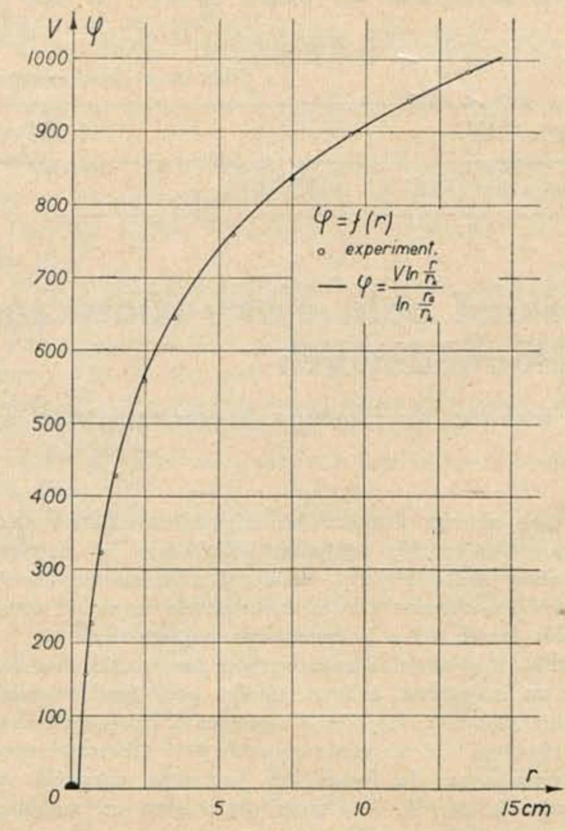
Pomiar potencjału panującego w danym punkcie pola polegał na ustawieniu w tym punkcie sondy i dobraniu takiego położenia suwaka na drucie ślizgowym, aby zapano-



Rys. 2.

wała cisza w słuchawce. Przy odpowiednim doborze ilości podziałek drutu ślizgowego, pozycja suwaka wskazuje odrazu potencjał pola w procentach potencjału elektrod.

Układ pomiarowy sprawdzono, określając rozkład pola elektrycznego w kondensatorze cylindrycznym o wymiarach modelu. Zgodność wyników doświadczalnych z teoretycznem obliczeniem widoczna jest z wykresu rys. 3.



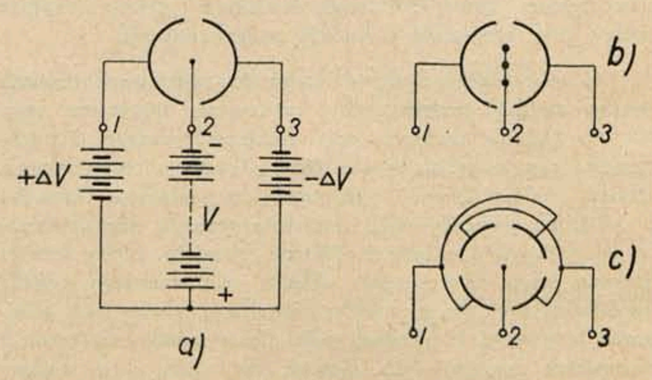
Rys. 3.

Wyniki pomiarów.

Wyniki pomiarów podane są w postaci rysunków obrazujących rozkład pola zapomocą linij ekwipotencjalnych. Pomiary te były dokonywane na modelu magnetronu szczelinowego o następujących stosunkach wymiarów:

$$\frac{d_a}{\delta_k} = 60; \qquad \frac{d_a}{l_a} = 0.6; \qquad \frac{d_a}{l_s} = 10$$

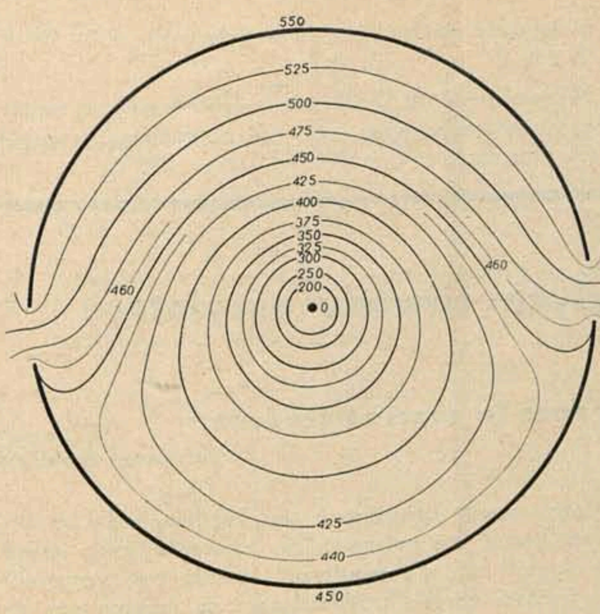
d_a — średnica anody; l_a — długość anody;
δ_k — średnica katody; l_s — szerokość szczeliny.



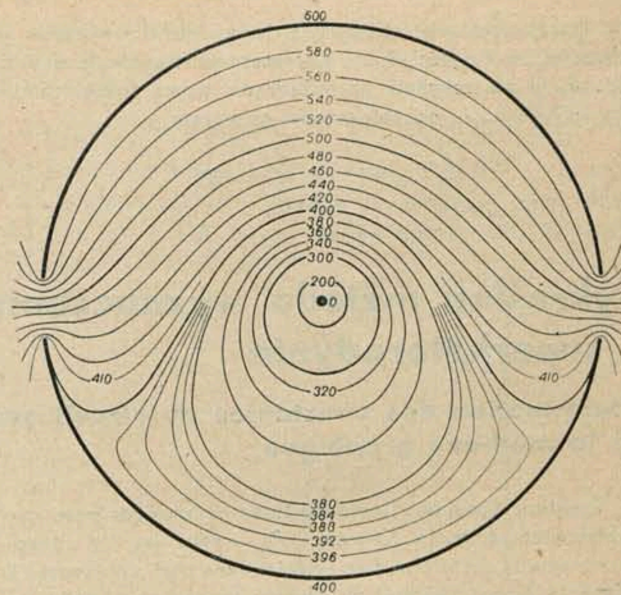
Rys. 4.

Rys. 5, 6, 7 i 8 podają rozkład pola w takim magnetronie przy różnych potencjałach anod $V \pm \Delta V$, odpowiednio do oznaczeń schematu na rys. 4a, przyczem $V = 500$ V, zaś $\Delta V = 50$, 100, 150 i 200 V.

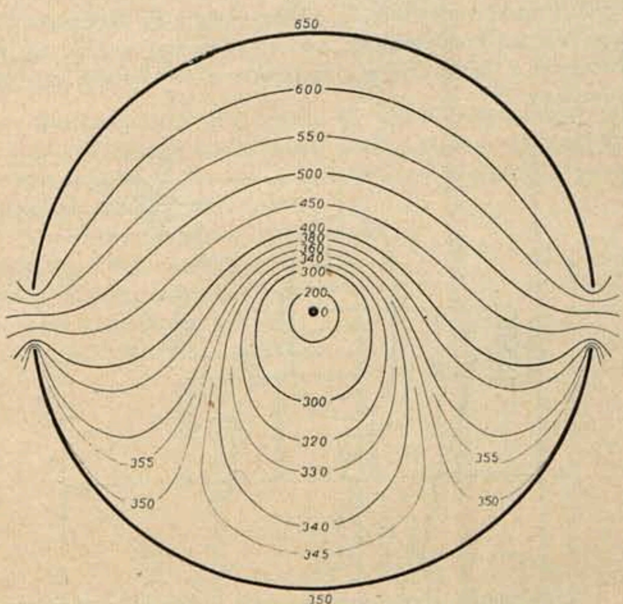
Rys. 9 przedstawia rozkład pola w magnetronie dwuanodowym o wymiarach jak poprzednio, lecz po wprowadzeniu do lampy dodatkowych elektrod o potencjale ka-



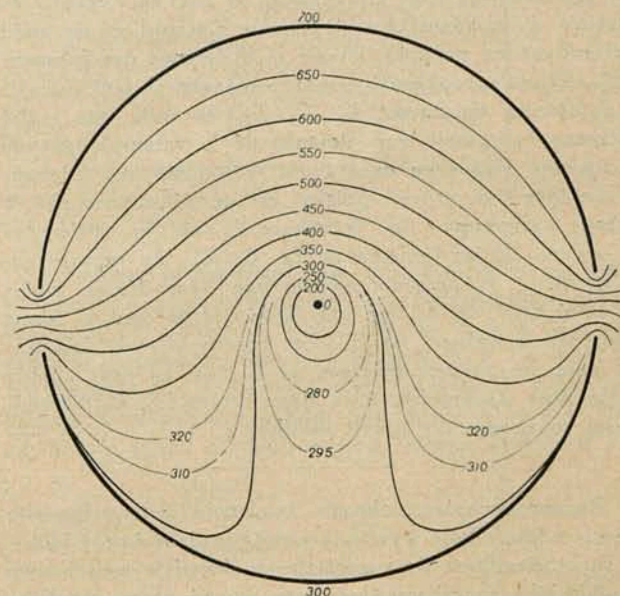
Rys. 5.



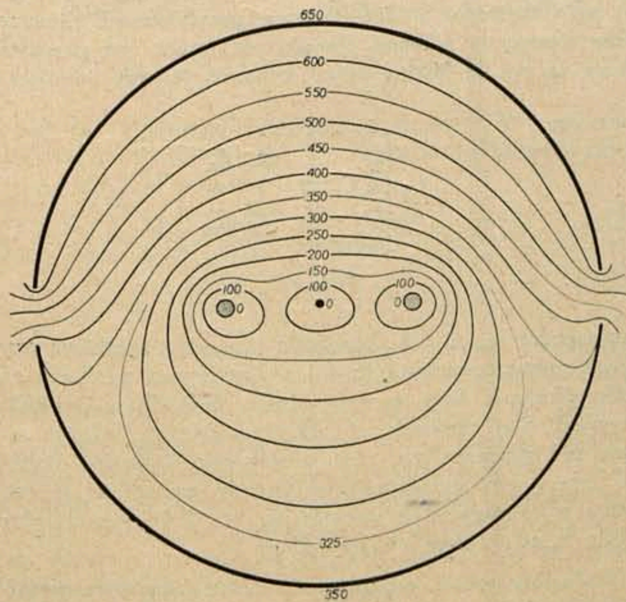
Rys. 6.



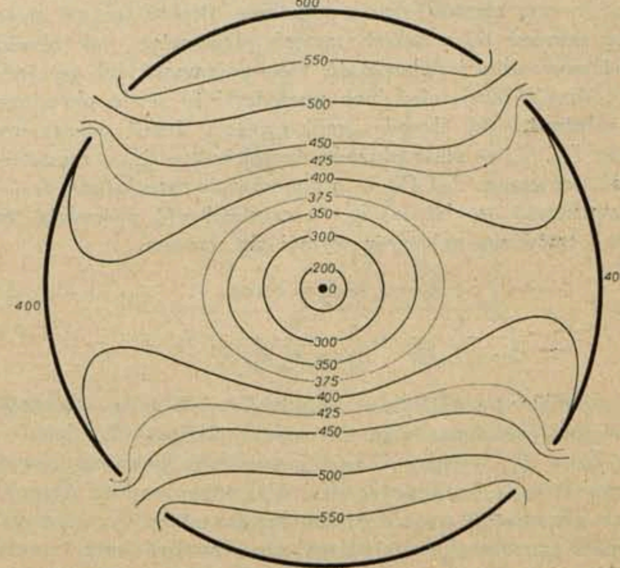
Rys. 7.



Rys. 8



Rys. 9.



Rys. 10.

tody (zero) (rys. 4b). Elektrody te w kształcie prętów o grubości δ_p i długości l_a są umieszczone równolegle do osi elektrod, w płaszczyźnie przechodzącej przez środki szczelin w odległości l_p od osi katody, przyczem

$$\frac{d_a}{l_p} = 6; \qquad \frac{d_a}{\delta_p} = 30;$$

Potencjały elektrod określone były przez $V = 500$ V; $\Delta V = 150$ V.

Wreszcie rys. 10 przedstawia rozkład pola w magnetronie czteroszczelinowym (rys. 4c), o wymiarach jak wyżej, dla potencjałów $V = 500$ V; $\Delta V = 100$ V.

Wykreślna metoda wyznaczenia stałych obwodu oscylatora w superheterodynie

Détermination des constantes du circuit oscillant dans la superhétérodyne par la méthode graphique

Inż. **Leon Goldfeld**

L'auteur considère les conditions nécessaires pour que la différence entre la fréquence f_m reçue par le récepteur et celle f_0 produite par l'hétérodyne soit constante; il analyse la façon d'obtenir le réglage unique par condensateurs conjugués et c'est dans ce but qu'il examine le circuit d'hétérodyne (fig. 2.). Vu, qu'en cas de l'égalité de capacités du condensateur de circuit d'accord et de celui d'hétérodyne on ne peut obtenir la différence des fréquences $f_0 - f_m$ qu'approximativement constante, il faut assortir les constantes du circuit L_0, C_s, C_r, de sorte que ladite différence f_p ne soit trop éloignée de la valeur exigée de la moyenne fréquence dans toute la gamme des fréquences. Le thème de travail présent est de déterminer par la méthode graphique la fréquence f_p et la différence $\Delta f = f_p - f_z$ en fonction de L_0, C_s, C_r. Le rapport entre f_p et f_m se présente comme une ligne droite, tandis que celui de f_z et f_m est une ligne courbe dont la forme dépend de la valeur de C_s. Les courbes f_z une fois tracées pour les valeurs diverses de C_s, on en peut choisir une la plus rapprochée à la ligne droite f_p, et déterminer les constantes du circuit oscillant.

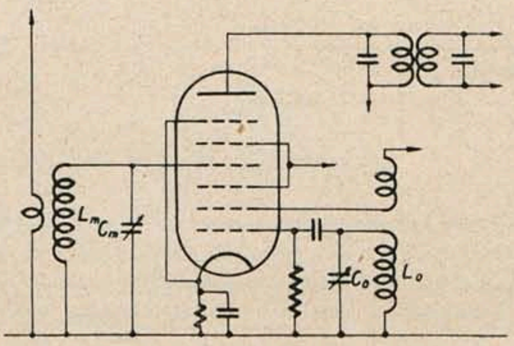
Rozpowszechniona obecnie tendencja jednogałkowego strojenia odbiorników wywołała pewne trudności przy budowie superheterodyn. Przy normalnym obwodzie wejściowym do odbiornika superheterodynowego obwód drgań oscylatora powinien spełniać warunek wywoływania oscylacyj o częstotliwości wyższej od odbieranej o pewną stałą częstotliwość, zwaną częstotliwością pośrednią. Obwód ten nie może więc składać się z takich samych elementów, jak obwód wejściowy; albo indukcyjność, albo pojemność, lub też jedno i drugie musi mieć inne wartości i to ściśle określone w zależności od obwodu wejściowego. Jeżeli oznaczymy przez L_m, C_m — stałe obwodu wejściowego; f_m — częstotliwość odbieraną; L_0, C_0 — stałe obwodu oscylatora; f_0 — częstotliwość oscylatora; f_p — częstotliwość pośrednią, to wyżej omówiona zależność wyrazi się wzorem:

$$f_0 - f_n = f_p = \text{const.} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} = f_p \quad \ldots\ldots \quad (2)$$

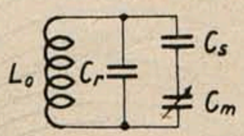
Z równania (2) widać, iż gdy $C_0 = C_m$, ta zależność może być spełniona tylko dla jednej wartości C_m, lub jeżeli $L_0 = L_m$, między C_0 a C_m musi być spełniona pewna skomplikowana zależność, której można zadość uczynić przez odpowiedni wykrój płytek kondensatora C_0; lecz dla różnych wartości f_p wykrój ten musiałby być inny i spełniłoby się nasze wymaganie tylko dla jednego zakresu odbieranych częstotliwości.

Inny sposób sprzężenia obu kondensatorów obrotowych na jednej osi polegałby na doborze wykroju płytek w ten sposób, ażeby częstotliwość obwodu była proporcjonalna do kąta obrotu kondensatora i na przesunięciu obu kondensatorów względem siebie o pewien kąt, zależny od częstotliwości pośredniej f_p. Lecz pomijając trudności doboru takiego kondensatora, zmniejszylibyśmy zakres fal odbieranych z daną cewką i w praktyce ten sposób nie jest stosowany.



Rys. 1.

Najbardziej rozpowszechnionym sposobem sprzężenia dwu jednakowych kondensatorów na wspólnej osi jest pewne skomplikowanie obwodu oscylatora tak, ażeby równanie (2) było spełnione z dostatecznem przybliżeniem. Powszechnie stosowany schemat obwodu oscylatora jest przedstawiony na rys. 2. Można łatwo wykazać, iż przy odpowiednim doborze L_0, C_r i C_s równanie (2) będzie spełnione przy trzech różnych wartościach C_m, w innych zaś punktach zakresu strojenia będą pewne różnice, dochodzące do kilku kilocykli. Stąd wniosek, iż obwód wejściowy superheterodyny nie powinien być zbyt selektywny. Zadaniem niniejszej pracy jest przedstawienie metody wykreślnej wyznaczenia najwłaściwszych wartości L_0, C_r i C_s i znalezienia różnic w odstrojeniu obu obwodów.



Rys. 2.

Według rys. 2 częstotliwość drgań oscylatora wyraża się równaniem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0\left(\frac{C_m C_s}{C_m + C_s} + C_r\right)}} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (3)$$

Podstawiając do równania (2) otrzymamy:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0\left(\frac{C_m C_s}{C_m + C_s} + C_r\right)}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} = f_p \, . \quad (4)$$

Oznaczymy żądaną częstotliwość pośrednią przez f_z; $f_p - f_z = \Delta f$ będzie wtedy błędem w dostrojeniu obwodów.

Podstawmy do równania (4)

$$C_m = \frac{1}{4\pi^2 f_m^2 L_m}; \quad f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_s}}; \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_r}}.$$

Otrzymamy:

$$\frac{1}{\sqrt{\frac{L_0}{L_m}\left(\frac{1}{f_m^2 + f_s^2} + \frac{1}{f_r^2}\right)}} - f_n = f_p \quad . \; . \; . \; . \quad (5)$$

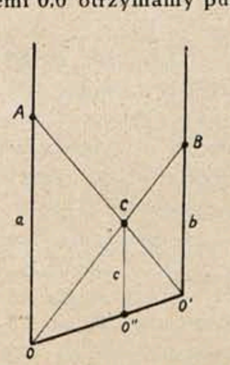
lub

$$\frac{L_0}{L_m}(f_m + f_p)^2 = \frac{(f_m^2 + f_s^2)\, f_r^2}{f_m^2 + f_s^2 + f_r^2} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (6)$$

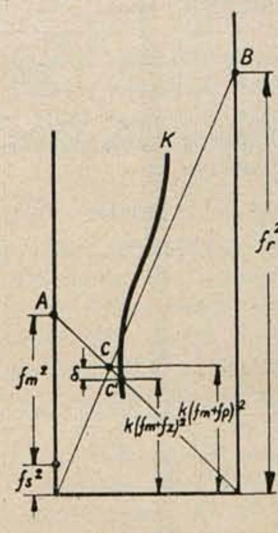
Oznaczając $L_0/L_m = k$

$$k(f_m + f_p)^2 = \frac{(f_m^2 + f_s^2)\, f_r^2}{(f_m^2 + f_s^2) + f_r^2} \quad . \; . \; . \; . \; . \quad (7)$$

Punktem wyjścia podanej tu metody wykreślnej jest sposób graficznego wyznaczania prawej strony równania (7) ze składowych $(f_m^2 + f_s^2)$ i f_r^2. Poprowadźmy dwie proste równoległe i odłóżmy na nich od dowolnych punktów początkowych 0,0′ odcinki a i b (rys. 3). Łącząc punkty A i B na krzyż z punktami początkowemi 0.0′ otrzymamy punkt



Rys. 3.



Rys. 4.

przecięcia C, którego odległość od prostej OO', mierzona równolegle do prostych OA i $O'B$ równa się $ab/a+b$. Istotnie, z trójkątów podobnych:

$$\frac{O''C}{OA} = \frac{O'O''}{OO'}; \; \frac{O''C}{O'B} = \frac{OO''}{OO'} = \frac{OO' - O'O''}{OO'} = 1 - \frac{O'O''}{OO'} = 1 - \frac{O''C}{OA}$$

$$\frac{c}{b} = 1 - \frac{c}{a}; \quad c\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b}\right) = 1; \quad c = \frac{a\,b}{a + b}$$

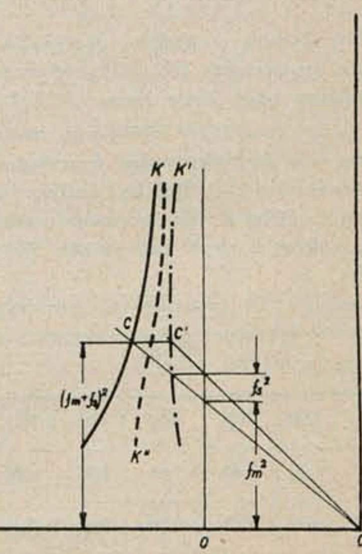
Podobnie odkładając na jednej prostej równoległej $f_m^2 + f_s^2$, na drugiej f_r^2 otrzymamy w punkcie przecięcia przekątnych zgodnie z równaniem (7) $k(f_m + f_p)^2$ (rys. 4).

Rzecz jasna, iż dla danego f_s i f_p punkty przecięcia przekątnych dla różnych f_m będą leżały na prostej OB. Zaznaczając na tym samym wykresie punkty C', odpowiadające żądanej częstotliwości pośredniej f_z, a mianowicie $k(f_m + f_z)^2$, otrzymamy pewną krzywą (np. K), odbiegającą od prostej OB, odzwierciadlającej według znanej już zależności przebieg rzeczywiście uzyskiwanych częstotliwości pośrednich f_p. Odcinek δ, równy różnicy poziomów punktów C i C, da nam w pewnej mierze wartość błędu dostrojenia obwodów, a mianowicie:

$$\delta = k(f_m + f_p)^2 - k(f_m + f_z)^2 = 2k f_m (f_p - f_z) + k(f_p^2 - f_z^2).$$

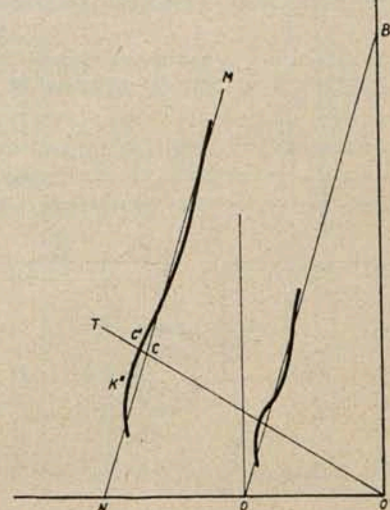
$$\delta = 2k f_m \Delta f + k(f_p + f_z)\Delta f \cong 2k(f_m + f_p)\Delta f. \quad . \; . \; . \; . \quad (8$$

Przeprowadzając opisaną konstrukcję dla różnych wartości f_s, f_r i k, można znaleźć prostą OB, najbardziej zbliżoną do krzywej K.



Rys. 5.

Podobne postępowanie nie doprowadziłoby nas jednak do rezultatu, gdyż wymagałoby wykreślenia ogromnej ilości krzywych przy różnych wartościach f_s, f_r i k. Dla uproszczenia zadania załóżmy początkowo, iż $f_s = 0$, $k = 1$ i wykreślmy $(f_m + f_z)^2$ w funkcji f_m^2 (rys. 5). (Otrzymamy krzywą K nazewnątrz prostej OA, gdyż $(f_m + f_z)^2 > f_m^2$. Zauważmy, iż dla k mniejszego od jedności krzywa K prze-



Rys. 6.

sunie się wzdłuż promieni $O'C$ w stosunku k. Dodawajmy teraz do poszczególnych wartości f_m^2 pewną stałą wartość f_s^2 i odcinajmy na promieniach $O'C'$ punkty C' w odległości $(f_m + f_z)^2$ od podstawy OO'. Otrzymamy drugą krzywą K'. Powtarzając tę konstrukcję dla różnych wartości f_s^2 otrzymamy szereg krzywych K, K', K'' i t. d., z których możemy wybrać najbardziej zbliżoną do prostej. Niech tą krzywą będzie krzywa K'' na rys. 6. Przeprowadźmy prostą, najlepiej pokrywającą się z krzywą K'' (np. MN) i przesuńmy ją równolegle przez punkt O. Wówczas $O'O/O'N = k = L_0/L_m$, $O'B = f_r^2$, oraz wartość f_s^2, dla której krzywa K'' była wykreślona, stanowią trzy poszukiwane przez nas wielkości, z których obliczymy wartości elementów obwodu oscylatora: L_0, C_s i C_r (przy założeniu, że L_m jest znane, np. 200 μH dla zakresu średniofalowego, 2 mH dla zakresu długofalowego) ze wzorów:

$$L_0 = k\,L_m\,; \quad C_s = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_m}\,; \quad C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_m}\,.$$

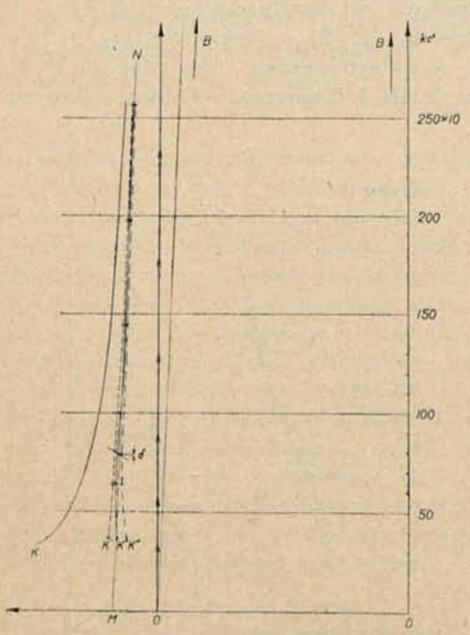
Różnice poziomów punktów przecięcia krzywej K'' i prostej MN z promieniem OT, odpowiadającym danemu f_m, dadzą względny błąd dostrojenia $\delta \simeq 2(f_m + f_z)\,\Delta f$.

P r z y k ł a d. Znajdźmy powyższą metodą stałe obwodu oscylatora dla dwuzakresowej superheterodyny o częstotliwości pośredniej $f_z = 100$ kc., indukcyjności obwodu wejściowego $L_m = 200\ \mu$H dla średniofalowego i 2 mH dla długofalowego zakresu, przy zakresach: 500 — 1500 kc. i 150 — 500 kc.

Odkładamy na osi pionowej O kwadraty kilku częstotliwości danego zakresu, np. dla zakresu średniofalowego wartości f_m^2 wg. poniższej tabelki.

$f_{m\,kc}$	500	700	900	1 100	1 300	1 500	
$f_m^2\,{}_{kc^2}$	25	49	81	121	169	225	$\times 10^4$
$f_m + f_{z\,kc}$	600	800	1 000	1 200	1 400	1 600	
$(f_m + f_z)^2{}_{kc^2}$	36	64	100	144	196	256	$\times 10^4$

Na promieniach, łączących punkty na osi O z punktem O' odkładamy odpowiednie wartości $(f_m + f_z)^2$. Otrzymamy tą drogę krzywą K na rys. 7.



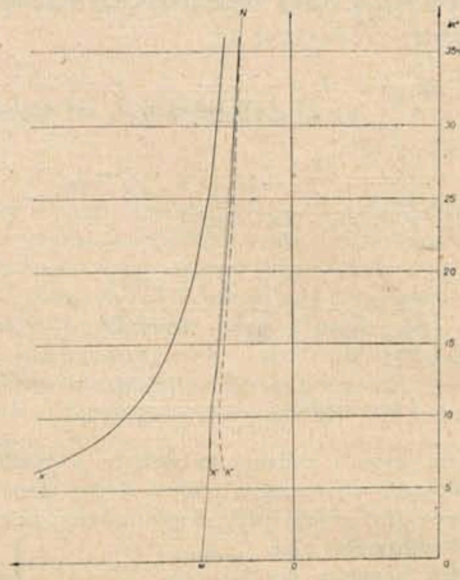
Rys. 7.

Następnie dodajemy do wyżej obranych wartości f_m^2 pewną stałą wartość f_s^2, np. 5.10^4, prowadzimy nowe promienie z punktu O', na których odkładamy te same wartości $(f_m + f_z)^2$. Otrzymamy w ten sposób krzywą K'. Krzywe K' i K'' odpowiadają wartościom f_s^2: 6.10^4 i 7.10^4. Widzimy, iż z trzech krzywych K', K'', K'' krzywa K'' jest najbardziej zbliżona do prostej. Wobec tego kreślimy prostą MN, przylegającą możliwie dokładnie do krzywej K''. Z rysunku odmierzamy $k = MO'/MO = 0{,}852$, $f_r^2 = O'B = 3750.10^4$, a stąd:

$$L_0 = k\,L_m = 0{,}852 \,.\, 200 = 170{,}4\ \mu\text{H}.$$

$$C_s = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_m} = \frac{10^{12}}{4\pi^2 . 6 . 10^4 . 10^6 . 200 . 10^{-6}} = 2110\ \mu\mu\text{F}$$

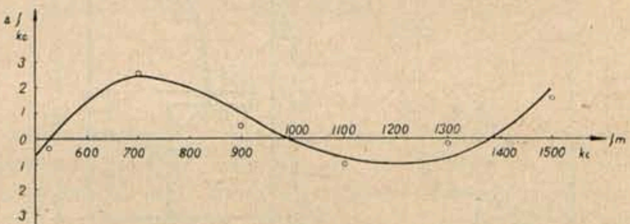
$$C_r = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L_m} = \frac{10^{12}}{4\pi^2 . 3750 . 10^4 . 10^6 . 200 . 10^{-6}} = 3{,}38\ \mu\mu\text{F}$$



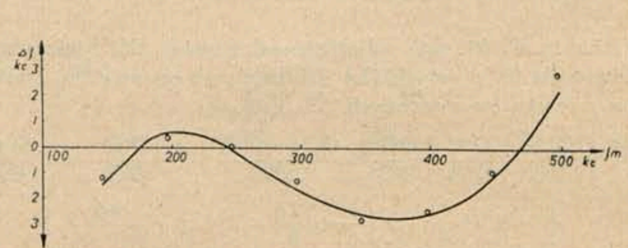
Rys. 8.

Podobnie znajdujemy dla zakresu długofalowego (krzywa K' na rys. 8)

$$f_s^2 = 1{,}75 \,.\, 10^4\,kc^2\,; \quad k = 0{,}612\,; \quad f_r^2 = 120 \,.\, 10^4\,kc^2\,;$$
$$L_0 = 1{,}224\ \text{mH}\,; \quad C_s = 725\ \mu\mu\text{F}\,; \quad C_r = 10{,}5\ \mu\mu\text{F}.$$



Rys. 9.



Rys. 10.

Na rysunkach 9 i 10 są przedstawione wykresy $\Delta f = f(f_m)$, obliczone na podstawie wyżej podanych wartości k, f_s^2 i f_r^2, kółkami zaś są oznaczone punkty, znalezione na podstawie odczytanych z wykresu wartości δ (wg. wzoru 8).

Wykresy te były wykonane na arkuszach papieru milimetrowego wymiarów 75 $\times$ 55 cm, a odcinki δ były oceniane z dokładnością do O,1 mm.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

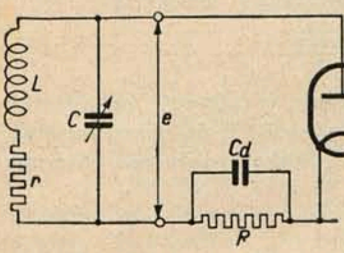
Tłumienie przez Diodę obwodu strojonego.

(Na podstawie materjałów, dostarczonych przez laboratorjum Philipsa w Eindhoven).

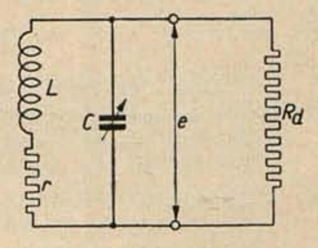
Tłumienie, które dioda detekcyjna wprowadza do poprzedzającego ją obwodu strojonego, nie jest jednakowe dla silnych i słabych sygnałów.

SILNE SYGNAŁY.

Rysunek 1-szy przedstawia schemat obwodu strojonego, po którym następuje dioda, a rysunek 2-gi — równoważny schemat, w jakim diodę wraz z kondensatorem i oporem upływowym reprezentuje opór R_d. Przy definicji tego oporu wychodzi się z założenia, że moc w nim



Rys. 1.



Rys. 2.

tracona równa się rzeczywistej mocy ,pobranej przez obwód diody przy tem samem napięciu zmiennem. Jeśli obwód diody pochłania moc P_d przy napięciu e, opór zastępujący ten obwód powinien odpowiadać wzorowi:

$$P_d = \frac{e^2}{R_d}.$$

Moc ta jest częściowo pochłonięta przez opór upływowy R_1, częściowo przez samą diodę. Dla uproszczenia przypuszczamy, że napięcie w. cz. na zaciskach obwodu strojonego (e) jest niemodulowane. Na oporze R występuje napięcie wyprostowane równe $e\sqrt{2}$ t. j. amplitudzie napięcia zmiennego (w założeniu, że opór R jest stosunkowo duży).

Kondensator C_d ładuje się do maksymalnej wartości napięcia, o ile opór R jest tak duży, że tylko mała część ładunku kondensatora może spłynąć przez R w czasie ujemnej połowy okresu.

Napięcie wyprostowane na zaciskach oporu R można określić zapomocą krzywej z rysunku *3-go*, który przedstawia napięcie wyprostowane w funkcji napięcia w. cz. o głębokości modulacji 30% dla oporu upływowego 0,5 megoma.

Nawet w nieobecności sygnału na zaciskach oporu upływowego występuje napięcie stałe około 0,7 V. To napięcie wynika z faktu, że elektrony, emitowane przez katodę, mają pewną początkową prędkość; moc odpowiadająca temu napięciu nie pochodzi więc z obwodu strojonego, który poprzedza diodę. Praktycznie można przyjąć, że napięcie wyprostowane e_w równa się $e\sqrt{2}$.

Moc, jaką opór R pobiera z obwodu strojonego, równa się więc:

$$P_w = \frac{e_w^2}{R} = \frac{(e\sqrt{2})^2}{R} = \frac{2e^2}{R}.$$

Należałoby jeszcze stwierdzić, jaką moc pochłania sama dioda. Moc ta jest nieznaczna i może być pominięta, co łatwo zrozumieć, uwzględniając, że opór wewnętrzny diody w przewodzącej połowie okresu (50.000 Ω) jest stosunkowo mały w porównaniu z oporem upływowym R (0,5 M Ω). Popełnia się więc nieznaczny błąd, przypuszczając, że moc P_d jest całkowicie zaabsorbowana w oporze R.

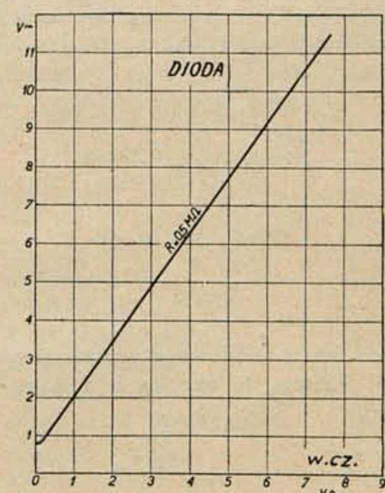
$$P_d = P_w = \frac{2e^2}{R}$$

$$P_d = \frac{e^2}{R_d} = \frac{2e^2}{R}$$

stąd

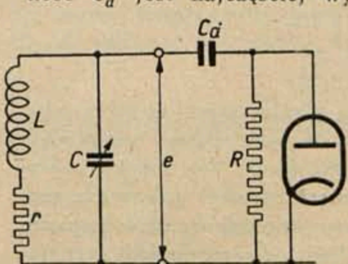
$$\boxed{R_d = \frac{1}{2} R}.$$

Łatwo więc określić tłumienie, spowodowane przez diodę; wystarczy wyobrazić sobie, że równolegle do obwodu strojonego jest załączony opór, równy połowie oporu upływowego.

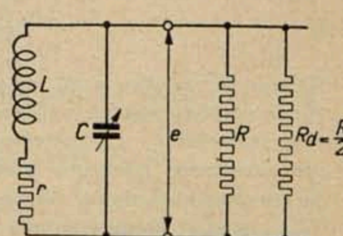


Rys. 3.

Często stosuje się schemat z rysunku *4-go*. Wówczas określa się w ten sam sposób, co i poprzednio, moc P_w, pochłoniętą przez opór R. Jednak równocześnie prąd w cz. przepływa przez opór R, ponieważ napięcie e jest poprzez kondensator C_d przyłożone do oporu R. Pojemność C_d jest najczęściej wystarczająco duża, aby można



Rys 4.

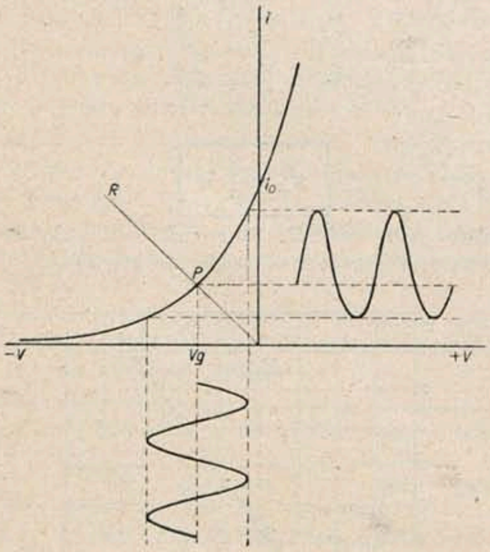


Rys. 5.

było pominąć jej oporność pozorną wobec oporności R. Ta oporność pozorna jest jednak duża w porównaniu z opornością wewnętrzną diody podczas przewodzącej połowy okresu. Można więc i w tym układzie pominąć moc pochłoniętą przez samą diodę. Z rysunku 4-tego wynika, że obwód strojony oddaje poza mocą P_w jeszcze pewną moc prądów zmiennych oporowi R. Równoważny schemat zastępczy widzimy na rysunku *5-tym*. Wypadkowy opór tłumienia wynosi więc $\frac{R}{3}$.

SŁABE SYGNAŁY.

Dla słabych sygnałów detekcja nie jest linjowa i wzory powyższe nie są ważne. Zakłada się, że detekcja jest linjowa, gdy na anodę diody przychodzą sygnały powyżej 0,25 V. W wielu nowoczesnych odbiornikach uzyskuje się normalną moc wyjściową (50 mW) dla sygnałów około 0,1 V na anodzie diody, a dla takich sygnałów detekcja jest oczywiście kwadratowa. Na rysunku *6-tym* mamy

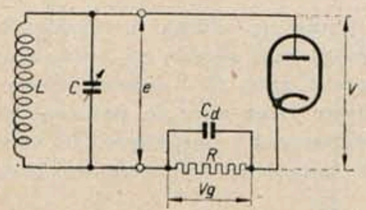


Rys. 6.

charakterystykę prądu anodowego w funkcji napięcia anodowego diody. Krzywą tę określa z dostateczną dokładnością wyrażenie

$$i = i_0 \, e^{\frac{V}{V_T}}$$

gdzie V_T jest spółczynnikiem zależnym od temperatury i materjału katody, a i_0 oznacza prąd przy napięciu anodowem $V = 0$. Rozważając schemat z rysunku *7-ego* widzimy, że pewien prąd stały płynie przez diodę i opór



Rys. 7.

R, powodując spadek napięcia na tym oporze, odpowiadający wartości i z charakterystyki diody. Ten spadek napięcia określamy zapomocą przecięcia prostej odpowiadającej R, z charakterystyką. Stanowi on jednocześnie napięcie (V_g) między anodą i katodą diody w nieobecności sygnału.

Przypuśćmy, że małe napięcie zmienne e nakłada się na napięcie V_g; dioda przewodzi prąd w czasie całego okresu napięcia e, jak to wynika z rysunku 6-ego, na którym oznaczono słaby prąd zmienny, wytworzony przez to napięcie.

Przeciwnie w przypadku silnego sygnału anoda diody otrzymuje automatycznie takie ujemne napięcie (spowodu wyładowania kondensatora C poprzez opór R), że nie przewodzi ona prądu w większej części okresu. W wypadku słabego sygnału detekcja odbywa się na zakrzywieniu charakterystyki diody, wskutek czego większy prąd płynie w dodatnich połówkach okresu, niż w ujemnych.

W przeciwieństwie do detekcji linjowej, cała prawie energja dostarczona przez obwód strojony, zatraca się w diodzie, a tylko nieznaczna jej część — w oporze R. Detekcja jest tak mało skuteczna, że napięcie wyprostowane na zaciskach C_d jest bardzo małe; moc pochłonięta przez opór R, proporcjonalna do kwadratu tego napięcia, jest oczywiście bardzo mała, co pozwala pominąć zupełnie wpływ tego oporu. Rozważymy tylko diodę załączoną równolegle do obwodu strojonego (kondensator C_d ma bardzo małą oporność pozorną dla prądów w. cz.).

Opór, jaki obwód diody przeciwstawia małemu napięciu zmiennemu e (opór tłumienia R_d) równa się

$$R_d = \frac{dV}{di}.$$

Opór ten można graficznie przedstawić na rysunku 6-tym zapomocą stycznej w punkcie P do charakterystyki diody. R_d można obliczyć, biorąc pochodną równania $i = i_0 \cdot e^{\frac{V}{V_T}}$ w stosunku do V.

$$\frac{1}{R_d} = \frac{di}{dV} = \left(i_0 \, e^{\frac{V}{V_T}}\right) \frac{1}{V_T}$$

czyli

$$\frac{1}{R_d} = \frac{i}{V_T}$$

zatem

$$\boxed{R_d = \frac{V_T}{i}}.$$

Dla większości diod z katodą tlenkową $V_T = 0.1$ V. Wartość i (bez sygnału) znajdujemy eksperymentalnie, zakładając, że ujemne napięcie diody wynosi 0,5 V przy oporze upływowym 0,5 megoma

$$i = \frac{0{,}5}{0{,}5 \times 10^6} = 1 \, \mu A.$$

Opór tłumienia równa się wtedy

$$R_d = \frac{0{,}1}{1 \times 10^{-6}} = 100\,000 \, \Omega.$$

Oczywiście w każdym poszczególnym przypadku można znaleść dokładną wartość, lecz powyższa wartość R_d daje pojęcie o rzędzie wielkości tłumienia.

Dla sygnałów bardzo słabych opór tłumienia diody wynosi około 100.000 Ω. Dla sygnałów silniejszych R_d rośnie aż do maximum, określonego wzorem

$$R_d = \frac{1}{2} R.$$

W założeniu, że $R = 0{,}5 \, M\Omega$, dochodzimy do wniosku, że tłumienie diody waha się od 100.000 — 250.000 Ω.

A. L.

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

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.