

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok XII.

1 Sierpnia 1934 r.

Zeszyt 15—16

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

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

O K T O D A

O k t o d e.

Inż. Aleksander Launberg

Sommaire.

L'auteur décrit la nouvelle lampe changeuse de fréquence à huit électrodes dite octode, explique son fonctionnement et analyse les effets secondaires propres aux changements de fréquence et notamment la réaction du circuit oscillateur sur la grille de commande, la variation de la fréquence et de la tension de l'oscillateur lors du réglage automatique du volume sonore, bruits de fonds etc. Finalement l'auteur donne des indications pratiques détaillées concernant la construction des bobines pour un récepteur superhétérodyne muni d'une octode Philips type AK 1.

W ostatnich czasach wysiłki przemysłu lamp katodowych zmierzają do stworzenia dobrej lampy, przeznaczonej dla przemiany częstotliwości. Owocem wielu badań i prac laboratoryjnych były hexody i heptody (pentagrid converter), odznaczające się jednak poważnymi wadami, które dały się silnie we znaki producentom odbiorników w roku ubiegłym. Materiał doświadczalny dostarczony przez praktykę konstruktorską oraz dalsze badania teoretyczne rzuciły obfite światło na problem oscylatora - modulatora i doprowadziły w konsekwencji do zaprojektowania nowego typu lampy - oktody, której omówienie jest zadaniem niniejszego artykułu.

Oktoda jest lampą ośmioelektrodową, złożoną z dwóch części, t. j. z części dolnej, odgrywającej rolę generatora lokalnych oscylacji i części górnej, spełniającej funkcję modulatora tych oscylacji. Istotnie strumień elektronów, emitowany przez dolną część lampy, podlega podczas swego biegu ku anodzie działaniu drgań w. cz., występujących na siatce sterującej, i zmienia się w rytmie tych drgań. Stąd wynika modulacja dwóch częstotliwości. Zadaniem oktody jest więc modulowanie sygnału wejściowego w. cz. o pulsacji ω_1 przez oscylacje lokalne o pulsacji ω_2 , dostarczone przez samą lampę. W wyniku tego elektronowego procesu modulacji (analogicznie jak w hexodzie) otrzymuje się napięcie wyjściowe pośredniej częstotliwości:

$$\omega_0 = \omega_1 - \omega_2.$$

Napięcie to zostaje wzmacnione we wzmacniaczu pośredniej częstotliwości. Jeśli oznaczymy napięcie sygnału wejściowego przez $E_1 \cos \omega_1 t$ i napięcie oscylatora przez $E_2 \cos \omega_2 t$, wówczas napięcie występujące na zaciskach obwodu wyjściowego dostrojonego do ω_0 będzie równe

$$E_3 \cos \omega_0 t.$$

Jest rzeczą jasną, że wzmacnienie oktody można określić zapomocą stosunku napięcia wyjściowego pośredniej częstotliwości do napięcia wejściowego wielkiej częstotliwości.

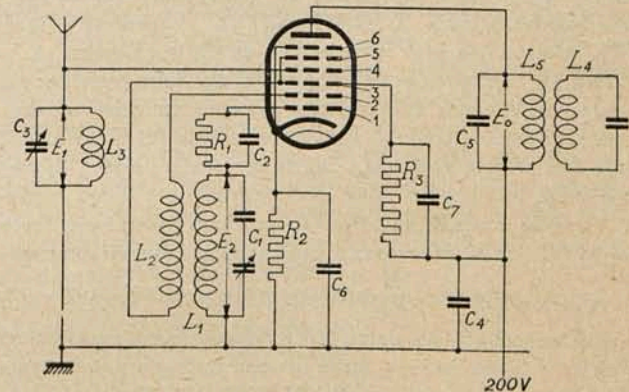
Stosunek ten, który nazwiemy *wzmocnieniem przemiany częstotliwości*¹⁾, wyraża się wzorem

$$K_p = \frac{E_0}{E_1}.$$

Zadaniem lampy jest dać jaknajwiększe wzmacnienie przemiany częstotliwości, przyczem należy unikać wszystkich niepożądanych objawów wtórnych właściwych dotychczasowym lampom oscylacyjno - modulacyjnym.

Budowa lampy.

Konstrukcję oktody uwidacznia rys. 1. Lampa ta składa się z katody, 6 siatek i anody. Siatka (1) oraz anoda pomocnicza (2), złożona z dwóch sztabek, znajdujących się prawie poza strumieniem elektronów, tworzą lampę trój-elektrodową. Siatki osłonne (3) i (5), połączone ze sobą wewnątrz lampy posiadają normalną konstrukcję właściwą



Rys. 1.

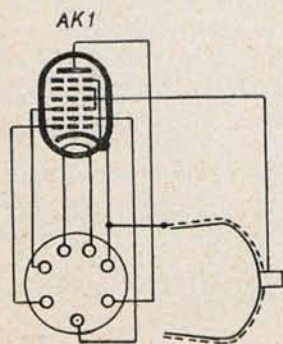
siatkom osłonnym i obejmują siatkę sterującą (4), połączoną z obwodem wejściowym w. cz. Siatka (6), znosząca emisję wtórną, łączy się wewnątrz lampy z katodą. Oktoda posiada więc 8 kontaktów, z których 7 znajduje się na cokole, podczas gdy siatka sterująca (4) jest wyprowadzona nawięcej na wierzchołek bańki, (rys. 2).

Napięcia poszczególnych elektrod mają następujące wartości:

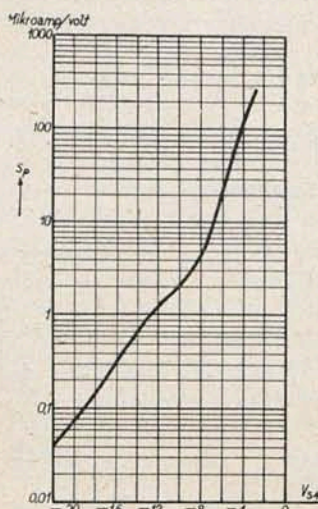
siatka (1)	$V_{s1} = -1,5 \text{ V}$
siatki (2), (3) i (5)	$V_{s2} = V_{s3} = V_{s5} = 70 \text{ V}$
siatka (4)	$V_{s4} = -1,5 \text{ V}$
anoda	$V_a = 200 \text{ V}$.

¹⁾ L'amplification de conversion, Transponierungsverstaerkung, Konversionsverstaerkung.

W porównaniu z dotychczasowymi lampami dla przemiany częstotliwości oktoda przedstawia uproszczenie pod względem napięć; amerykański pentagrid converter wymaga 3 różnych napięć (250, 100 i 200 V), dla oktody natomiast niezbędne są tylko dwa napięcia (200 i 70 V). Ponadto napięcie 70 V można dla oktody pobierać z pomocą szeregowego oporu redukcyjnego R_3 (rys. 3), a nie za pośrednictwem potencjometra, gdyż część modulacyjna oktody jest wykonana w postaci pentody, a nie lampy ekranowanej. Dla oktody Philipsa AK1 R_3 wynosi 32 000 Ω .



Rys. 2.



Rys. 3.

Sposób działania lampy.

Sposób działania lampy można łatwo zrozumieć na podstawie rys. 1. Siatka sterująca oscylatora (1) jest połączona przez opór upływowy R_1 (50.000 Ω) z bocznikowany kondensatorem C_2 (1.000 $\mu\mu\text{F}$) z obwodem drgań $L_1 C_1$. Obwód ten jest sprzężony z anodą pomocniczą, t. j. z siatką (2) zapomocą cewki reakcyjnej L_2 . Sprzężenie zwrotne powinno być tak dobrane, aby napięcie zmienne, mierzone na zaciskach obwodu $L_1 C_1$ wynosiło około 8 V. (Wartość ta nie jest zresztą krytyczna, jak to wyjaśnimy niżej). Sprzężenie musi być bardzo silne dla otrzymania takiego napięcia; napięcie zmienne na cewce L_2 powinno równać się około 3 — 4 V. Jeśli M oznacza współczynnik indukcji wzajemnej L_1 i L_2 , wówczas $\frac{M}{L_1}$ ma się zawierać między 0,2 a 0,3.

W tych warunkach na siatce (1) występuje napięcie skuteczne ok. 8 V o pulsacji ω_2 oraz ujemne napięcie automatycznie określone przez opory R_1 i R_2 (250 Ω). Strumień elektronów przepływający przez siatkę (1) będzie oscylował w takt pulsacji ω_2 . Po przebyciu dodatniej siatki osłonnej (3) strumień ten zostaje odepchnięty przez siatkę sterującą (4) i ta część strumienia, która przedostaje się przez siatkę (4) jest w tym momencie modulowana w takt częstotliwości sygnału wejściowego w. cz. (ω_1). Z powyższego wynika, że część prądu elektronowego zmienia się proporcjonalnie do

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t.$$

Uwzględniając, że

$$\cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t = \cos (\omega_1 - \omega_2) t + \frac{1}{2} \cos (\omega_1 + \omega_2) t$$

widzimy, że ta część prądu elektronowego zawiera składową o pulsacji $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$, odpowiadającej częstotliwości pośredniej superheterodyny. Dla tej składowej obwód anodowy $L_5 C_5$ (transformator pośredniej częstotliwości) dostrojony do ω_0 , przedstawia dużą oporność pozorną; powstaje w nim przeto znaczne napięcie o pulsacji ω_0 .

Właściwości oktody.

Dla prądów pośredniej częstotliwości oktoda posiada pewną oporność wewnętrzną, którą można określić jako iloraz z podzielenia zmiany napięcia ΔV_a przez odpowiednią zmianę prądu ΔI_a .

$$\rho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}.$$

Pomiar tej oporności należy uskutecznić wówczas, gdy lampa oscyluje przy napięciach zmiennych i stałych ujemnych napięciach siatek. (1) i (4), odpowiadających normalnym warunkom pracy. W przeciwnym razie otrzymalibyśmy wartość znacznie odbiegającą od rzeczywistości.

Przypuśćmy, że strojony obwód anodowy jest zwarty. Oznaczmy składową pośredniej częstotliwości prądu anodowego przez

$$I_0 \cos \omega_0 t$$

a napięcie sygnału wielkiej częstotliwości na siatce (4) przez

$$E_1 \cos \omega_1 t.$$

Nachylenie przemiany częstotliwości wyrazi się w tych warunkach wzorem

$$S_p = \frac{I_0}{E_1}.$$

Nachylenie przemiany częstotliwości dla oktody wynosi 600 mikroamperów/Volt. Usuńmy teraz zwarcie w obwodzie $L_5 C_5$ i oznaczmy oporność tego obwodu dla pulsacji ω_0 przez Z . Napięcie zmienne pośredniej częstotliwości $E_0 \cos \omega_0 t$ na zaciskach obwodu równa się wówczas:

$$E_0 = E_1 S_p \frac{\rho Z}{\rho + Z} = K_p E_1$$

Znając S_p , ρ i Z można łatwo obliczyć wartość K_p , t. j. *wzmocnienie przemiany częstotliwości*.

W normalnych warunkach pracy (t. j. przy właściwych napięciach elektrod) ρ wynosi 1,5 megoma. W założeniu, że oporność obwodu anodowego $L_5 C_5$ równa się 0,5 megoma, współczynnik K_p przybiera wartość

$$K_p = 600 \cdot \frac{1,5 \times 0,5}{1,5 + 0,5} = 225.$$

Dla porównania warto zaznaczyć, że odpowiednie dane dla heptody (pentagrid converter) przedstawiają się następująco:

$$S_p = 530 \mu\text{A/V}, \quad \rho = 0,29 \text{ M}\Omega \quad \text{i} \quad K_p = 97.$$

Z danych tych wynika, że oktoda stanowi poważny krok naprzód w porównaniu z heptodą, a w szczególności wyróżnia się dużym wzmocnieniem przemiany częstotliwości.

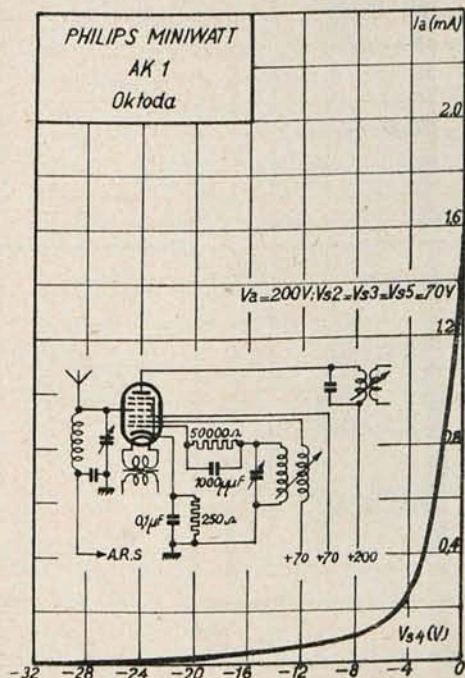
Celem umożliwienia automatycznej regulacji siły, siatka sterująca (4) jest tak skonstruowana, że wspomniane wzmocnienie może być zredukowane do 1/10.000 swej wartości zapomocą dodatkowego ujemnego napięcia na siatce (4), wynoszącego ok. 20 woltów. Zakres regulacji heptody jest w tych samych warunkach 100 razy mniejszy.

Rys. 3 ilustruje zależność istniejącą między S_p i V_{s1} , podczas gdy rys. 4 przedstawia prąd anodowy w funkcji napięcia siatki (4). (Uwidoczniony na tym rysunku schemat obrazuje warunki, w jakich została zdjęta charakterystyka).

Maksymalne nachylenie przemiany częstotliwości uzyskuje się przy napięciu oscylatora ok. 8,5 V; przy większych napięciach oscylatora nachylenie to maleje, opór wewnętrzny natomiast nieco wzrasta. Napięcie oscylatora, przy którym otrzymujemy się największe wzmocnienie, zależy od oporności obwodu anodowego i od napięcia anodowego. Rysunek 5 uwidacznia zależność wzmocnienia przemiany częstotliwości K_p od wartości szczytowych napięć oscylatora E_2 przy napięciach anodowych 250, 200 i 100 V i dla dwóch wartości oporności obwodu anodowego, a mianowicie 0,5 i 0,2 meg.

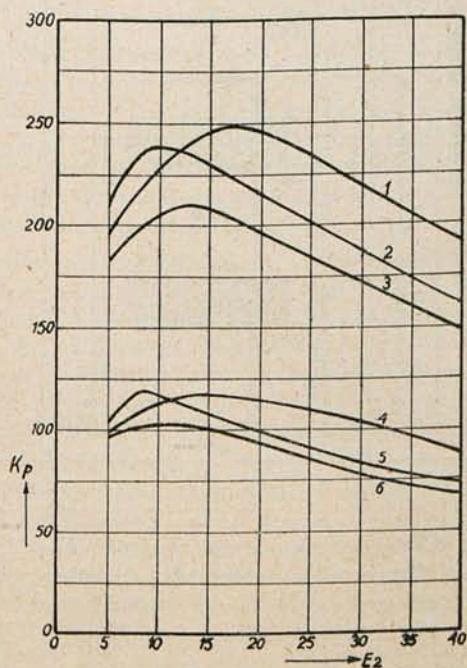
Poniższa tabela reasumuje przebieg tych krzywych.

V_a (V)	V_{s2} , V_{s3} i V_{s5} (V)	V_{s4} (V)	Z (M Ω)	K_p	Krzywa
250	80	-1,5	0,5	245	1
200	70	-1,5	0,5	240	2
100	70	-1,5	0,5	210	3
250	80	-1,5	0,2	120	4
200	70	-1,5	0,2	120	5
100	70	-1,5	0,2	105	6



Rys. 4.

Z rys. 5-tego wynika, że oktoda pozwala uzyskać duże wzmocnienie nawet przy bardzo niskich napięciach anodowych, czego bynajmniej nie można powiedzieć o hexodach i heptodach. Z przebiegu krzywych wynika, że jest bezcelowym stosować duże napięcia oscylatora, ponieważ one nie-



Rys. 5.

tylko nie zwiększają, lecz przeciwnie obniżają wzmocnienie. Można również stwierdzić, że wzrost napięcia oscylatora w stosunku 1:2 wywiera nieznaczny tylko wpływ na wzmocnienie przemiany częstotliwości (różnica jest mniejsza od 10%). Pomiary wykazały, że współczynnik K_p w bardzo nieznacznej mierze maleje na zakresie fal krótkich. Wprawdzie na tym zakresie ma on mniejsze wartości niż te, które figurują w powyższej tabeli i na rys. 5, ale jednak i pod tym względem oktoda przewyższa wszystkie inne oscylatory — modulatory stosowane dotychczas na falach krótkich. Wzmocnienie oktody zachowuje praktycznie stałą wartość dla fal aż do 7 m, a wówczas przy napięciu anodowym 200 V wzmocnienie wynosi 100.

Zjawiska wtórne.

Obecnie pragniemy rzucić nieco światła na oktode z punktu widzenia zjawisk wtórnych, właściwych wszystkim lampom oscylacyjno - modulatoryjnym.

1) *Promieniowanie.*

Ekran, jaki stanowi siatka (3), zapobiega oddziaływaniu napięcia oscylatora, występującego na siatkach (1) i (2) na siatkę sterującą (4), dzięki czemu oscylator nie promieniuje do anteny. Ponadto miarodajna dla tego promieniowania pojemność między siatkami (1) i (4) wynosi tylko 15 μF ., czyli jest ona dwa razy mniejsza niż w heptodzie.

2) *Zmiana częstotliwości.*

Regulacja napięcia siatki (4) praktycznie nie wywiera prawie żadnego wpływu na częstotliwości oscylatora, gdy w grę wchodzi fale długie i średnie. Dla fali 200 m odchylenie częstotliwości przy maksymalnym napięciu regulacyjnym 20 V. wynosi zaledwie 3000 okresów/sek, podczas gdy dla heptody równa się ono 1.400 okresów/sek. Na zakresie fal krótkich np. ok. 20 m odchylenie częstotliwości może niekiedy być równe 1.000 cyklów i wówczas można zastosować bardzo prostą kompensację w postaci, wskazanej na rys. 6.

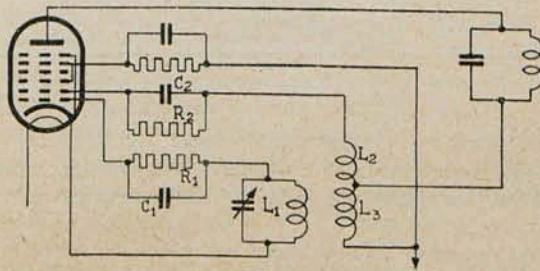
Sprężenie zwrotne przez cewki L_2 i L_3 uzyskuje się w tym układzie częściowo zapomocą prądu anodowego oscylatora (I_{s2}), częściowo zaś dzięki prądowi anodowemu I_a . Podczas gdy czwarta siatka staje się bardziej ujemna i prąd I_{s2} wzrasta, prąd I_a maleje. W ten sposób ponieważ sprzężenie zwrotne dochodzi do skutku przy pomocy obydwóch prądów, można osiągnąć praktycznie całkowitą kompensację, przyczem nie tylko napięcie, lecz również częstotliwość oscylatora zachowuje stałą wartość.

Wartości oporów i kondensatorów, zastosowanych w układzie z rys. 6, są następujące:

- $R_1 = 50\ 000\ \Omega$
- $R_2 = 80\ 000\ \Omega$
- $C_1 = 25\ \mu\text{F}$
- $C_2 = 10\ 000\ \mu\text{F}$

3) *Zmiana napięcia oscylatora.*

Przy regulacji potencjału czwartej siatki w granicach od -1,5 do -20 V, napięcie oscylatora zmienia się zaledwie w stosunku 1:2.



Rys. 6.

4) Szum lampowy.

Jak wiadomo, superheterodyny naogół więcej szumią, niż odbiorniki bez przemiany częstotliwości. Szum, którego źródło tkwi w lampie oscylacyjno - modulacyjnej, jest wprost proporcjonalny do pierwiastka kwadratowego z prądu anodowego i odwrotnie proporcjonalny do wzmożenia przemiany częstotliwości (K_p). Wartości i_a i K_p dla heptody i oktody są następujące:

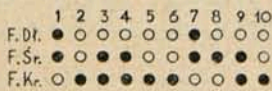
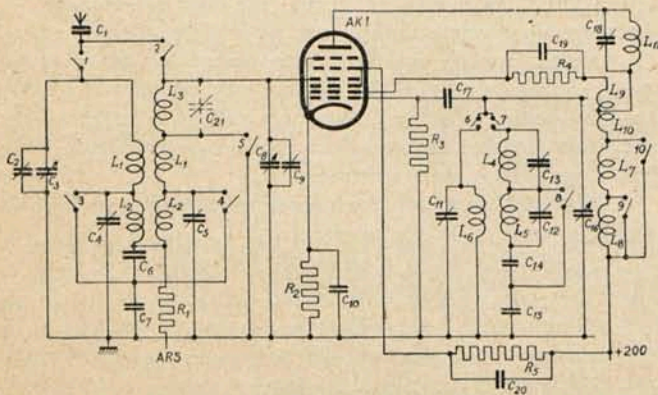
	heptoda	oktoda
i_a	3,5	0,8
K_p	97	225

Na podstawie powyższej tabeli łatwo obliczyć, że szum, jaki daje oktoda, jest pięć razy słabszy, niż przy heptodzie.

Dane elektryczne oktody Philipsa AK 1.

Napięcie żarzenia	$V_f = 4 \text{ V.}$
Prąd żarzenia	$I_f = 0,65 \text{ A.}$
Napięcie anodowe	$V_a = 200 \text{ V.}$
Napięcie piątej siatki	$V_{s5} = 70 \text{ V.}$
Napięcie trzeciej siatki	$V_{s3} = 70 \text{ V.}$
Napięcie drugiej siatki	$V_{s2} = 70 \text{ V.}$
Ujemne napięcie czwartej siatki	$V_{s4} = -1,5 \text{ V}$
Ujemne napięcie pierwszej siatki	$V_{s1} = -1,5 \text{ V.}$
Prąd anodowy	$I_a = 0,8 \text{ mA.}$
Prąd siatek osłonnych	$I_{s3} + I_{s5} = 3 \text{ mA}$
Prąd drugiej siatki	$I_{s2} = 1,6 \text{ mA.}$
Opór wewnętrzny	$\rho = 1,5 \text{ meg.}$
Nachylenie przemiany częstotliwości	$S_p = 0,6 \text{ mA/V}^1$.
Wzmocnienie przemiany częstotliwości	$K_p = 225^2$

Na zakończenie podajemy opis zespołu cewek dla superheterodyny z oktodą, wyposażony w zakres fal krótkich (15 — 55 m) i pracującej przy częstotliwości pośredniej 125 KC.



● = Zamknięte
○ = Otwarte

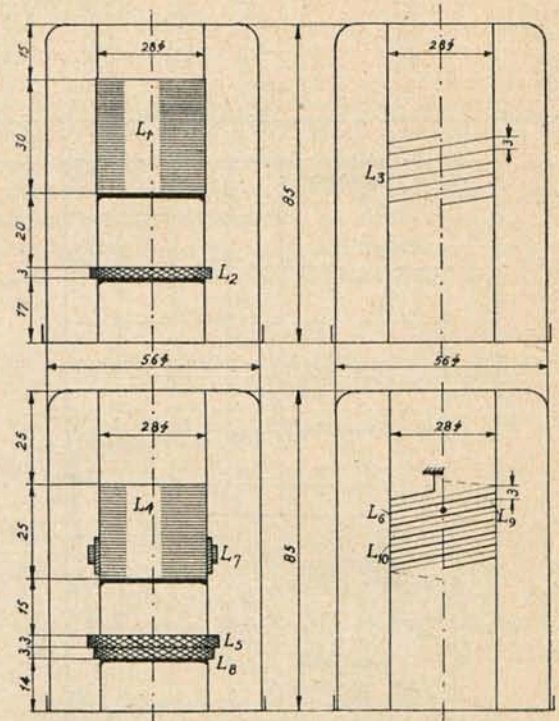
Fot. 7.

W układzie z rysunku 7-go został zastosowany filtr widmowy dla fal średnich i długich. Dla zakresu krótkofalowego nie korzysta się z filtra widmowego, lecz zapomocą

¹⁾ Przy napięciu oscylatora ok. 8 V.

²⁾ Przy oporności obwodu anodowego 0,5 M Ω i napięciu oscylatora ok. 8 V.

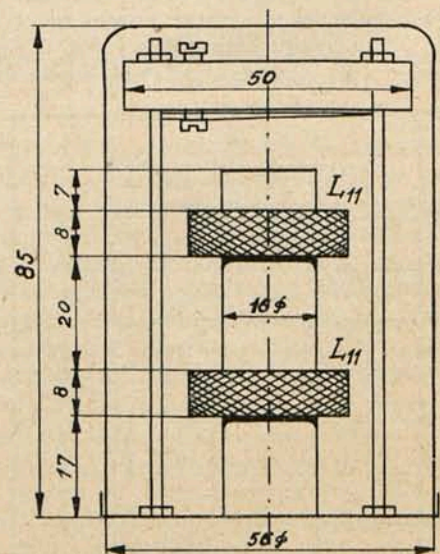
przełącznika (pozycje 1 i 2) przechodzi się na prosty obwód wejściowy. Stąd wynika, że cewka krótkofalowa L_3 jest na stałe włączona do drugiego obwodu filtra. Indukcyjność tej cewki jest jednak tak mała, że praktycznie nie wywiera ona żadnego wpływu na zakresie fal średnich i długich.



Rys. 8.

Rys. 8 i 9 przedstawiają cewki, wchodzące w skład schematu z rys. 7-go. W obwodzie oscylatora włącza się cewkę krótkofalową L_3 lub zespół cewek $L_4 + L_{11}$.

Cewka L_6 nie jest połączona szeregowo z cewkami L_4 i L_{11} celem uniknięcia, zbyt dużej pojemności początko-



Fot. 9.

wej, co ma duże znaczenie dla zastosowania obwodów na zakresie fal średnich. Dla zaoszczędzenia jednego kontaktu w przełączniku cewka długofalowa i kondensator paddingowy są zwierane zapomocą jednego kontaktu.

Kondensator siatkowy ma bardzo małą wartość (25 μF) celem zredukowania zmiany częstotliwości, jaka wy-

stępuje przy regulacji siły odbioru na siatce czwartej oktydy. Z tego samego powodu zastosowano specjalny układ w obwodzie reakcyjnym oscylatora. Dzięki tym zabiegom odchylenie częstotliwości w najmniej korzystnym przypadku wynosi mniej niż 2 KC.

Z rysunku widać, że na zakresie krótkofalowym niema kondensatora paddingowego. W praktyce reguluje się najczęściej ten obwód przez zmianę indukcyjności zapomocą przesuwania kilku zwojów cewki L_0 . W ten sposób najpierw ustala się indukcyjność na końcu zakresu krótkofalowego (ok. 55 m), a następnie nastawia się kondensatorek wyrównawczy równolegle połączony z L_0 (lub L_3) na początku zakresu. Zależnie od tego, który z dwóch obwodów ($L_3 C_8$ lub $L_0 C_{10}$) ma najmniejszą pojemność początkową, kondensatorek wyrównawczy powinien być równolegle połączony z L_3 lub L_0 . Cewki reakcyjne winny być możliwie jaknajsilniej sprzężone z cewkami L_4 , L_5 lub L_6 , leżąc po stronie

Tablica I.

Cewka	Liczba zwojów	Średnica drutu	Izolacja drutu
L_1	114	0,25	emalja
L_2	206	0,15	"
L_3	6	1	"
L_4	80	0,25	"
L_5	124	0,25	"
L_6	6	1	podwójny jedwab
L_7	30	0,25	emalja
L_8	40	0,25	"
L_9	2	0,5	podwójny jedwab
L_{10}	3,5	0,5	"
L_{11}	870	0,1	"

napięcia zerowego celem uniknięcia zwiększenia pojemności początkowej i posiadać jaknajmniej zwojów. Przy cewce L_0 cewka reakcyjna jest wykonana z bardzo cienkiego drutu i nawinięta między zwojami cewki L_0 (rys. 8). Dane dotyczące liczby zwojów oraz średnicy i rodzaju drutu znajdują się w tablicy 1.

Jeśli cewki są skonstruowane ściśle podług powyższych danych, uzyskuje się z dużą dokładnością przepisowe napięcie oscylatora (8 V). Wielkość tego napięcia daje się łatwo sprawdzić, ponieważ napięcie zmienne 8 V w obwodzie oscylatora odpowiada prądowi stałemu 190 μ A w oporze wpływowym 50.000 Ω . Prąd ten można zmierzyć, łącząc galwanometr w szereg z oporem wpływowym. Po uskutecznieniu pomiaru można ewentualnie zmodyfikować liczbę zwojów cewki reakcyjnej.

Wartość oporów i kondensatorów zastosowanych w układzie z rys. 7-go zawarte są w poniższych tabelach:

O p o r y	
R_1	1 000 Ω
R_2	250 Ω
R_3	50 000 Ω
R_4	100 000 Ω
R_5	32 000 Ω

Kondensatory	
C_1	25 $\mu\mu$ F
C_2	25 "
C_3	500 "
C_4	25 "
C_5	25 "
C_6	20 000 "
C_7	20 000 "
C_8	500 "
C_9	25 "
C_{10}	0,1 μ F
C_{11}	25 $\mu\mu$ F
C_{12}	25 "
C_{13}	25 "
C_{14}	1 100 "
C_{15}	3 250 "
C_{16}	500 "
C_{17}	25 "
C_{19}	10 000 "
C_{20}	0,5 μ F
C_{21}	0,25 $\mu\mu$ F

O BŁĘDACH OSCYLOGRAFU KATODOWEGO GAZOWEGO JAKO PRZYRZĄDU POMIAROWEGO *)

Les Erreurs des Mésures à l'Aide d'un Oscillographe Cathodique à Gaz.

Inż. Andrzej Jellonek, Lwów.

En utilisant l'oscillographe cathodique à gaz pour les mésures quantitatives il faut se rendre compte des erreurs de ces mésures. Ces erreurs résultent ou de la méthode de mesure, et dans ces cas il faut les étudier séparément—pour chaque méthode — ou ils sont dues à l'oscillographe lui même, comme les variations de leur sensibilité. On peut diviser ces derniers en trois catégories:

1. Les changements de la sensibilité d'oscillographe en fonction de la valeur, variable mesurée.
2. Les changements de la sensibilité d'oscillographe en fonction de la fréquence de valeur mesuré.
3. Les changements de la sensibilité d'oscillographe provenant des facteurs accidentels.

Daprez ce schema on a étudié les erreurs causées par l'oscillographe lui même en donnant les moyens principaux de les diminuer. Comme exemple on a discuté les erreurs de l'oscillograph Standard Telephones and Cables Lmt. 4018A. Enfin on a discuté les possibilités de calibration d'un oscillograph cathodique et les limites d'utilisation de cette calibration.

W ostatnich latach można było zaobserwować w radjotechnice raptowne rozpowszechnienie się oscylografu katodowego jako przyrządu wskaźnikowego wzgl. pomiarowego. Obecnie trudno sobie prosto wyobrazić poważniejsze laboratorium radjotechniczne pozbawione tego przyrządu.

Każdy jednak przyrząd elektryczny o ile ma być popularny, musi być prosty w użyciu i tani. Takie właśnie warunki posiada oscylograf katodowy z żarzoną katodą. Przy stosunkowo niskim napięciu zasilającym (≤ 4000 V), a więc i prostym urządzeniu zasilającym, daje on dostateczną dla wielu wypadków maksymalną szybkość zapisywania (≤ 1 km/sek **). Ponadto nie jest on dzisiaj naogół droższym od normalnego przyrządu laboratoryjnego wskazówkowego (cena katalogowa od 50 RM wzgl. 7 £). W końcu daje on możliwość uskutecznienia wielu obserwacji i pomiarów, których żadnym innym z dzisiaj istniejących przyrządów nie jesteśmy w stanie wykonać.

Jak każdy jednak przyrząd posiada i oscylograf katodowy pewne właściwości, powodujące błędy w uskuteczonych nim pomiarach. Również same metody pomiarów wykonywanych tym przyrządem mogą powodować pewne błędy

*) Słownictwo zachowano na życzenie autora.

**) Przy zastosowaniu fotografii zewnętrznej oraz optyki o dużej jasności.

w wynikach. O ile jednak te ostatnie można rozpatrywać na ogół tylko dla każdej metody oddzielnie, to błędy powodowane właściwościami samego oscylografu można ująć w pewne zasadnicze kategorie, a co ważniejsze, można też określić ich górną granicę.

Omówienie takich właśnie błędów jest celem niniejszego artykułu. Oscylograf katodowy jest używany do mierzenia napięcia przy zastosowaniu elektrod sterujących polem elektrycznym, prądu jeżeli sterowanie uskuteczniamy polem magnetycznym, w końcu ustosunkowania fazowego dwu wielkości doprowadzonych na dwie wzajem prostopadłe działające pary elektrod sterujących. Działa zatem jako woltomierz i to na ogół woltomierz statyczny, amperomierz, wreszcie fazomierz z tą jednak różnicą, że reaguje on na wartości chwilowe wielkości przyłożonych. Stawiamy zatem jego wskazaniom wymagania podobne jak dla tych właśnie przyrządów: niezależność od częstotliwości w możliwie szerokich granicach, stałość cechowania, nadto, dla wierne odtwarzania krzywych czasowych, proporcjonalność wychylenia względem chwilowej wartości wielkości mierzonej; w końcu w wypadku najczęściej używanego sterowania polem elektrycznym powinien pracować elektrostatycznie, praktycznie bez pobierania mocy ze źródła napięcia mierzonego.

Dla scharakteryzowania powyższych własności posługujemy się pojęciem czułości oscylografu; rozróżniamy czułość średnią $C_{sr} = \frac{y}{U_{st}} \dots \frac{\text{mm}}{\text{V}}$ przyczem „y” jest wychyleniem promienia katodowego pod wpływem napięcia U_{st} przyłożonego do elektrod sterujących, oraz czułość lokalną (w okolicy danego punktu) $C_l = \frac{dy}{dU_{st}}$. Większe znaczenie ma czułość średnia; nią też będziemy się posługiwać w dalszych rozważaniach. Pozatem ograniczymy się jedynie do dyskusji odchyłań polem elektrycznym, jako sposobu najczęściej używanego. W tym ostatnim wypadku jak wiadomo¹⁾:

$$y = \frac{l \cdot L}{2 E_a a} \cdot U_{st}$$

przyczem oznaczają:

y	wychylenie promienia katodowego	mm
U	napięcie przyłożone do elektrod sterujących	V
E	napięcie anodowe	V
a	odległość płytek jednej pary elektrod ster.	mm
l	długość elektrod sterujących	mm
L	odległość środka el. ster. od środka ekranu	mm

skąd

$$C_{sr} = \frac{y}{U_{st}} = \frac{l \cdot L}{2 a E_a} \dots \frac{\text{mm}}{\text{V}}$$

Czułość ta jest na ogół różną dla poszczególnych par elektrod sterujących tego samego oscylografu.

I. Zależność czułości od wielkości napięcia mierzonego.

1. Błędy wynikające z budowy mechanicznej.

a. Grubość linji. Mówiąc o błędach wzgl. dokładności oscylografu katodowego musimy przedewszystkiem ustalić do jakiej wielkości oscylogramu będziemy je odnosić. W przyrządach wskazówkowych odnosimy na ogół błędy do wychylenia końcowego. Podobnie postąpimy i w naszych rozważaniach. Punkt świecący na ekranie, wzgl. dla prądu zmiennego takiż odcinek są niejako wskazówką oscylografu katodowego. W przeciwieństwie do instrumentów wskazówkowych, gdzie błąd odczytu można zredukować do minimum

(skala lustrzana, wskazówka nożowa) jest grubości plamki czy też kreski na ekranie oscylografu katodowego dość znaczna i powoduje duże stosunkowo błędy odczytu. Grubość ta pozostaje na ogół stała z wychyleniem. Przyjmując, że przy odczycie możemy się pomylić o $\frac{1}{2}$ grubości (d) kreski świetlnej przyczem np. $d = 1$ mm, zaś wielkość oscylogramu $A = 50$ mm, to błąd jaki możemy popełnić przy odczytywaniu wynosi:

$$\Delta_1 \% = \frac{1}{2} \frac{d}{A} \cdot 110 = \frac{1}{2} \frac{1}{50} \cdot 100 = 1\%$$

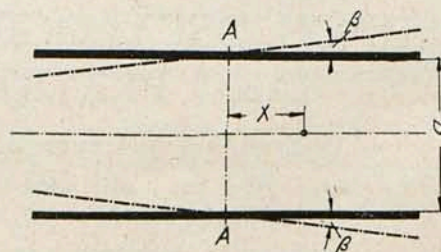
jednak dla amplitudy $A = 10$ mm błąd ten wzrośnie do wartości:

$$\Delta_2 \% = \frac{1}{2} \frac{1}{10} \cdot 100 = 5\%$$

Widzimy zatem, że przy niezminiającej się z wychyleniem grubości kreski — co w praktyce rzeczywiście zachodzi, popełniamy dla różnych wychyleń błędy procentowe różne. Odtąd zatem wszystkie nasze rozważania o dokładności będziemy odnosili do pewnego oscylogramu normalnego, za który przyjmijmy oscylogram o amplitudzie $A = 50$ mm, w którym $A/d = 50$. Warunki takie odpowiadają przeciętnemu oscylografowi katodowemu. W wyjątkowych wypadkach, przy zastosowaniu dodatkowych urządzeń możemy zejść z grubością kreski znacznie niżej ($\sim 0,1$ mm²⁾, zaś z amplitudą pójść wyżej (100 mm). Zwiększona w ten sposób dokładność odczytu zostaje okupiona dodatkowymi urządzeniami, przez co oscylograf katodowy traci swą podstawową zaletę: prostotę. Na ogół zatem musimy się liczyć z warunkami podanymi dla oscylografu normalnego.

b. Nierównoległości elektrod sterujących.

Jeżeli dwie płytki tej samej pary elektrod sterujących nie są do siebie ściśle równoległe, wówczas odległość ich jest



Rys. 1.

zmienna. Przypuśćmy, że w przekroju AA (rys. 1) odległość ta wynosi a , to w miejscu x odległość ta wyniesie:

$$a_x = a + x (\operatorname{tg} \beta_1 + \operatorname{tg} \beta_2),$$

jeżeli β_1, β_2 oznaczają kąty o jakie rozchylnono płytki. Równocześnie zmieniać się będzie natężenie pola (k) między płytkami jako równe:

$$k = \frac{U_{st}}{a}$$

ponieważ zaś:

$$y = \frac{1}{2} \frac{l \cdot L}{2 E_a} \cdot \frac{U_{st}}{a_x} = \operatorname{const.} K \text{ zatem i ono zależy od } x.$$

Możemy zatem powiedzieć, że, jeżeli elektrody nie są odpowiednio równoległe, wówczas czułość oscylografu zmienia się wraz ze zmianami przyłożonego napięcia. Błąd względny wynosi zatem:

¹⁾ T. Jaskólski. Oscylografy katodowe. Przegl. El. 1929, str. 121.

²⁾ K. Buss. Bildspiegel u. Strichbreite beim K. O. Ar. f. El. 1932, 26, str. 379.

$$\Delta\% = \frac{M-P}{P} 100 = \frac{\frac{U_{st}}{a+x(\operatorname{tg}\beta_1+\operatorname{tg}\beta_2)} - \frac{U_{st}}{a}}{\frac{U_{st}}{a+x(\operatorname{tg}\beta_1+\operatorname{tg}\beta_2)}} 100 = \frac{x(\operatorname{tg}\beta_1+\operatorname{tg}\beta_2)}{a+x(\operatorname{tg}\beta_1+\operatorname{tg}\beta_2)}$$

gdzie M oznacza wielkość mierzoną, zaś P wielkość poprawną.

Przykład. Przypuśćmy, że w oscylografie firmy Standard Telephones and Cables Ltd. typ 4018 A nastąpiło przekrzywienie jednej pary płytek takie, że: $\beta_1 = \beta_2 = 1^\circ$. Odległość płytek jednej pary wynosi w tym oscylografie: $a = 0,475$ cm. Załóżmy dalej że na poszczególne pary elektrod przyłożyliśmy napięcia o dwu zupełnie różnych częstotliwościach (np. 50 1/sek i 10^6 1/sek) przy czym amplituda jednego z tych napięć jest tak dobrana, aby promień katodowy w obrębie skrzywionej pary płytek odchyłał się o $x = 0,2$ cm. Gdyby obie pary elektrod były ściśle równoległe, to na ekranie powinniśmy otrzymać świecąca prostokątną powierzchnię. Jednak z powodu nierównoległości jednej pary płyt wychylenie nią spowodowane będzie się różnić na każdym końcu figury o

$$\Delta\% = \frac{-x(\operatorname{tg}\beta_1+\operatorname{tg}\beta_2)}{a+x(\operatorname{tg}\beta_1+\operatorname{tg}\beta_2)} 100 = \frac{-2 \cdot 0,035}{4,75 + 2 \cdot 0,035} = \sim -1,4\%$$

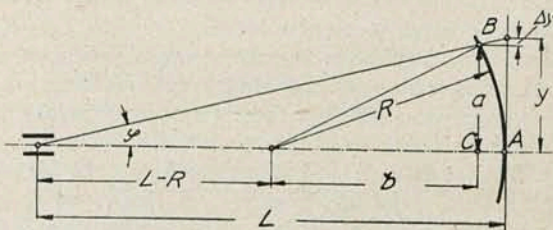
Zamiast prostokąta otrzymamy na ekranie figurę podobną do trapezu, w którym długości boków równoległych będą od siebie różne o $2 \Delta = -2,8\%$.

b. Zakrzywienie ekranu. W większości oscylografów katodowych gazowanych substancja fluoryzująca umieszczona jest wprost na szklanej ścianie*). Ze względów wytrzymałościowych powierzchnia tego ekranu jest zakrzywiona. Promień (R) tego zakrzywienia jest naogół różny** od odległości (L) środka D elektrod sterujących względem środka ekranu (rys. 2). Gdyby ekran był płaski umieszczoną w odległości L od punktu O i prostopadłą do

*) Wyjątek stanowią oscylografy katodowe w których substancja fluoryzująca jest umieszczona na ukośnej względem osi oscylografu płycie wewnątrz tego ostatniego. Odczytujemy wtedy naukos, przez ściankę boczną. Obraz ma zniekształcenie perspektywiczne, skutkiem nierównych odległości swych elementów od środka płytek sterujących. Zniekształcenie to kompensujemy odpowiednim kształtem i ustawieniem elektrod sterujących. (Kat. fmy Leybold's Nachfolger. Ma 140 C; rys. 3).

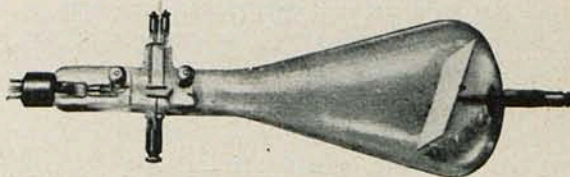
**) W wykonaniu firmy Cossor $L = R$.

osi oscylografu, to dla pewnego położenia promienia katodowego odczytalibyśmy wychylenie y . Z powodu jednak zakrzywienia ekranu promień katodowy zakreśli na nim jedynie



Rys. 2.

łuk AB , my zaś odczytamy jako wychylenie cięciwę BC (wyjątek stanowi pomiar y przy pomocy giętkiej podziałki, przy pomocy której zmierzmy łuk AB). Wartość otrzymana bę-



Rys. 3.
Wdg. M. v. Ardenne.

dzie zatem mniejsza od prawdziwego wychylenia na ekranie płaskim o δ_y . Dla niewielkich wychyleń ($y^2 \ll L \cdot R$) możemy określić:

$$\delta_y = \frac{y^3}{2RL}$$

Przykład. Dla wspomnianego w przykładzie pierwszym oscylografu wynoszą:

$R = 100$ mm, $L = 200$ mm przyjmujemy: $2 \cdot y = 50$ mm wtedy:

$$\delta_y = \frac{-y^3}{2RL} = \frac{-(2,5)^3}{2 \cdot 10 \cdot 20} = -0,039 \text{ cm;}$$

$$\Delta_y = \frac{\delta_y}{y} 100 = \frac{0,039}{2,5} 100 = \sim 1,6\%$$

Ogólnie możemy znów powiedzieć: skutkiem zakrzywienia ekranu czułość oscylografu katodowego zmienia się ze zmianą wielkości napięcia mierzzonego. (C. d. n.)

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

Wpływ kubków ekranujących na skuteczną indukcyjność i oporność zwojnic.

(G. W. O. H. Wireless Engineer, marzec 1934 r.).

Obserwując powierzchnie nowoczesny odbiornik radiowy, w porównaniu z modelem z przed kilku laty, najbardziej uderzającą okolicznością jest zmiana wyglądu cewek obwodów strojonych. Dawniej były one całkowicie odkryte, względnie umieszczone w obszernej przedziałach — obecnie zakryte są kubkami, zadaniem których jest ekranowanie i tym samym przeciwdziałanie jakimkolwiek wpływom wzajemnemu pomiędzy obwodami. Przed oddziaływaniem elektrostatycznym można się zabezpieczyć zapomocą ekranu o ciągłości w dwóch kierunkach, podczas gdy przeciw oddziaływaniu elektromagnetycznemu działać będzie skutecznie jedynie ekran ciągły w kierunku gdzie prądy wirowe

wzniesione przez pole cewki miałyby tendencję powstawania; kubek metalowy odpowiada doskonale obu tym warunkom.

Z wyjątkiem nielicznych wypadków specjalnych, prądy wirowe nie nadają się do prostej analizy matematycznej, a działanie ekranu magnetycznego zależy właśnie od prądów wirowych wzniesionych w ekranie. Choć obliczenie oddziaływania rzeczywistego kubka na dane elektryczne rzeczywistej cewki byłoby problemem nierozwiązalnym, można otrzymać dostatecznie przybliżone wyniki przez przyjęcie pewnych założeń upraszczających powyższy problem. Dokonał tego H. Kaden (E. N. T. lipiec, 1933 r.); zastąpił on walcowy kubek ekranujący przez ekran kulisty, a cylindryczną cewkę przez dipol o tym samym momencie magnetycznym, ustawiony w środku kuli. Już uprzednio bowiem Kaden wykazał (Zeitschrift für Hochfrequenz, 1932 r., str. 92) że sku-

tek ekranowania zależy od częstotliwości, danych materiału i grubości ekranu oraz pewnego jednego wymiaru przedstawiającego wielkość kubka. Dokładny kształt kubka nie odgrywa większej roli i dochodzi się do bardzo ścisłych wyników zakładając ekran kulisty o średnicy równej średniej arytmetycznej trzech wymiarów kubka.

Pierwszym rezultatem skomplikowanych obliczeń matematycznych Kadena jest to że choć ekran zmniejsza amplitudę pola oraz przesuwa jego fazę, nie zmienia jednak jego kształtu, tak że jedna stała S wystarczy dla określenia stosunku zmniejszenia pola w każdym punkcie poza ekranem. Ta sama zresztą stała określa ściśle jak zmniejsza się pole wewnątrz kubka jeżeli umieścimy go w środku pola jednorodnego. Jeżeli dwie sąsiednie cewki są pod podobnymi ekranami, współczynnik odsprężenia wyrazi się przez S^2 .

Zmniejszenie indukcyjności. Skuteczna wartość indukcyjności cewki zmniejsza się w obecności prądów wirowych w ekranie. Prądy te dają pole magnetyczne, które nakłada się na pole pierwotne cewki. Kaden dowodzi że pole prądów wirowych jest jednorodne i skierowane, oczywiście, w kierunku równoległym do osi cewki; nie znajduje się ono jednakże w ścisłej opozycji faz.

Skuteczna wartość indukcyjności cewki zmniejsza się z L_0 na L gdzie

$$L = L_0 \left(1 - \frac{2}{3} \frac{V_c}{V_e} \frac{1}{K} \right) \dots \dots \dots (1)$$

V_c — to objętość cewki, czyli iloczyn z jej przekroju A przez długość l ; V_e — jest to objętość kulistego ekranu, zazwyczaj nieco mniejsza niż objętość ekranu rzeczywistego. K — jest to stała Nagaoki jaką stosuje się przy obliczaniu cewek; dla cewki której średnica równa się promieniowi wynosi ona $K = 0,7$.

Wpływ ekranu na indukcyjność cewki, jak widzimy z powyższego bardzo prostego wzoru, jest odwrotnie proporcjonalny do sześciastu jego średnicy.

Zwiększenie oporności. Jeżeli naskórkowość jest do pominięcia, tak że prądy wirowe są równomiernie rozłożone w grubości ekranu, to opór R_e o jaki wzrośnie oporność cewki wyrazi się wzorem

$$R_e = \frac{3}{2\pi} N^2 A^2 \frac{\rho}{tr^4} \dots \dots \dots (2)$$

gdzie A jest powierzchnią przekroju cewki, N — liczbą zwojów, t i r — grubość i promień ekranu kulistego i ρ oporność właściwa materiału z którego ekran jest wykonany.

Jeżeli naskórkowość powoduje nierównomierny rozkład prądów wirowych w masie ekranu

$$R_e = 95 \cdot 10^{-6} N^2 A^2 \frac{\sqrt{f \cdot \rho}}{r^4} \dots \dots \dots (3)$$

W obu wypadkach dodatkowy opór jest odwrotnie proporcjonalny do czwartej potęgi promienia ekranu. Poza tym w pierwszym wypadku jest niezależny od częstotliwości a w

drugim — od grubości — czegożby można się domyśleć z samego założenia.

Czy naskórkowość jest do pominięcia czy też nie przekonać się można z wyrażenia $t\sqrt{f\rho}$. Jeżeli jest ono mniejsze niż 5 000 to naskórkowość jest do pominięcia i stosujemy wzór (2); jeżeli wyrażenie jest większe od 5 000 naskórkowości pominać nie można i należy zastosować wzór (3). Przy wartości równej w przybliżeniu 5 000 oba wzory dadzą wynik podobny.

Skuteczność ekranowania. Wspomniana wyżej skuteczność ekranowania S wyraża się wzorem o trzech członkach stanowiących liczbowo szereg zbieżny. Dla przeważnej liczby wypadków zupełnie wystarczy wyraz pierwszy tego szeregu, a mianowicie

$$\frac{1}{S} = \frac{pr}{3t} \sqrt{\cos h 2p - \cos 2p} \dots \dots \dots (4)$$

gdzie r i t to promień i grubość ekranu a $p = 2 \cdot 10^{-4} t\sqrt{f\rho}$.

Obliczywszy p rzęztę znajdujemy łatwo z tablic matematycznych.

Przykład praktyczny. Kaden wypróbował praktyczną wartość swoich wzorów na ekranie o następujących danych: materiał — manganin ($\rho = 42 \cdot 10^{-6}$ omów na centymetr sześcienny) o grubości 0,5 mm, promień ekranu 4 cm i wysokość 4,5 cm. Częstotliwość prób była 150 000 c/s.

$$p = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 0,05 \sqrt{\frac{150\,000}{42 \cdot 10^{-6}}} = 0,6$$

$$\frac{pr}{3t} = \frac{0,6 \cdot 4}{3 \cdot 0,05} = 16.$$

Z tablic znajdujemy $\cosh 1,2 = 1,81$; $\cos 1,2 = 0,36$ skąd $\frac{1}{S} = 19,3$ (wzór dokładniejszy daje $\frac{1}{S} = 19,55$). Ekran tego rodzaju redukuje więc pole zewnętrzne do jednej dwudziestą mniej więcej wartości pierwotnej, bez ekranu...

Do ekranu została włożona cewka o średnicy 3,5 cm i długości również 3,5 cm, dla której więc $K = 0,7$.

Objętość cewki $V_c = 34 \text{ cm}^3$, objętość kuli o promieniu 4 cm $V_e = 270 \text{ cm}^3$.

Stąd

$$\frac{L}{L_0} = 1 - \frac{2}{3} \cdot \frac{34}{270} \cdot \frac{1}{0,7} = 0,88.$$

Wartość zmierzona była 0,87.

Teraz weźmiemy sprawę wzrostu oporności $t\sqrt{f\rho} = 3\,000$, czyli mniejsze znacznie od 5 000, naskórkowość jest tu do pominięcia i stosujemy wzór (2). Autor oblicza tutaj kąt stratności spowodowany przez ekran czyli $\frac{R_e}{L\omega}$ i otrzymuje wartość $7 \cdot 10^{-3}$ przy wartości zmierzonej $6,3 \cdot 10^{-3}$.

W przyszłości więc przy projektowaniu cewek w ekranach nie potrzeba więcej posługiwać się metodą doświadczalną: wszystkie zasadnicze dane mogą być zgóry obliczone z powyższych stosunkowo bardzo prostych wzorów.

K. Lewiński.