

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

ORGAN STOWARZYSZENIA RADJOTECHNIKÓW POLSKICH

pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok V.

1 grudnia 1927 r.

Zeszyt 23—24

Redaktor mjr. inż. K. KRULISZ.

Warszawa, Nowowiejska 54, tel 282-72 wewn. 12.

RADJOTELEFONJA BEZ FALI NOŚNEJ.

Inż. Jan Kadenacy, Wilno.

(Dokończenie).

§ 6.

Wypadek ogólny zastosowania mikrofonu kondensatorowego do modulacji bez fali nośnej (względnie innego typu mikrofonu wielkiej częstotliwości). Każde prostsze rozwiązanie tego rodzaju zagadnienia, osiągnięte w jakikolwiek sposób, będzie zawsze tylko wypadkiem szczególnym ogólniejszej klasy układów, zbudowanych w sposób następujący:

Mamy n obwodów. W niektórych z nich mogą działać siły elektromagnetyczne o tej samej pulsacji, lecz o różnych amplitudach i fazach. Obwody te mogą być ze sobą sprzężone w sposób dowolny (galwanicznie, pojemnościowo lub indukcyjnie) oraz zawierać pewną liczbę oporów ujemnych. Prócz tego winny one spełniać jeszcze takie warunki:

1. W układzie istnieje przynajmniej jedna para zacisków M_p, M_q , pomiędzy którymi różnica napięć ΔU_{pq} przynajmniej dla jednego nastrojenia układu i jego sprzężeń jest równa zeru.

2. Zmiany pewnej liczby pojemności $\Delta C_e, \Delta C_r, \dots, \Delta C_t$ względnie samoindukcji $\Delta L_f, \Delta L_s, \dots, \Delta L_u$ dające się przedstawić jako stosunkowo proste funkcje, pewnego parametru x (w najprostszym wypadku zależność prostolinijna), wywołują pomiędzy temi zaciskami w układzie nastrojonym w sposób powyższy różnicę napięcia, będącą funkcją praktycznie prostolinijną tegoż parametru. To jest:

$$\frac{\Delta C_e}{A_e} = \frac{\Delta C_r}{A_r} = \frac{\Delta C_t}{A_t} = \Delta x \quad (1) \quad \text{i} \quad \Delta U_{pq} = B \cdot \Delta x \quad (2)$$

Wyczerpująca teoria zjawisk, jakie zachodzą w układach zbudowanych z większej ilości obwodów, sprzężonych ze sobą w sposób dowolny, nastęrcza naogół bardzo poważne trudności. Rosną one jeszcze bardziej, gdy zaczynamy analizować wpływ poszczególnych czynników, oraz próbujemy takie układy projektować. Techniczna realizacja napotyka często na trudności nie do pokonania, wynikające przeważnie z założenia upraszczającego teorię i projektowanie, a mianowicie pominięcia strat i sprzężeń szkodliwych, nie dających się w większości wypadków należycie ująć liczbowo.

Z powyższych względów ci wszyscy, którzy badali złożone układy, mając przytem na celu i możliwe praktyczne zastosowania, ograniczali się przeważnie do pewnych tylko specjalnych wypadków, robiąc ponadto liczne założenia upraszczające.

Badania szły w wielu kierunkach, jednak w tym

obfitym dorobku niestety mało znajdziemy teoretycznych wyników, któreby się dały zastosować do bardziej skomplikowanych układów, spełniających wyżej sformułowane warunki.

Niemniej jednak, prawie w każdej pracy, rozpatrującej którykolwiek z rodzajów układów, spotyka się przypadki, które przy pewnych warunkach mogą mieć zastosowanie do modulacji bez fali nośnej przy pomocy mikrofonu kondensatorowego, (względnie jakiegokolwiek innego mikrofonu wielkiej częstotliwości). Istniejące dziś jeszcze nieliczne próby rozwiązania tego zagadnienia, zrealizowane w postaci wyżej podanych patentów, daleko jeszcze nie wyczerpują wszystkich możliwości i to nawet w tym przypadku, gdy poczynimy daleko idące zastrzeżenia co do możliwej prostoty układu.

Rezygnując chwilowo z podania możliwych przykładów, zatrzymam się bliżej tylko nad temi, które stanowią treść wyżej podanych patentów. Te bowiem rozwiązania zajmowały mi w swoim czasie, w zastosowaniu do pomiarów małych zmian pojemności.

§ 7.

System J. Massolle'a, J. Engla i H. Vogta (wynalazcy katodofonu). D. R. P. 353 644 i 359 995. Posiada on swój odpowiednik w miernictwie wielkiej częstotliwości w postaci mostka Seibta'a, udoskonalonego przez Armagnat'a*). Czułość jego jako metody mierniczej jest pośrednią pomiędzy czułością metody rezonansowej i dudnień, pozwala bowiem mierzyć zmiany pojemności rzędu do 0,01%. Układ ten w tej postaci, jaką mu nadał Armagnat, przedstawia schemat rys. 5. Przebieg zjawisk, jakie w nim zachodzą, możnaby przedyskutować, traktując go, jako jeden z prostszych wypadków filtru równoległego. Wydaje mi się jednak, iż rozwiązanie graficzno-rachunkowe naszkicowane przez Armagnat'a (l. c.) pozwala lepiej przedstawić potrzebne wyniki.

Mamy więc dwa elektrycznie prawie identyczne obwody 1 i 2. W obu działa siła elektromotoryczna wielkiej częstotliwości o tej samej amplitudzie E_0 , pulsacji ω_0 i fazie $\varphi_0 = 0$. Sprzężenie wzajemne obu obwodów M_{12} jest równym zeru. Z niemi jest jeszcze luźno sprzężony obwód 3, na który zewnętrzna siła elektromotoryczna działa wyłącznie tylko po przez obwody pośrednie 1 i 2. Wzajemne indukcje obwo-

*) H. Armagnat et L. Brillouin, Les mesures en haute fréquence, 1924, str. 19 i nast.

dów 1 i 3 oraz 2 i 3, M_{13} i M_{23} , są dobrane w ten sposób, iż ma miejsce stosunek:

$$\frac{M_{13}}{R_1} = - \frac{M_{23}}{R_2} \quad (1)$$

gdzie R_1 i R_2 są oporami całkowitymi obwodów 1 i 2.

Tabela IV podaje dla obwodów 1 i 2 wielkości amplitud prądu I_1 i I_2 , fazy prądu φ_1 i φ_2 oraz amplitudy sił elektromotorycznych wzbudzanych w obwodzie trzecim E_{13} i E_{23} .

Tabela IV.

Obwody	I	tang φ	Wzbudzone siły elektromotorycz. w obwodzie trzecim	
			wypadek ogólny	rezonans obwodu pośredniego
1	$\frac{E_0}{R_1 \cdot \sqrt{1 + \text{tang}^2 \varphi_1}}$	$\frac{1 - \omega_0^2 L_1 C_1}{\omega_0 C_1 R_1}$	$\omega_0 I_1 M_{13}$	$\frac{E_0 M_{13} \omega_0}{R_1}$
2	$\frac{E_0}{R_2 \cdot \sqrt{1 + \text{tang}^2 \varphi_2}}$	$\frac{1 - \omega_0^2 L_2 C_2}{\omega_0 C_2 R_2}$	$\omega_0 I_2 M_{23}$	$\frac{E_0 M_{23} \omega_0}{R_2}$

W wypadku rezonansu obwodów 1 i 2, wobec istnienia zależności (1), wypadkowa siła elektromotoryczna w obwodzie trzecim będzie równą zero. To jest:

$$(E_{13})_{\text{res}} = - (E_{23})_{\text{res}} \quad (2)$$

W zależności od stopnia rozstrojenia obwodów 1 i 2 wielkości E_{13} i E_{23} , oraz ich fazy dają się przedstawić w postaci wykresu kołowego (rys. 6), z którego wynika, iż wypadkowa siła elektromotoryczna E_3 w wypadku dowolnego rozstrojenia obwodów 1 i 2 będzie:

$$E_3 = (E_{13})_{\text{res}} \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) = (E_{13})_{\text{res}} \cdot y \quad (3)$$

Zmiany E_3 w zależności od nieznaczących rozstrojeń jednego z obwodów pośrednich (1 lub 2), wywołanych zmianami ich pojemności C_1 lub C_2 , mają przebieg prosty, gdyż dla tego rodzaju rozstrojeń ma miejsce stosunek:

$$\text{tang } \varphi = A \frac{x}{1 - x} \approx A \cdot x \quad (4)$$

gdzie x jest stosunkiem zmiany pojemności ΔC do pojemności przy C_{res} , zaś A równe stosunkowi pozornego oporu samoindukcji $L\omega$ do całkowitej oporności omowej obwodu R , inaczej π podzielone przez tłumienie obwodu δ . To jest:

$$x = \frac{\Delta C}{C_{\text{res}}} \quad (5) \text{ i } A = \frac{L\omega}{R} = \frac{\pi}{\delta} \quad (6)$$

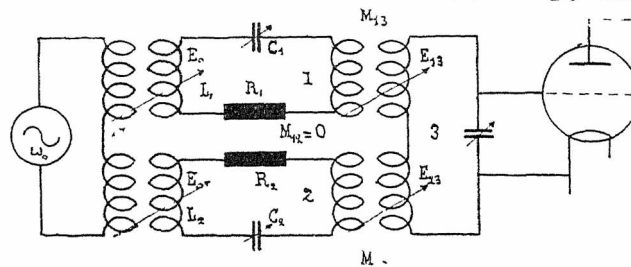
$$\Delta C = C_{\text{res}} - C_x \quad (7)$$

Stosując wzory (3, 4, 5 i 6), otrzymujemy wykres rys. 7. Przedstawia on przebieg funkcji:

$$y = f(x_1, \delta_1, \varphi_2) \quad (8)$$

t. j. wielkości proporcjonalnej do wielkości amplitudy wypadkowej siły elektromotorycznej w obwodzie 3, w zależności od zmiennego rozstrojenia x_1 i stałego tłumienia δ obwodu 1 oraz pewnego stałego rozstrojenia obwodu 2, powodującego przesunięcie fazy φ_2 . Wielkość y jest niezależną od danych obwodu 1, 2, R , raz więc otrzymany wykres może być zastosowany dla każdego dowolnego obwodu. Wykres

ten uwidacznia, iż zwiększenie wielkości φ_2 wywołuje coraz bardziej wybitną asymetrię charakterystyki oraz przesunięcie jej punktu zerowego. Wielkość tłumienia w obwodzie 1 δ_1 ma duży wpływ na ostrość przebiegu charakterystyki. Wzór (4) drogą zmiany

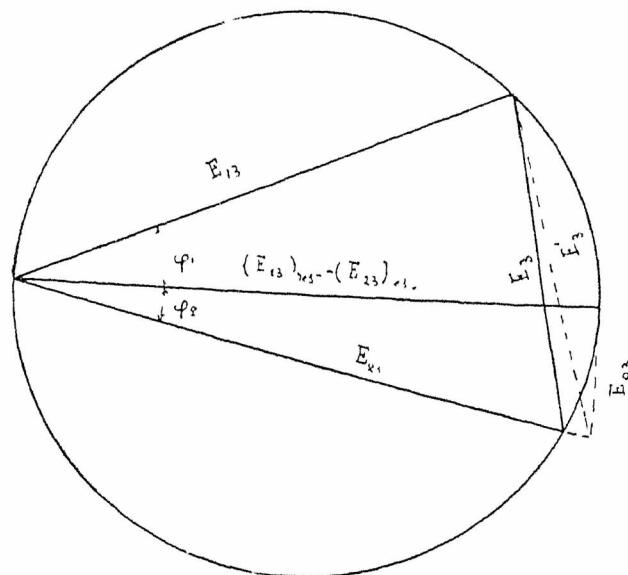


Rys. 5.

skali pozwala nam stosować charakterystyki, otrzymane dla jednej wielkości x , dla każdej dowolnej innej, (z tem jednak zastrzeżeniem, iż jest to dopuszczalnym tylko w granicach, w których przybliżona forma wzoru (4) ma jeszcze miejsce).

Pewne zakłócenie prostoliniowości przebiegu charakterystyki szczególnie wybitnie dające się odczuć w pobliżu zera, wprowadza obecność w obwodzie 3 chociażby stosunkowo nieznaczącej siły elektromotorycznej E_0 , wzbudzonej bezpośrednio z zewnątrz z pominięciem obwodów pośrednich.

Na wykresie rys. 6 linjami kreskowanymi są



Rys 6

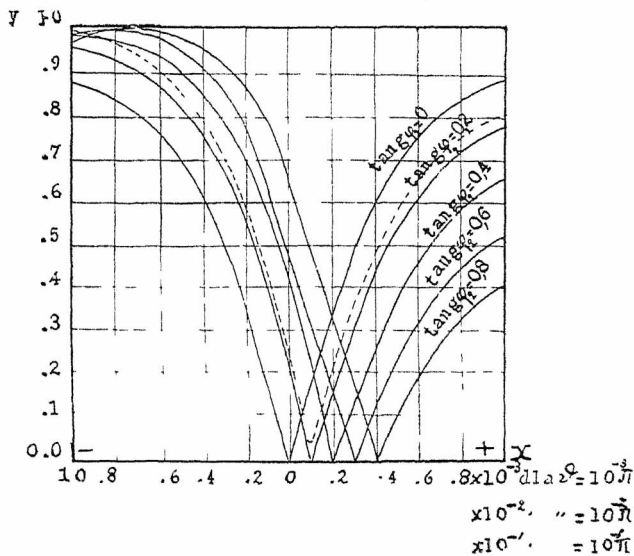
przedstawione E_0 oraz odpowiednia wypadkowa siła elektromotoryczna E_{13} . Również w ten sam sposób wykreślono na rys. 7 jedną charakterystykę w założeniu obecności E_{03} równej $1/\pi (E_{13})_{\text{res}}$.

Widzimy więc, iż system ten w zupełności czyni zadość warunkom, podanym w §§ 5 i 6: jego charakterystyka jest charakterystyką typu odwróconej krzywej rezonansu, osiąga ona wartość zerową i jest w znacznej swej części praktycznie prostolinią i ostrą. Ostrość przebiegu daje się łatwo regulować tłumieniem obwodu.

Zastępując całkowicie czy też częściowo w je-

dnym z obwodów pośrednich jego pojemność przez pojemność mikrofonu kondensatorowego, układ ten możemy stosować, jako modulacyjny bez fali nośnej. Zaletami tego systemu są:

1. Stosunkowa prostota samego układu, jak również i jego teorii, która wobec braku w niej zaniechań wielkości drugorzędnych jest teorią ścisłą, a nie przybliżoną. Usunięcie sprzężeń, których wielkość w teorii przyjęliśmy równą zero, nie nastęca tu też trudności (ekranowanie, uzwojenia toroidalne i t. p.). Niema więc w tym systemie wielkiej rozbieżności pomiędzy idealnym teoretycznym przypadkiem, a dającym się zrealizować praktycznie.



Rys 7.

2. Generator wzbudzający (driver) w tym układzie jest umieszczony poza aparaturą modulacyjną, tylko słabo z nią sprzężony. Wobec tego utrzymanie stałości amplitudy i częstotliwości jego drgań nie jest trudne. W razie potrzeby można go łatwo stabilizować (naprz. kwarcem).

3. Mikrofon kondensatorowy czyni zbędną aparaturę częstotliwości słyszalnej. Wysoka jakość akustyczna tego typu mikrofonu oraz nieobecność aparatury częstotliwości słyszalnej tylko dodatnio może wpłynąć na jakość emisji oraz prostotę aparatury stacyjnej.

4. Charakterystyki układu modulacyjnego (patrz wykres rys. 7) są mniej więcej prostolinijne na ca. 1/2 swego przebiegu. To umożliwi otrzymanie w obwodzie wejściowym wzmacniacza wielkiej częstotliwości już stosunkowo znacznych napięć, zmniejszając tem samym niezbędną liczbę stopni wzmacnienia oraz upraszczając aparaturę stacyjną.

Wadami systemu są:

Umieszczenie mikrofonu w obwodzie sprzężonym z obwodem anodowym wzbudnicy (drivera), co znacznie ogranicza dopuszczalne maximum jego mocy. Czulsze typy mikrofonu kondensatorowego zwykle mają budowę płaskiego kondensatora z jedną okładką wykonaną z cienkiej folii metalowej, umieszczonej pomiędzy wiotkimi membranami z jedwabiu, papieru etc. (system Riegger'a). Straty oraz siły przyciągania, zakłócające prawidłowość jego pracy, są proporcjonalne do kwadratu napięcia na jego ziskach, te zaś wielokrotnie przekracza wielkość si-

ły elektromotorycznej, wzbudzanej w jego obwodzie przez wzbudnicę.

Inne jego wady są wadami zasadniczymi systemów modulacyjnych bez fali nośnej lub też układów stosujących mikrofony wielkiej częstotliwości.

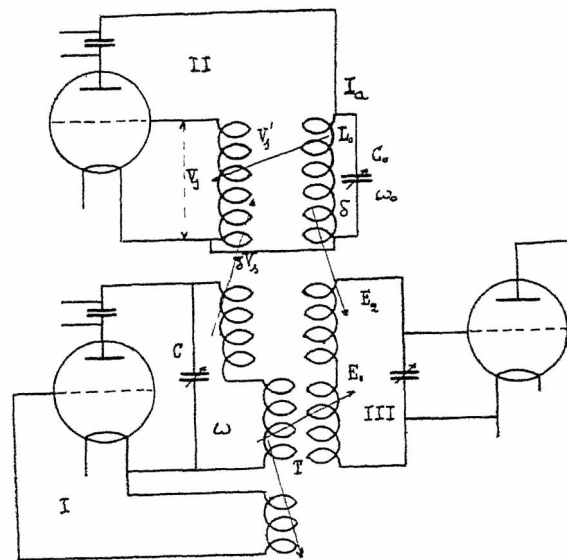
Pierwsze powodują podwyższanie przekazywanych tonów o oktawę. Usunięcie tego wymaga specjalnych zabiegów przy odbiorze. Sprawę tę jeszcze poruszę mówiąc o odbiorze radjotelefonji bez fali nośnej.

Drugie są czułe na zakłócenia pojemnościowe. Szczególnie przy falach krótkich tego rodzaju systemy wymagają bardzo starannego wykonania i zainstalowania. Niezachowanie podczas pracy należyj ostrożności powoduje zakłócenia i przerwy w działaniu. Dalej wymaga to umieszczenia mikrofonu w bezpośrednim sąsiedztwie z aparaturą modulacyjną, a to ze względu na dużą zazwyczaj pojemność przewodów doprowadzających, wprowadzających czynnik niestały i zmienny w czasie.

Duża czułość pojemnościowa przesądza o możliwościach zastosowania tego systemu na mniejszych przenośnych stacjach komunikacyjnych. Niemożliwość, względnie duże trudności translacji, pomijając nawet własność podwyższenia tonów o oktawę przesądza o możliwości zastosowania go do broadcastingu, gdzie jego zalety akustyczne mogły być jednak specjalnie cennymi.

§ 8.

System Telefunken (D. R. P. 433 286) (patrz schemat rys. 8). Istota tego pomysłu polega na pobudzaniu obwodu wejściowego w kaskadowym



Rys 8.

wzmacniaczu wielkiej częstotliwości III generatorem o wzbudzaniu własnym (generator I niezależny) o możliwie stałej amplitudzie i częstotliwości drgań. Pobudzanie to odbywa się dwojako:

1. Bezpośrednio przez transformator wielkiej częstotliwości T.

2. Pośrednio przez drugi generator (generator II zależny) o wzbudzaniu mieszanym: własnym i obcym (wzbudnicą — driverem — jest tu generator I).

Zjawiskami występującymi w generatorze o wzbudzeniu mieszanym zajmowało się wielu badaczy. Pierwszy H. G. Möller ¹⁾, uogólniając swe prace nad autodyną, dał teorię tego generatora, oraz sam ²⁾, jak również przy pomocy swego ucznia Goltz'a ²⁾ doświadczalnie ją sprawdził, uzyskując zadawalniającą zgodność. Ostatnio van der Pol. B. jun³⁾, rozwiązując równania różniczkowe generatora o samowzbudzeniu dla tego bardziej ogólnego wypadku, całkowicie potwierdził wyniki Möllera oraz rozwinął je dalej.

Również Appelton, Leiston i inni ⁴⁾ zajmowali się stroną teoretyczną i doświadczalną tego zagadnienia.

Zjawiska, jakie tu występują, znalazły swe zastosowanie w miernictwie wielkiej częstotliwości: tak: M. Mercier ⁵⁾ zastosował je w wypracowanej przez siebie wysoce precyzyjnej metodzie pomiaru wielkich częstotliwości. W Polsce dr. C. Pawłowski⁶⁾ w Zakładzie Fizycznym Uniw. Warszawskiego w pracy nad określeniem stałej dielektrycznej mgły pary wodnej stosował je przy pomiarach małych zmian pojemności.

Prace Möller'a i van der Pol'a (l. c.) ustaliły następujące zależności. Mamy generator lampowy o samowzbudzeniu (patrz schemat rys. 8) oraz jego charakterystykę dynamiczną (rys. 9).

Na charakterystyce punkt P, określający warunki pracy dla drgań swobodnych generatora, wybrany jest w ten sposób, iż leży on dosyć znacznie na lewo od maximum. To znaczy, iż prąd siatki nie osiągnął jeszcze znaczniejszych wartości i w rozważaniach może być zaniedbany, jako wielkość niższego rzędu.

Położenie punktu P określa kąt nachylenia α prostej sprzężenia zwrotnego oraz wielkości amplitud: napięcia siatki i prądu anodowego (V_s) i (I_a) dla drgań swobodnych generatora, w warunkach, określonych charakterystyką dynamiczną.

Pojemność C i samoindukcja L obwodu anodowego określają pulsację tych drgań ω_n .

Oprócz siły elektromotorycznej V_s^1 , wzbudzonej w obwodzie siatki na skutek sprzężenia zwrotnego, działa jeszcze inna siła wzbudzana z zewnątrz. Posiada ona stałą amplitudę δV_s , lecz ma zmienną pulsację ω , bliską zresztą pulsacji drgań swobodnych generatora.

$$\omega = \omega_n \pm \delta \omega \dots \dots \dots (1)$$

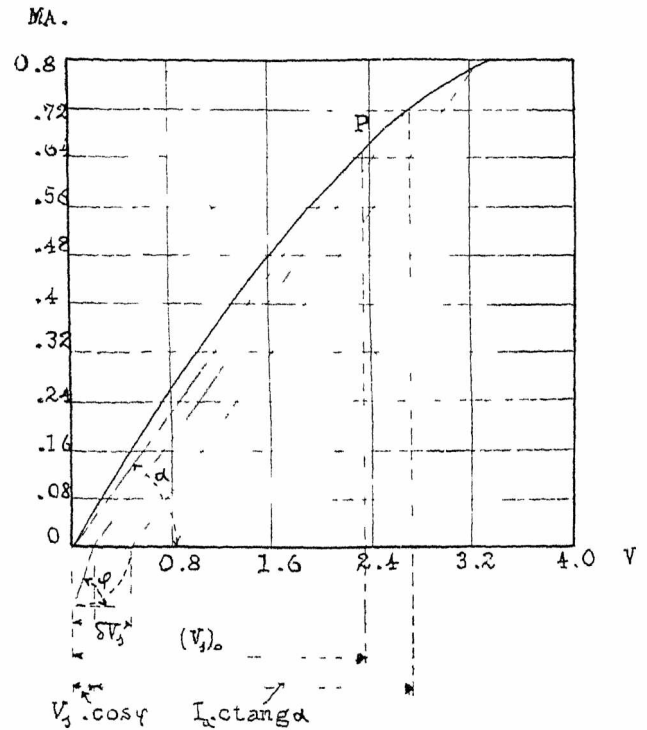
Obie te siły dają pewną wypadkową V_s , wzbudzającą drgania w obwodzie anodowym. Stateczność amplitud i pulsacji tych drgań, jak to w różny sposób ustalili Möller i van der Pol, wymaga:

1. By w pewnych granicach zmian pulsacji wzbudzenia obcego $\pm \delta \omega_n$, generator drgał tylko drganiami wymuszonymi o pulsacji wzbudzenia obcego ω .

2. By drgania te w stosunku do drgań wzbudzenia obcego były przesunięte w fazie o pewien kąt φ , będący funkcją $\delta \omega$.

Przesunięcie to w wypadku rezonansu jest równe zero, osiągając, wedle rozważań Möllera, dla wartości granicznych rozstrojenia, ± 90 stopni. Praca van der Pol'a oraz doświadczenia Möller'a, Goltz'a i Appelton'a wykazują, iż jednak te wartości dla wzbudzenia słabego przekraczają nieznacznie tą liczbę. W miarę zbliżania się wielkości amplitudy wzbudzenia obcego δV_s do wielkości amplitudy wzbudzenia drgań swobodnych (V_n).

Po przejściu wartości krytycznej rozstrojenia, a więc tem samym i ustaniu synchronizacji, w miarę



Rys. 9

dalszego rozstrajania obu generatorów, generator zależny zaczyna drgać drganiami własnymi, co łącznie z nakładającymi się na nie drganiami wymuszonymi wytwarza dudnienie o częstotliwości, rosnącej równoległe do wzrostu rozstrojenia $\delta \omega$.

Möller, wychodząc z wyżej podanych warunków stateczności drgań, wyprowadza przybliżone wzory, określające φ w zależności od $\delta \omega$ oraz innych wielkości.

$$\sin \varphi = \pm \frac{I_a \operatorname{ctg} \alpha}{\delta V_s} \cdot \frac{\delta \omega}{\delta} \dots \dots \dots (2)$$

$$i \quad V_s = \delta V_s \cdot \cos \varphi + I_a \cdot \operatorname{ctang} \alpha \dots \dots \dots (3)$$

W tych wyrażeniach $\delta \omega$ określa wzór (1), δ jest dekrementem logarytmicznym tłumienia obwodu anodowego generatora zależnego, inne wielkości: I_a , V_s , α , φ , i δV_s były już określone wyżej.

Równania (2) i (3) łącznie z zależnością pomiędzy I_a i V_s :

$$I_a = f_1(V_s) \dots \dots \dots (4)$$

daną w postaci wykresu charakterystyki dynamicznej lub jej wyrażenia analitycznego, pozwalają po wyeliminowaniu V_s , przedstawić φ i I_a , jako funkcje $\delta \omega$, t. j.:

$$\varphi = f_2(\delta \omega) \quad (5) \quad i \quad I_a = f_3(\delta \omega) \quad (6)$$

¹⁾ Die Elektronenröhren. 2 wyd. 192, str. 150 i nast.
²⁾ J. d. d. T. u. T. 17, 256, 1920.
³⁾ J. d. d. T. u. T. 19, 281, 1922.
⁴⁾ Phil. Mag. 3, 65, 1927, tamże wykaz poprzednich prac.
⁵⁾ Proc. Camb. Phil. Soc. 23, 231, 1923.
⁶⁾ Phil. Mag. 46, 686, 1923.
⁷⁾ Ann. de Phys. 19 i 20, 248, i 1, 1923.
⁸⁾ Spraw. i Prace Polsk. Tow. Fiz. z. 6, 45, 1926.

Funkcja $f_1(V_s)$ jest dość zawiłą analitycznie, dla tego też rozwiązanie graficzne, jako wystarczająco dokładne, jest bardziej wskazane. [Rozwiązanie analityczne nie o wiele jest bardziej dokładne z powodu przybliżonego charakteru wzorów (2) i (3)].

Graficzne rozwiązanie polega na wyznaczeniu na charakterystyce dynamicznej, posilkując się wzorem (3), I_a względnie V_s w zależności od φ ; patrz wykres rys. 9. Tęgo rodzaju postępowanie pozwala nam otrzymać zależność:

$$I_a = f_1(\varphi) \dots \dots \dots (7)$$

co po wyeliminowaniu ze wzoru (2) φ , daje zależność (5) i (6).

By módz łatwiej porównać ten system z poprzednim, wyobrażam sobie $\delta\omega$ jako równoznaczne z rozstrojeniem pewnego obwodu elektrycznie identycznego z obwodem anodowym generatora zależnego, t. j. posiadającego te same dekrement logarytmiczny, tłumienia δ i pulsację własną ω_0 . Przytem zakładam, iż $\delta\omega$ spowodowane zostało zmianą pojemności przy rezonansie C_0 o pewną wartość ΔC , dla którego pulsacja własna obwodu jest równą ω_1 , co powoduje przesunięcie fazy prądu o kąt Ψ . Wówczas:

$$1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 \approx 2 \frac{\delta\omega}{\omega_0} \dots \dots \dots (8)$$

$$1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 = 1 - \left(\frac{C_1}{C_0}\right) = \frac{C_0 - C_1}{C_0} = \frac{\Delta C}{C_0} = X \dots (9)$$

$$\frac{\delta\omega}{\delta} = \delta\omega \frac{2L}{R} = 2 \frac{\delta\omega}{\omega_0} \frac{\omega_0^2 L}{R} = A x \approx \text{tang } \Psi \dots (10)$$

gdzie A i X oznaczają te same wielkości, jak i poprzednio (§ 7).

Teraz mogę już otrzymać charakterystykę wypadkowej siły elektromotorycznej E_3 w obwodzie 3.

Generatory niezależny i zależny wzbudzają tam siły elektromotoryczne E_1 i E_2 . Pierwsza z nich ma mniej więcej amplitudę stałą, druga jest proporcjonalną do I_a . Wielkości i znaki sprzężeń są dobrane w ten sposób, iż przy rezonansie obu obwodów wypadkowa E_3 jest równą zeru. Dla każdego innego $\delta\omega < \delta\omega_0$ obie składowe są przesunięte względem siebie w fazie o kąt φ .

Zależności (5) i (6) pozwalają mi wykreślić wypadkową E_3 w zależności od $\delta\omega$, względnie od wielkości proporcjonalnych: x lub $\text{tang } \Psi$.

$$E_3 = f_3(\delta\omega) = f_3(Ax) \dots \dots (11)$$

Wykres rys. 10 wykonano dla generatora, posiadającego charakterystykę dynamiczną rys. 9 dla $\delta v_s = 0.15$ woltów.

W wypadku gdy wzbudzenie obce jest stosunkowo słabe, zależność (11) w dość łatwy sposób daje się przedstawić analitycznie. Wówczas można stosunek $\frac{I_a \text{ctg } \sigma}{\delta V_s}$ z wystarczającą dokładnością przy-

jąć za wielkość stałą k . I_a jest więc wówczas również wielkością stałą, będzie więc ona wzbudzać w obwodzie III siłę elektromotoryczną E_3 o praktycznie stałej amplitudzie i tylko o zmiennej fazie φ .

Wówczas wzór (2) przyjmie uproszczoną postać (2'):

$$\sin \varphi = \frac{I_a \text{ctang } \alpha}{E_3 \delta V_s} \cdot \text{tang } \Psi = k \cdot \text{tang } \Psi \dots (2')$$

Zaś E_3 da się przedstawić, jako podstawa trójkąta równobocznego o bokach równych E_{res} oraz kącie pomiędzy nimi φ , t. j.:

$$\begin{aligned} E_3 &= 2 E_{\text{res}} \sin \varphi / 2 = 2 E_{\text{res}} \sqrt{\frac{1 - \cos \varphi}{2}} = \\ &= 2 E_{\text{res}} \sqrt{\frac{1 - |1 - \sin^2 \varphi|}{2}} = \\ &= 1,41 \cdot E_{\text{res}} \sqrt{1 - |1 - k^2 \text{tang}^2 \varphi|} = 1,41 \cdot E_{\text{res}} \cdot I \dots (11') \end{aligned}$$

Wykres rys. 10 przedstawia przebieg wielkości y w zależności od wielkości $u = k \cdot \text{tang } \Psi$. Otrzymałem go, obliczając szereg punktów dla odwróconej zależności, łatwiej dającej się przerachować liczbowo:

$$y = \sqrt{1 - \sqrt{1 - u^2}} \text{ lub } u = y \sqrt{2 - y^2} \dots (12)$$

Otrzymana charakterystyka również czyni załość warunkom §§ 5 i 6, system ten więc może być zastosowanym do modulacji bez fali nośnej. Zachodzi jednak pewna komplikacja, wywołana sposobem łączenia mikrofonu kondensatorowego. W rozważanym przypadku zakładałem, iż rozstraja się obwód generatora niezależnego (I), obwód drugiego (II) pozostaje niezmienny. W urządzeniu modulacyjnym bez fali nośnej powinno być odwrotnie: generator niezależny (I) pracuje w warunkach niezmiennych, zaś mikrofon rozstraja obwód generatora zależnego (II). Wobec tego, iż rozstrajanie to tylko w bardzo nieznacznym stopniu ($\approx 1\%$) zmienia wielkości obwodu, można więc założyć, iż charakterystyka dynamiczna generatora praktycznie pozostaje niezmienną. Wielkość $\delta\omega$ jest wielkością względną, niezależną od tego, który generator rozstrajamy. Inne wielkości w obu wypadkach mają te same znaczenia. Doświadczenie zresztą stwierdza, iż rozumowanie powyższe praktycznie jest dopuszczalnym.

W porównaniu z systemem poprzednim układ ten posiada znacznie więcej wad, a mianowicie:

1. Skomplikowany układ o dwóch generatorach, wymagający również i skomplikowanej teorii, rozwiązującej zagadnienie tylko drogą licznych upraszczających założeń i zaniedbań wielkości rzędów niższych.
2. Stałość pracy układu wymaga bardzo znacznej stałości obu generatorów, z których tylko niezależny może być stabilizowany.
3. Konieczność stosowania słabych sprzężeń i na skutek tego mała energii w obwodzie wejściowym wzmacniacza wielkiej częstotliwości.

Zaletą i to dość wątpliwa w porównaniu z systemem poprzednim jeszcze większa czułość pojemnościowa, zresztą i tu dająca się regulować tłumieniem obwodu. Ta własność powoduje, iż układ ten, jako mierniczy w zastosowaniu do pomiarów małych zmian pojemności jest po metodzie dudnień jedną z najbardziej czułych metod.

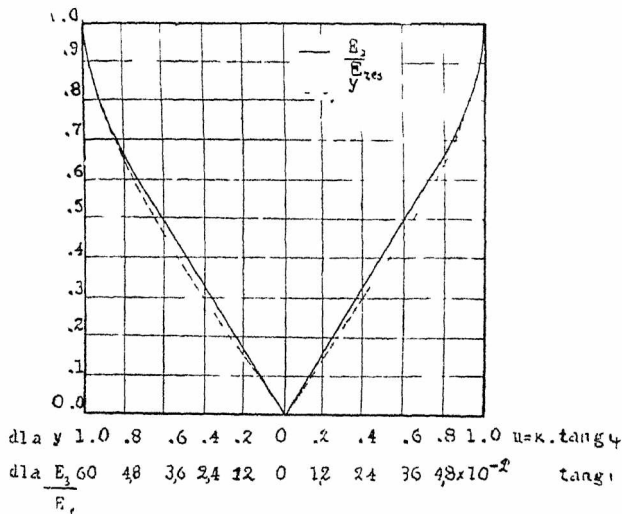
Pozatem również i tu słusznem są wszystkie te uwagi natury ogólnej, jakie poczyniłem w stosunku do systemu poprzedniego.

§ 9.

O d b i ó r. Emisja stacji radjotelegraficznej, pracującej tylko z jedną falą boczną ma kształt:

$$\sin(\omega + \varphi)t \text{ względnie } \sin(\omega - \varphi)t$$

gdzie ω oznacza pulsację zasadniczą modulowaną, a φ pulsację modulującą. Odbiór tego rodzaju emisji w zasadzie nie różni się od odbioru telegrafji na fali niegasnącej. Przed wyprostowaniem, należy, stosując generator lokalny (heterodynę lub autodynę), wytworzyć dudnienie o częstotliwości słyszalnej. Różnica ujawnia się dopiero przy wyborze częstotliwości tego generatora. O ile przy telegrafji wielkość ta oraz jej stałość w czasie, nie jest istotną, przy telefonji daleko posunięta synchronizacja jest pierwszorzędnej wagi. Otrzymywane dudnienia tylko wtedy dokładnie odtworzą częstotliwość modulacyjną, gdy różnica pomiędzy pulsacją zasadniczą a pulsacją generatora lokalnego będzie możliwie bliską zera. Niezachowanie tego warunku powoduje w stosunku do częstotliwości modulujących zwiększenie względnie zmniejszenie wszystkich odbieranych częstotliwości



Rys. 10.

o stałą liczbę drgań. Praktyka Western Co. ustaliła, iż mowę można jeszcze rozumieć, gdy różnica częstotliwości nie przekracza 50 Hertzów co wymaga, przy pracy na falach dłuższych, synchronizacji z dokładnością ca. 0,1%. Dla fal krótszych naturalnie musi być ona procentowo daleko dalej posunięta i tym samym trudniejsza do zrealizowania. To wymaganie łącznie z trudnościami wyeliminowania drugiej fali bocznej przy nadawaniu, hamująco wpływa na rozwój zastosowań tego systemu do komunikacji na falach krótszych.

Emisja stacji pracującej bez fali nośnej ma kształt:

$$\sin(\omega + \varphi)t + \sin(\omega - \varphi)t$$

t. j. dwie fale o pulsacjach $\omega + \varphi$ i $\omega - \varphi$, które przy odbiorze dają dudnienia o pulsacji 2φ , a więc o oktawę wyższe od pulsacji modulującej φ .

W wielu wypadkach pracy komunikacyjnej ta pewna niedokładność przy odbiorze, mogłaby być, zdaniem mojem, najzupełniej tolerowana. O ileby nawet chodziło o muzykę, to tonacja o oktawę wyższą nie brzmi wcale fałszywie, czego jednak nie można powiedzieć o zwiększeniu, względnie zmniejszeniu wszystkich tonów o pewną stałą liczbę drgań, co w pewnych granicach w praktyce odbioru telefonji z jedną falą boczną może mieć miejsce. O ilebyśmy chcieli zjawisko to usunąć, należy odebraną falę przy pomocy emisji lokalnej tak uzupełnić, by

otrzymać normalny kształt emisji z falą nośną:

$$\sin \omega t \cdot (1 + \sin \varphi t)$$

Uskuteczniamy to, wprowadzając miejscowe drgania o pulsacji ω_1 , przyczem w tym wypadku synchronizacja musi być posunięta bez porównania dalej, niż poprzednio. Niezachowanie tego warunku pociąga za sobą zniekształcenie odbioru, mającego wówczas kształt wypadkowych drgań o dwóch składowych i tej samej pulsacji ω , przyczem jedno ma zmienną w czasie amplitudę modulowaną pulsacją φ , drugie zaś zmienną w czasie fazę $(\omega - \omega_1)t$. Dosyć zawiły przebieg tego rodzaju drgań znacznie odbiega od kształtu pulsacji modulującej φ .

Przy falach dłuższych wymaganie możliwie daleko posuniętej synchronizacji nie jest zbyt trudne do zrealizowania, przy falach krótszych nie zawsze możliwe. Teoretycznie trudność tą można ominąć, eliminując przy odbiorze jedną z fal bocznych i traktując drugą, jako emisję z jedną tylko falą boczną. Marnuje to jednak połowę odebranej energii oraz wymaga bardziej selektywnych odbiorników.

§ 10.

Radjofonja bez fali nośnej jest dziś jednym z bardziej aktualnych zagadnień radjotechniki nadawczej. Centrale transatlantyckie zapoczątkowały stacje komunikacyjne o bardzo dużej mocy, pracujące na falach względnie długich. Wzrost lotnictwa, rozwój środków łączności wojska, marynarki, kolejnictwa i t. p., wszystko to wymaga przenośnych stacji, wysoco sprawnych o małej i średniej mocy, pracujących na falach znacznie krótszych.

System Carsona (balanced modulator) jak dotychczas jest jedynym rozwiązaniem tego zagadnienia, które wykazało swą żywotność.

Jednak nie jest ono, przynajmniej teoretycznie, jedynie możliwem. Dowodem tego pomysły, ukazujące się ciągle w tak obfitej dziś literaturze fachowej lub też w postaci zgłoszeń patentowych St. Zjednoczonych Ameryki, Anglii, Francji, Niemiec i t. d. Pomysły te jednak pozostają na papierze, gdyż nic nie słyhać o jakiegokolwiek realizacji, nie mówiąc już o zastosowaniu szerszem

Materiał, jakim rozporządzałem, nie pozwalał mi na danie wyczerpującego przeglądu tych pomysłów. Ograniczyłem się do zasadniczego — generatora Carsona oraz do kilku innych bliżej mi znanych z innej dziedziny (miernictwo wielkiej częstotliwości). Rozpatrując te ostatnie, starałem się wykazać, dlaczego pozostają one dotychczas w dziedzinie tylko pomysłów. Próbowałem również uwydatnić te ich strony, które mogłyby znaleźć zastosowanie w urządzeniach podobnych.

Wilno

J. Kadenacy.

UZUPEŁNIENIE DO § 4.

Jednocześnie z pierwszą cz. Radjotelefonji etc. ukazał się w J. d. d. T. u. T. Bd. 29 H. 6 (Juni) artykuł P. Schmakowa z Moskwy: Der Gegentakt-Röhrengenerator für modulierte Schwingungen.

Proponuje on dalsze uproszczenie balanced modulatora Carsona stosując dla jego dwóch symetrycznych lamp sprzężenie zwrotne, co czyni zbędną wzbudnicę (driver) i w najprostszym wypadku redukuje aparaturę stacyjną do 2 lamp. Bliższe szczegóły patrz 1 c.

J. K.

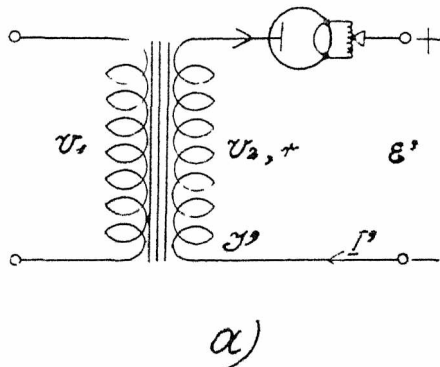
ERRATA.

Do artykułu inż. J. Kadenacego *Radjotelefonja bez fali nośnej* cz. I (Nr. 16/17 z dnia 1 sierpnia r. b)
 § 1, wiersz 8. Zamiast: kosztów
 powinno być: kosztów aparatury.
 § 2, kolumna 1, wiersz 3 z dołu.
 Zamiast: są trzy
 powinno być: znane mi są bliżej trzy
 Str 63 rys. 4 Zamiast 13×1000 sec.
 powinno być: 13×10000 sec.⁻¹

Kilka uwag o wykorzystaniu transformatorów dla celów prostowniczych.

Mjr. inż. Kazimierz Krulisz.

W praktyce radjotechnicznej, szczególnie w laboratorium nieraz może się nasunąć zagadnienie wykorzystania transformatora wysokiego napięcia dla celów zasilania generatora lampowego. I tu należałoby się zastanowić, jaką maksymalną moc prądu stałego będziemy mogli czerpać z obwodu wtórnego transformatora. Mogłoby się zdawać, że będzie ona równa mocy prądu zmiennego, pobieranej z przy-



$$V'_{sr} = E' = V \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{\pi} \cong 0,45 V \quad (2)$$

Analogicznie dla b);

$$V''_{sr} = E'' = \frac{1}{2} V \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cong 0,45 V = E' \quad (2a)$$

W obu więc przypadkach otrzymujemy to samo napięcie wyprostowane, co jest zrozumiałe, gdyż w drugim przypadku prostowane są wprawdzie obie połówki fal napięcia zmiennego, lecz wykorzystana jest jedynie połówka amplitudy napięcia zmiennego.

Dopuszczalny prąd wyprostowany znajdziemy, obliczając amplitudę prądu, dającą przy wyprostowaniu te same straty cieplne, które dawał prąd zmienny. Uwzględniając w przypadku (a), że prąd ten będzie przepływał w ciągu jednego półokresu przez całe uzwojenie wtórne, otrzymamy

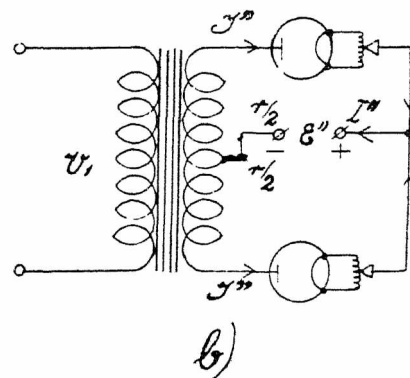
$$P' = r \cdot \frac{I_m^2}{T} \int_0^{T/2} \sin^2 \omega t \cdot dt = r \frac{I_m^2}{4}$$

Porównyując tę wartość z równ. (1), otrzymamy

$$r \cdot \frac{I_m^2}{4} = r \frac{I_m^2}{2}$$

czyli

$$I'_m = 2 I_m$$



rzędu, że jednakże tak nie jest, dowiodą poniższe rozważania.

Czynnikiem, ograniczającym moc pobieraną z transformatora, są przede wszystkim straty cieplne w uzwojeniach, a w danym razie będą tu decydujące straty w uzwojeniu wtórnym.

W transformatorze obliczonym na moc wtórną P_s , prąd I i napięcie V , straty cieplne uzwojenia wtórnego wynoszą

$$P_s = \frac{I_m^2 r}{2} = I^2 \cdot r \quad (1)$$

Jeżeli przekroje uzwojeń są racjonalnie dobrane, strat tych przekroczyć nie można. Zastanówmy się więc, jak sprawa będzie się przedstawiała dla prądu wyprostowanego. Zająć tu mogą dwie alternatywy:

- a) prostowanie połowy fali;
- b) prostowanie obu połówek fal.

Napięcie prądu stałego równe będzie oczywiście, przy pominięciu spadku napięcia na kenotronach, średniej wartości napięcia wyprostowanego. Dla alternatywy a) będziemy mieli

skąd średnia wartość prądu

$$I'_{sr} = I' = I'_m \cdot \frac{1}{\pi} = \frac{2}{\pi} \cdot I_m = \frac{2 \cdot 2}{\pi} I \cong 0,9 I \quad (3)$$

Tak więc moc prądu stałego, otrzymana przy tych samych stratach w uzwojeniu wtórnym transformatora

$$P' = E' \cdot I' = 0,45 V \cdot 0,9 I \cong 0,4 V \cdot I \quad (4)$$

Gdy mamy odgałęziony punkt środkowy uzwojenia wtórnego, prąd w ciągu każdego półokresu przepływa jedynie połówką uzwojenia, opór więc będzie o połowę mniejszy. Straty wyniosą w obu półokresach

$$P'' = 2 \left[\frac{r}{2} \cdot \frac{I_m'^2}{T} \int_0^{T/2} \sin^2 \omega t \cdot dt \right] = r \cdot \frac{I_m'^2}{4}$$

Stąd prosty wniosek, że amplituda prądu prostowanego może pozostać ta sama, a więc

$$I'_m = I_m = 2 I_m$$

Jednakże wartość prądu stałego będzie teraz średnią z obu półokresów, a więc

$$I'_{sr} = I'' = \frac{2}{\pi} I'_m = \frac{4}{\pi} \cdot I_m = \frac{4 \sqrt{2}}{\pi} I \cong 1,8 I \quad (5)$$

¹⁾ Mamy tu na myśli transformator jednofazowy.

a stąd moc prądu wyprostowanego

$$P'' = E'' \cdot I'' = 0,45 V \cdot 1,81 \approx 0,81 V \cdot I \quad (6)$$

Z powyższych rozważań wynika bezwzględna wyższość układu prostującego obie połówki pod względem wykorzystania mocy, daje on bowiem przy tych samych stratach w uzwojeniu wtórnym — moc wyprostowaną dwukrotnie większą. Dołączają się do tego jeszcze inne zalety, jak:

a) zmniejszenie maksymalnego napięcia względem ziemi do połowy, co jest korzystne nie tylko dla izolacji uzwojeń, lecz przede wszystkim dla pracy lamp;

b) uniknięcie składowej stałej pola magnetycznego, grożącej rdzeniowi nasyceniem.

Zaznaczyć należy, że nawet w tym korzystniejszym przypadku nie wykorzystamy pełnej mocy transformatora, nie chcąc przeciążać uzwojenia wtórnego, oraz że w obu przypadkach napięcie wyprostowane będzie niższe, niż połowa napięcia nominalnego transformatora.

Warszawa, w sierpniu 1927.

K. Krulisz.

Lampa katodowa ekranowana H. J. Rounda

inż. Józef Plebański, Dyr. techn. P. T. R.

Dokończenie

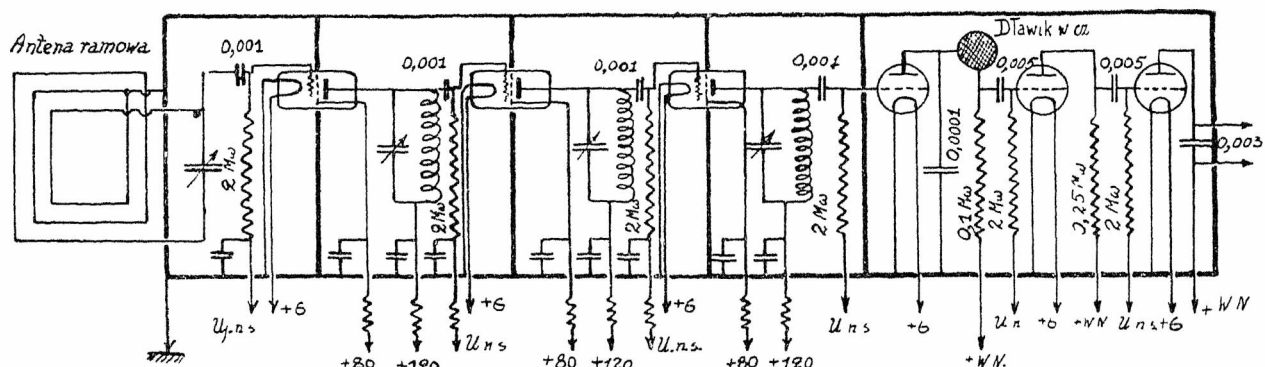
Dane elektryczne tej lampy są następujące:

Napięcie katody $V_k = 6V$.

Prąd katody $I_k = 0,25V$.

Opór wewnętrzny i współczynnik amplifikacji podajemy w poniższej tabelce.

Napięcie anody V_a	Napięcie siatki V_s	Napięcie ekranu V_{sz}	Opór wewnętrzny ρ	Współczynnik amplifikacji K
80	0	80	11000	4,4
90	0	80	40000	16
100	0	80	65000	33
110	0	80	116000	56
120	0	80	175000	112



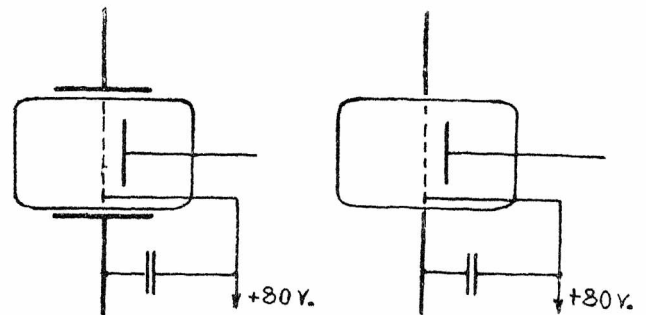
Rys. 6.

Wzmocnienie osiągnięte przez lampę ekranowaną. Z powyższej tabeli widzimy, że amplifikacja w jednym stopniu wzmocnienia przy zastosowaniu lampy ekranowanej może być znacznie większa niż przy zastosowaniu zwykłych lamp. O ile przy zastosowaniu zwykłych lamp jeden stopień wzmocnienia może dać wzmocnienie 5 do 25, lampa ekranowana może osiągnąć 30 do 75 a zatem 3 do 4 razy większe. Przy czterostopniowego wzmocnienia w. częstotliwości

z lampami ekranowanymi Hull otrzymał wzmocnienie ok. 10⁴. H. J. Round liczy średnio dla dwustopniowego układu wzmocnienia ok. 1000.

Stosowanie zewnętrznego ekranu. Rzecz jasna, przy tych nadzwyczajnie dużych wzmocnieniach niezbędne jest stosowanie ekranu między sąsiednimi obwodami np między obwodem siatkowym lampy, oraz obwodem anodowym, w przeciwnym razie wszelkie, nawet bardzo małe sprzężenia między cewkami mogą powodować powstawanie drgań i zniweczyć cały efekt osiągnięty przez lampę ekranowaną.

Rys. 5 pokazuje sposoby stosowania ekranów we wzmacniaczu.



Rys. 5.

Oryginalnym jest to, że lampa ekranowana umieszcza się jedną połową z jednej strony, drugą połową z drugiej strony ekranu. W ten sposób wewnętrzna siatka ekranująca jest jakby uzupełnieniem zewnętrznego ekranu.

Schematy. Użycie lamp ekranowanych znacznie upraszcza konstrukcję odbiorników, gdyż odpadają wszelkie układy neutralizujące i t. d., i mimoto wyniki są nadspodziewanie dobre. Tak np. szesciolampowy wzmacniacz z 3 lampami S. 625, jedną detektorową i dwoma małej częstotliwości (Rys. 6) pozwala na odbiór całej Europy na ramę i na głośnik.

Są to rezultaty zupełnie nieoczekiwane.

Jakość reprodukcji. Lampy ekranowane dzięki dużemu wzmocnieniu wielkiej częstotliwości pozwalają na stosowanie detekcji anodowej, co jak wiadomo daje znacznie czystszy odbiór. Oprócz tego lampy ekranowane, dzięki innym właściwościom, których bliżej omawiać nie będę, dają możliwość otrzymywania bardzo czystszej reprodukcji.

Użycie lamp ekranowanych do superheterodyn. Lampy ekranowane dają się dobrze zastosować również do układów superheterodynowych, zmniejszając znacznie ilość potrzebnych lamp (prawie do połowy).

Odbiornik krótkofalowy. Lampa ekranowana jest faktycznie jedyną lampą, którą można użyć do wzmacniania krótkofalowego, gdyż zwykle lampy dzięki wewnętrznym pojemnościom nie dają żadnego wzmocnienia przy krótkich falach.