

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

WYDAWANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok VII.

1 Listopada 1929 r.

Zeszyt 21—22

Redaktor por. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 140-45.

SOMMAIRE.

Etude d'un récepteur à réaction (fin) par Janusz Groszkowski I. E. D. Sc., prof. à l'Ecole Sup. Polytechnique à Varsovie et Waclaw Struszyński I. E. L'étude d'un récepteur à réaction est effectuée sur un modèle électrique à grande puissance. Les auteurs discutent la théorie du récepteur à réaction avec et sans détection, considéré comme générateur à auto-excitation et à excitation séparée. En se basant sur les mesures exécutées ils arrivent à des conclusions, en ce qui concerne le choix des conditions convenables du travail du récepteur. Ensuite ils discutent la question de distorsion et de la sélection et en conséquence les avantages de l'usage des circuits „low loss”.

Le poste de radiodiffusion à grande puissance à Bratislava (Tchécoslovaquie) par Józef Plebański I. E. L'auteur donne une théorie sommaire du fonctionnement d'un émetteur modulé et les détails techniques du poste de Bratislava construit par Marconi.

BADANIE ODBIORNIKA REAKCYJNEGO

Prof. Dr. Janusz Groszkowski i inż. el. Waclaw Struszyński.

(Dokończenie).

Przejsście do innej skali. Co się tyczy skali, jaką należy zastosować przy przejściu od powyższych wyników do lampy odbiorczej, jest ona mało interesująca, gdyż pomiary te oświetlają raczej jakościową stronę zagadnienia. Wartości prądów i napięć należałoby zredukować w stosunku mniej więcej 10-krotnym. Jak już wspomnieliśmy na początku, nie da to ścisłego obrazu pracy lampy odbiorczej, gdyż własności modelu nie są ściśle „podobne” do własności odbiornika. Wzmoc-

nienie spowodowane reakcją $K_r = \frac{\bar{V}_s}{V_{ss}}$ (27)

nie zależy od nachylenia, ale tylko od kształtu charakterystyki dynamicznej, zatem może być przenoszone bez redukcji na układ odbiorczy. Może być ono łatwo określone graficznie, dla dowolnych warunków pracy z charakterystyk dynamicznych. Zagadnienia zniekształceń i selektywności traktujemy łącznie jako zagadnienia ściśle z sobą związane. Zniekształcenia mogą być spowodowane dwoma czynnikami: niezachowaniem stosunków pomiędzy różnymi natężeniami dźwięku tej samej częstotliwości i niezachowaniem stosunków, pomiędzy natężeniami różnych częstotliwości.

Warunek pierwszy zależy bezpośrednio od kształtu charakterystyki dynamicznej — przy krzywoliniowym przebiegu nie będzie jednakowego wzmocnienia różnych amplitud. Te zniekształcenia są mniej ważne, gdyż ucho nie reaguje tak czule na wielkość natężeń dźwięku. Nawet dla uniknięcia zniekształceń we wzmacniaczach na stacjach nadawczych sztucznie zmniejsza się wzmocnienie silnych dźwięków.

Warunek drugi ma większe znaczenie, gdyż zmiana stosunku natężeń harmonicznym do podstawowej zmienia barwę dźwięku, co znacznie wpływa na wrażenia słuchowe. Warunek drugi zależy pośrednio od krzywych dynamicznych, dla wyjaśnienia jego zwrócimy się do krzywych rezonansu przy reakcji. Zagadnienie to będzie stało w

ściśłym związku z selektywnością, wobec czego potraktujemy je łącznie. Warunki czystości i selektywności do pewnego stopnia są sprzeczne; jeden wymaga możliwie płaskiego przebiegu krzywej rezonansu, drugi wąskiego. Wyjdziemy w naszych rozważaniach z kształtu krzywej rezonansowej, różnicowanie której będzie:

$$I = \frac{I_0}{\sqrt{1 + 4 \frac{L}{R^2 C} x'^2}} \quad (28)$$

gdzie $x' = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f}$ wielkość rozstrojenia. I_0 — prąd, ω_0 — pulsacja rezonansowa. Przedstawiając w innej formie:

$$y = \frac{1}{1 + 4 \frac{L}{RC} x'^2} \quad (29)$$

gdzie $y = \frac{I}{I_0}$.

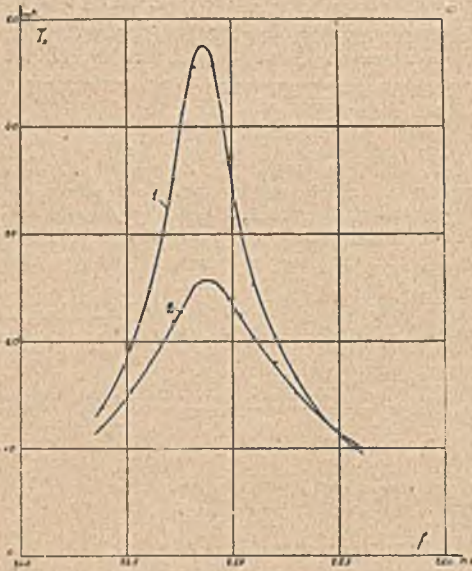
W ten sposób $y = f(x')$ w założeniu że $\frac{L}{RC} = \text{const.}$

W tych warunkach, wzrost oporu R będzie rozszerzał całą krzywą, zatem będzie zwiększać czystość odbioru, ale pogarszać selektywność.

Zastosowanie reakcji zaostriży krzywą rezonansu. (rys. 14).

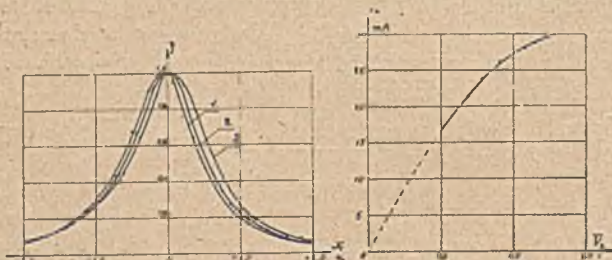
Selektywność się powiększy w znacznym stopniu, ale może się pogorszyć czystość odbioru. Obydwa wymagania czystości i selektywności byłyby zaspokojone przy prostokątnym przebiegu krzywej rezonansu. Tego rodzaju krzywej praktycznie osiągnąć nie można; w pewnych warunkach można się zbliżyć do tego ideału, przez zastosowanie szeregu obwodów sprzężonych, ale tych prób jako niezwiązanych bezpośrednio z tematem nie będę omawiać. Zastanowimy się tylko nad wpływem reakcji na przebieg krzywej rezonansowej, która w ogólnym wypadku będzie się różnić od przebiegu, ujętego

równaniem, a odpowiadającego stałej wartości oporu. Przy reakcji można osiągnąć, zależnie od początkowego punktu pracy, zatem od kształtu charakterystyki dynamicznej krzywe, które różnią się



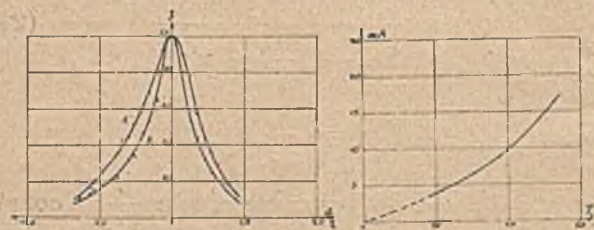
Rys. 14.

będą od przebiegu ujętego równaniem: mogą być w wierzchołku szersze (rys. 15) (przy wypukłych



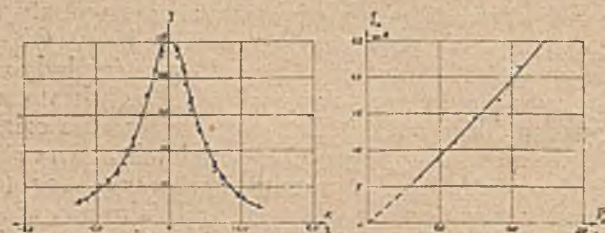
Rys. 15.

krzywych rezonansowych) i węższe (rys. 16) (przy



Rys. 16.

wklęsłych) przy charakterystyce dynamicznej zbliżonej do prostej będą się w przybliżeniu nakładać z krzywami stałego oporu (rys. 17). Stąd wniosek,



Rys. 17.

że najkorzystniejszy przebieg charakterystyki dy-

namicznej ze względu na zniekształcenia, dający jednocześnie dobrą selekcję, jest wypukły.

Uzasadnienie teoretyczne powstania tego rodzaju krzywych rezonansu, przy reakcji, wyprowadzę, opierając się na następujących rozważaniach:

dla obwodu siatkowego będzie spełniona za-

$$\text{leżność} \quad \bar{E}_s = \bar{I}_s (R + jX) \quad (30)$$

gdzie \bar{E}_s — wypadkowa S. E. M.-na w obwodzie siatki, jako suma geometryczna \bar{E}_{s1} i $j\omega M \bar{I}_a$.

Wiemy, że charakterystyka dynamiczna, przez stosunek rzędnych, do odciętych, daje w pewnej skali zmianę oporu ujemnego z amplitudą. Porównamy teraz dwie zależności prądu a) w obwodzie bez reakcji:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{E}_s}{R + jX}$$

b) przy reakcji i zwiększonym oporze, ale przy tej samej S. E. M.

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{E}_s}{R + R_d - \frac{MS_d}{C} + jX}$$

Przy rezonansie w obu wypadkach otrzymamy:

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{E}_s}{R},$$

jeżeli w wypadku (b) dobierzemy takie sprzężenie, że będzie:

$$R_d = \frac{MS_d}{C}.$$

Przy rozstrojeniu obwodów, przypuszczając przytem, że wielkość S_d pozostaje stała, to znaczy charakterystyka dynamiczna jest linią prostą, prądy w obu wypadkach będą te same, zatem otrzymamy całkowitą kompensację oporu R_d przez reakcję. Jeżeli ze zmniejszeniem amplitudy S_d rośnie (wypukła char. dyn.), \bar{I}_s w wypadku drugim maleje wolniej, krzywa rezonansu rozszerza się przy wierzchołku. Dopóki opór pozorny stanowi mały procent ogólnego oporu, zmiany oporu siatkowego wpływają na przebieg krzywej, przy większym rozstrojeniu nie, gdyż decyduje oporność pozorna. Kompensacja oporu jest większa przy rozstrojeniu obwodu, czyli mniejszych amplitudach, niż przy rezonansie. Przy charakterystyce dynamicznej wklęsłej, zjawisko jest odwrotne. S_d maleje szybciej, kompensacja oporu jest gorsza dla małych amplitud (przy rozstrojeniu). Możemy ocenić obecnie, jakie znaczenie może mieć stosowanie obwodów bez strat „low loss”. Jak było wykazane, jeżeli chodzi o siłę odbioru, to korzystniejsze są obwody o małych stratach, zatem z tych względów stosowanie obwodów „low loss” jest bezwzględnie wskazane, o ile oporność anteny jest nieznaczna; w przeciwnym bowiem razie, zaoszczędzenie kilku omów na cewce bez strat, wobec kilkudziesięciu omów anteny, wpłynie minimalnie na zmniejszenie ogólnego tłumienia. Panuje przekonanie natomiast, że przy reakcji obwody „low loss” są korzystniejsze, gdyż przy tej samej sile odbioru dadzą mniejsze zniekształcenia i lepszą selektywność. Większej selektywności nie należy kwestjonować, ale jeżeli chodzi o zniekształcenia, to raczej obwód o większych stratach odpowiednio skompensowanych reakcją da lepsze wyniki, gdyż normalnie charakte-

rystyka dynamiczna będzie wypukła. Zwłaszcza przy długich falach, stosowanie obwodów „low loss”, jest poprostu niewskazane. Jeżeli przyjmujemy największą częstotliwość dźwiękową, która musi być wiernie oddana przy audycji radjofonicznej 10.000 cykli, to przy fali $\lambda = 1000$ m. czyli $f = 3 \cdot 10^5$ będzie rozstrojenie:

$$x' \approx 3,3\%$$

Z krzywych eksperymentalnych, dla 3,3% rozstrojenia, otrzymujemy wartość:

dla $R = 17 \Omega$ bez reakcji: $y \approx 0,12$; zatem $I \approx 0,35 I_0$
z reakcją: $y \approx 0,04$ $I \approx 0,20 I_0$

Przyjmując, że aby nie było zniekształceń, końcowe częstotliwości muszą być odbierane z siłą odpowiadającą $I = 0,9 I_0$, otrzymamy na opór w tych warunkach (naturalnie nieskompensowany reakcją) $\approx 50 \Omega$.

Widzimy więc, że przy falach długich, wprowadzenie reakcji powoduje bardzo znaczne zniekształcenia. Przy częstotliwościach wyższych (falach krótkich) stosunki ulegają zmianie, tam jest konieczne stosowanie obwodów, o możliwie małych stratach.

Rozpatrzmy w równaniu krzywej rezonansu (29) poszczególne wielkości: L, C, R, x' , do niego wchodzące; obwody stosowane w praktyce, przy

falach krótkich, są tego rodzaju, że stosunek $\frac{L}{C}$

jest mniejszy, niż przy falach długich. Jeżeli np. przy $\lambda \approx 3000$ mtr. mamy $C_{max} = 1000 \mu\mu F$, to przy 30 mtr. $C_{max} = 100 \mu\mu F$. Ponieważ fala zmienia się: $\frac{3000}{30} = 100$ -krotnie, więc L C musi ulec

zmianie proporcjonalnie do $\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right)^2 = 10^4$; ponieważ $\frac{1000}{100} = 10$ krot-

nie, więc L maleje $\frac{10^4}{10} = 10^3$, zatem stosunek $\frac{L}{C}$ ulegnie zmniejszeniu w stosunku $\frac{10^3}{10} = 10^2$ czyli

100 krotnie. Jeżeli chodzi o wartość oporu, to ulegnie ona nieznamacznemu zmniejszeniu, gdyż rosną znacznie straty spowodowane zjawiskiem naskórkowości i dielektrycznej. W przybliżeniu więc, możemy przyjąć ten sam opór R. Rozstrojenie będzie ulegać zmianie w następujący sposób:

dla $\lambda = 30$ m.; $f = 10^7$ Hertz; $x' = 0,1\%$
 $= 3000$ m.; $= 10^5$ Hertz; będzie $= 10\%$

rozstrojenie procentowe zmniejszy się zatem 100 krotnie.

Obliczając przy tych założeniach wartość y otrzymamy:
a) przy $\lambda = 3000$ m.
zakładając: $C = 1000 \mu\mu F = 10^{-9} F$
 $L = 2,5 \cdot 10^{-3} H.$
 $R = 50 \Omega,$

po podstawieniu do (29)
 $y = 0,0025$
 $I = 0,05 I_0$

b) przy $\lambda = 30$ m.,
 $y \approx 0,96,$
 $I = 0,98 I_0.$

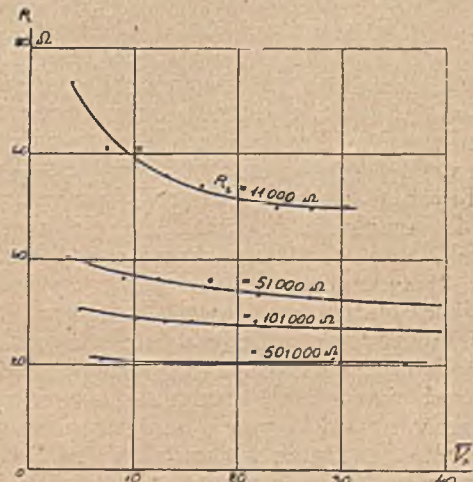
Widzimy więc jak ważną sprawą jest stosowa-

nie „low loss” obwodów, przy falach krótkich i kompensowanie oporu przez reakcję. Niema obawy, żeby mogły nastąpić zniekształcenia spostrzegalne przez ucho, natomiast przeszkadzające działanie sygnałów o fali zbliżonej będzie znaczne. W tym wypadku reakcja jako środek kompensujący opór, zatem powiększający selektywność odda znaczne usługi. Rozumowanie to nie zostało jednak sprawdzone eksperymentalnie, gdyż pomiary przy tak krótkich falach nastęrczałyby zbyt wiele trudności.

Jeżeli chodzi o krzywe rezonansu, w układzie x, y mogą być przyjęte bez zmian przy przejściu do lamp odbiorczych, gdyż wielkości wchodzące są wyrażone stosunkiem, natomiast kształt krzywej zależy od kształtu charakterystyki dynamicznej, będzie ten sam. Widzimy, że metodą graficzną, opartą na teorii generatora o wzbudzeniu mieszanym, można w sposób przejrzysty ująć wiele zjawisk w odbiorniku reakcyjnym. Posługiwanie się prostymi spr. zwr. przesuwającymi się po ch. dyn. przy rozpatrywaniu krzywych rezonansu, jest niewygodne, gdyż zmieniają się fazy \bar{V}_{sr} i \bar{V}_{ss} , tak że sumowanie napięć będzie geometryczne i dzięki zmianie oporu obwodu, proste nie będą przesuwac się równolegle.

7. ODBIORNIK REAKCYJNY Z DETEKcją.

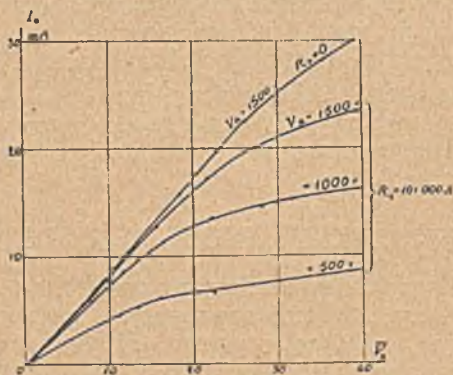
Zastosowanie jednoczesne detekcji w tej samej lampie przy odbiorze reakcyjnym, spotykane najczęściej w praktyce, wymaga wprowadzenia pewnych poprawek, do teorii reakcyjnego odbiornika bez detekcji. W układach tych, jest stosowana detekcja, tylko na zakrzywieniu charakterystyki prądu siatki. Teorie detekcji są wszystkim znane zbyt dobrze, aby tutaj je przytaczać. Zwrócimy uwagę tylko na te punkty, które mogą nas interesować, ze względu na reakcję: najważniejszą rzeczą jest wielkość oporu, jaki wprowadza detekcja do obwodu siatkowego, dzięki istnieniu prądów wiatowych w siatce. Opór ten nie jest stały i zmienia się ze zmianą amplitudy napięć na siatce. Zmienność oporu obwodu siatkowego zależy od wielkości oporu upływowego; większy opór daje mniejsze zmiany oporu z amplitudą (rys. 18). Przy dobraniu odpo-



Rys. 18.

wiedniego oporu, ze względu na czułość detekcji, (czułość wzrasta coraz wolniej, ze zwiększeniem

oporu wpływowego siatki) zmiany te są stosunkowo nieznaczne: wynoszą one dla $R_s = 100\,000 \Omega$ — 1,5% przy zmianie V_s od 5 — 40 V; przytem, ze wzrostem amplitudy, opór maleje. Przy większych oporach, będzie jeszcze mniejszy % zmiany. Wobec tego, ściśle biorąc, otrzymalibyśmy nierównoległe przesuwanie się prostej sprzężności zwrotnej, mianowicie nachylenie ($\text{tg } \alpha$) malałoby ze wzrostem amplitudy. Znając zmianę oporu w funkcji amplitudy, można ściśle wyznaczyć na wykresie sposób przesuwania się prostej sprzężności zwrotnej. Nie popełnimy jednak dużego błędu, jak widać z przytoczonych cyfr, jeżeli pominiemy te zmiany, gdyż i tak w teorii jest przybliżone założenie, że jest zupełna zgodność faz V_{ss} i V_{sr} . Następną sprawą jest obniżenie początkowego potencjału siatki ze wzrostem amplitud; powoduje to zmianę charakterystyki dynamicznej w sensie jeszcze większego odchylenia od linii prostej (rys. 19). Znając



Rys. 19.

krzywą detekcji (zmianę początkowego potencjału siatki w funkcji amplitudy napięcia) i przebieg charakterystyk dynamicznych, dla różnych początkowych potencjałów siatki, można wyznaczyć charakterystyki dynamiczne przy detekcji.

Czułość odbiornika znacznie się obniży z powodu: z jednej strony zmiany charakterystyki dynamicznej, z drugiej strony bezwzględnej wartości tłumienia obwodu siatki (maleje V_{ss} przy tych samych E_{ss}). Końcowy efekt w obwodzie anodowym będzie rezultatem detekcji na zakrzywieniu charakterystyki prądu siatki i anody. Efekty się naogół będą odejmować (zakrzywienie dolne charakterystyki prądu anodowego). Początkowy potencjał należy więc dobrać tak, żeby pracować powyżej punktu środkowego charakterystyki statycznej lampy. Wysuwa się jeszcze sprawa następująca — uzyskanie dobrych warunków detekcji, jest sprzeczne z dobrymi warunkami reakcji. Potencjał siatki musi być bliski zera, gdyż tam mamy największą krzywną i stromość charakterystyki prądu siatki; możemy więc w doborze warunków operować tylko napięciem anodowym. Lepsza detekcja w obwodzie siatki będzie przy mniejszych napięciach anodowych, ale w tych warunkach normalne lampy odbiorcze będą miały charakterystyki statyczne przesunięte w kierunku dodatnich potencjałów, co jest niekorzystne ze względu na reakcję (rys. 19) jak i na przyrosty składowej stałej prądu w obwodzie anodowym. Stąd nasuwałaby się myśl rozdzielania dwóch czynności, na dwie lampy, żeby jedna pracowała wyłącznie jako reakcyjna, a druga detek-

cyjna, lub wzmacniacz w. cz., wtedy można wyżyłkować więcej lampę reakcyjną. Tego rodzaju układ stosuje Marconi C^o w lotniczej stacji typ AD6 (na zakres 400 — 1200 mtr.).

Co się tyczy zniekształceń i selektywności, różnice będą nieznaczne. Krzywe rezonansu, dzięki większemu oporowi będą bardziej spłaszczone, ale przebieg jest zupełnie analogiczny, do krzywych zdjętych bez detekcji. Przy pomiarach były stosowane znacznie mniejsze napięcia anodowe, niż w wypadku bez detekcji, gdzie były konieczne duże napięcia anodowe, przy dużych minusach na siatce, żeby nie było prądu siatkowego.

DODATKI.

D o d a t e k 1.

Przeliczenie głównych wymiarów idealnej modelowej lampy, mającej charakterystyki powiększone m-krotnie w stosunku do charakterystyk lampy rzeczywistej.

Założenia:

- (a) ... $I_{ecm} = m \cdot I_{ec}$; $V_{aom} = m V_{a0}$; $V_{sm} = m V_s$ *)
 (b) ... $S_m = S$; $K_m = K$; $\rho_m = \rho$.

Wtedy dla przejścia od modelu do rzeczywistej lampy należałoby wielkości napięć i prądów zmniejszać w stosunku współczynnika m i mocy — w stosunku m^2 ; współczynniki, będące stosunkiem dwóch liczb, będą te same w modelu i pierwowzorze. Lampa taka nie miałaby ściśle geometrycznie podobnych wymiarów, jakby się na pierwszy rzut oka zdawało. Wynika to z następujących przeliczeń:

Równanie charakterystyki lampy:

$$I_a = C \left(\frac{V_a}{K} + V_s \right)^{3/2}$$

Na podstawie zależności (a) otrzymamy:

$$I_{am} = m I_a; \quad C_m \left(\frac{V_{am}}{K_m} + V_{sm} \right)^{3/2} = m C \left(\frac{V_a}{K} + V_s \right)^{3/2}$$

$$C_m \left(\frac{m V_a}{K} + m V_s \right)^{3/2} = m C \left(\frac{V_a}{K} + V_s \right)^{3/2}$$

$$m^{3/2} \cdot C_m = m C$$

$$(c) \dots C_m = \frac{1}{m^{1/2}} C.$$

Zakładając długość i promień anody:

- (d) ... $I_{am} = m I_a$; $r_{am} = m r_a$ (moc admissyjna lampy wzrosła w stosunku przybliżenie m^2).

Wymiary siatki na podstawie założeń (d) będą

$$C_m = 1,465 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{I_{am}}{r_{sm}}, \quad \text{zatem} \quad \frac{I_{am}}{r_{sm}} = \frac{1}{m^{1/2}} \frac{I_a}{r_s}$$

otrzymamy (e) ... $r_{sm} = m^{3/2} \cdot r_s$.

Zakładając (f) ... $\delta_{sm} = m \delta_s$, otrzymamy ze wzoru na wsp. amplifikacji K gęstość siatki.

D o d a t e k 2.

Równanie prostej sprzężności zwrotnej otrzymamy z następujących rozważań:

S. E. M.-na na siatce pochodząca od sprzężenia będzie

$$\bar{E}_s = j \omega M \bar{I}_a.$$

*) Wielkości ze znacznikiem m — należą do modelu.

Prąd w obwodzie siatki: $I_s = \frac{\bar{E}_s}{R} = \frac{j\omega M \bar{I}_a}{R}$

Napięcie na siatce: $\bar{V}_s \cong \frac{1}{j\omega C} \bar{I}_s$

Ostatecznie: $\bar{V}_s = \frac{M}{RC} \bar{I}_a$

D o d a t e k 3.

Zależności fazowe są następujące: z równania lampy mamy

$$\bar{I}_a = \frac{K_a V_s}{\rho_a + Z_a'}$$

gdzie $\rho_a + Z_a = \rho_a + r + \frac{\omega^2 M^2}{R} +$

$$+ j\omega l \cong \rho_a + r + \frac{\omega^2 M^2}{R}$$

gdź $\omega l \ll \rho_a + r + \frac{\omega^2 M^2}{R}$

Przybliżenie prąd \bar{I}_a jest w fazie z \bar{V}_s . S. E. M. pochodząca od reakcji $\bar{E}_{sr} = j \bar{I}_a \omega M$ przesunięta o 90° względem \bar{V}_s , zatem z zależności

$\bar{V}_{sr} \cong \frac{\bar{E}_{sr}}{R} \cdot \frac{1}{j\omega C}$ widać, że \bar{V}_{sr} jest w fazie z \bar{V}_s , a ponieważ $\bar{V}_{ss} = \bar{V}_s - \bar{V}_{sr}$, widać, że \bar{V}_{ss} i \bar{V}_{sr} są zgodne co do fazy.

8. STRESZCZENIE.

Badanie odbiornika reakcyjnego autorowie skuteczniają na modelu o powiększonej skali mocy. Pomiary wykonane przez autorów na modelu ujmują raczej jakościową stronę zjawisk. Model idealny, który przeliczają, dałby ilościową stronę zjawisk w odbiorniku, powiększoną w pewnym stosunku m.

Rozpatrują pobieżnie teorie odbiornika reakcyjnego.

Wykonują następujące pomiary:

a. Charakterystyk dynamicznych, na podstawie których teoria generatora o wzbudzeniu mieszanem umożliwia wyciągnięcie wniosków co do doboru właściwych warunków pracy odbiornika.

b. Zdejmują krzywe rezonansu dla obwodu kompensowanego przy pomocy reakcji; na podstawie tych krzywych dyskutują sprawę zniekształceń i selektywności i w związku z tem racjonalność stosowania obwodów „low loss”.

STACJA RADJOFONICZNA DUŻEJ MOCY W BRATISŁAWIE (CZECHO-SŁOWACJA).

inż. Józef Plebański.

Do rzędu dużych stacyj europejskich przybyła ostatnio stacja radjofoniczna w Bratisławie (rys. 1).

Stacja ta wykonania T-wa Marconi's Wireless Co w Londynie odznacza się zupełnie nową konstrukcją i wielu bardzo interesującymi szczegółami. Z tego powodu uważam za wskazane opisać ją i podać dane tego typu stacji jak również typu podobnego wykonania tegoż T-wa (typy PA5 i PA6).

Moc stacji radjofonicznej.

Co do mocy stacji radjofonicznej istnieje bardzo dużo sposobów jej określenia np. moc pierwotna, energia niemodulowana w antenie i t. p.

Ponieważ, wszystkie te określenia nie dają jednak dokładnego pojęcia i określenia słyszalności, przeto poniżej podaję krótkie rozważanie, mogące posłużyć jako podstawa do porównań różnych stacyj między sobą.

Działanie nadajnika na odległy odbiornik przy pewnych określonych warunkach zależy od dwóch czynników: 1) od mocy niemodulowanej fali nośnej, 2) od stopnia modulacji tej fali.

Falę modulowaną możemy przedstawić jak wiadomo, wzorem

$$e = A \sin \omega t + B \sin pt \sin \omega t$$

gdzie $\omega = 2\pi n$ — częstotliwość kątowna fali nośnej

$p = 2\pi m$ — „ „ „ „ modulującej (dźwięków akustycznych)

$M = \frac{B}{A} \cdot 100\% =$ stopień modulacji fali nośnej, B może być maksymalnie równem A — wtedy otrzymujemy największą, czyli t. zw. 100% mo-

dulację. W obecnych stacjach (np. w Warszawskiej stacji) mamy zwykle modulację 40% — 60%

znaczy to $\frac{B}{A} = 0,4$ do $0,6$.



Rys. 1

Jeżeli P — oznacza energię niemodulowanej fali nośnej, a M — stopień modulacji, to działanie na odbiornik jest proporcjonalnem do

$$\sqrt{P} \times M \sqrt{P} = PM.$$

Z powyższego wynika, że 50 kw. fala nośna modulowana w 100% da ten sam efekt, co 100 kw. modulowana w 50%.

Stopień z jakim fala nośna może być modulo-

waną, zależy oczywiście od najrozmaitszych warunków.

Jeżeli nadajnik ma dokładnie reprodukować wszystkie częstotliwości zawarte w mowie lub muzyce, to muszą być zachowane dwa warunki:

1) Krzywa amplitud w funkcji częstotliwości modulujących (akustycznych) musi być prostą linią w granicach słyszalności ludzkiego ucha,

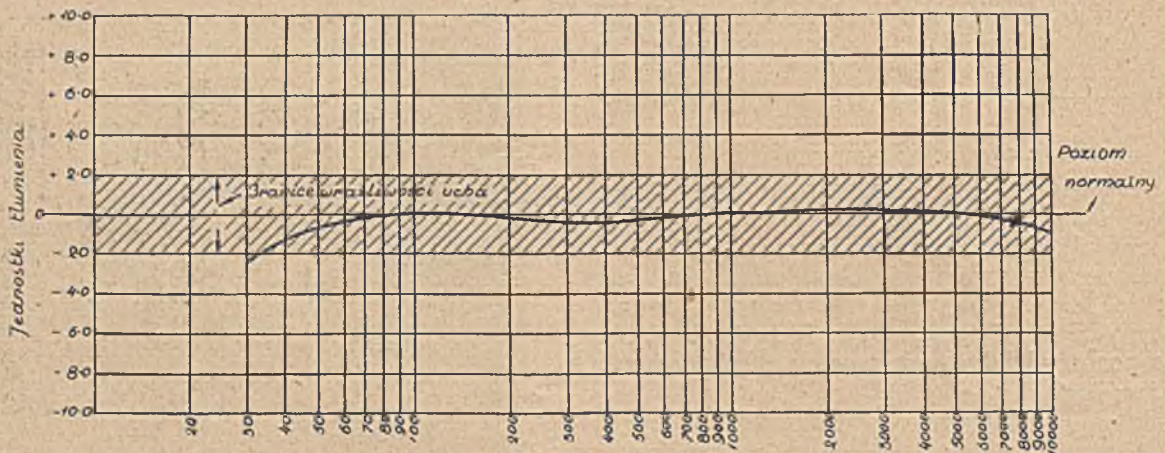
2) Amplituda prądów wielkiej częstotliwości w antenie musi być proporcjonalną do napięć na systemie modulacyjnym w granicach modulacji.

Oczywiście, rzeczywista charakterystyka nadajnika w funkcji częstotliwości modulujących nie jest zupełnie prostą linią, jak to widać na rys. 2, jednakowoż w granicach słyszalności, t. j. w granicach ± 2 Decibelów (T. U.), t. j. 26%, jak to widzimy, krzywa ta nie wychodzi poza zacieniowaną płaszczyznę i to dla częstotliwości od 40 do 10 000 okresów. Z powyższego wniosek, że dla ucha ludzkiego krzywa ta będzie prostą linią i wszystkie częstotliwości modulujące będą przez nadajnik bez zniekształceń wysłane w przestrzeń, jako modulowane fale elektro-magnetyczne.

Rozpatrzmy teraz, jaka zależność istnieje między głębokością modulacji i liniową zależnością energii wyjściowej, a także mocą nadajnika.

Nadajniki Marconi'ego PA5 i PA6 stosują system wzmacniania modulowanych prądów za pomocą wzmacniaczy dużej mocy.

Moc takiego nadajnika wyrażona w energii anteny nie jest wielkością stałą, ponieważ zależy od głębokości modulacji i związanej z tem odpowiedniej regulacji aparatury. Naprzykład, bez zmiany energii pobieranej przez nadajnik z sieci zasilającej, można wyregulować ten nadajnik w taki sposób, żeby fala nośna niemodulowana wynosiła 20 kw. przy wyregulowaniu dla 100% modulacji



Rys. 2.

lub też można tenże nadajnik wyregulować na 26 kw. fali nośnej niemodulowanej dla 70% modulacji.

Powyższe możemy łatwo zrozumieć z następującego rozważania:

Na rys. 3 widzimy charakterystykę A lampy katodowej, krzywa B oznacza modulowane zmienne napięcie, działające na siatkę tej lampy, a krzywa C oznacza odpowiedni prąd anodowy. Z krzywych powyższych widać, że jeżeli chcemy uniknąć zniekształceń, to modulowane napięcia na siatce

lampy nie powinny przekraczać granic X i Y oznaczonych na rys. 3.

Biorąc pod uwagę powyższe ograniczenie dla maksymalnej modulowanej bez zniekształceń energii wyjściowej lampy katodowej, możemy zastanowić się nad zależnością mocy niemodulowanej fali w zależności od dozwolonej głębokości modulacji bez zniekształceń.

Na rys. 4 linie A — A ograniczają maksymalną amplitudę w antenie w związku z wyżej omówionymi warunkami pracy lampy; linie A — A odpowiadają punktom P i Q z rys. 3.

Z lewej strony rys. 4. widzimy, że jeżeli niemo-



Rys. 3.

dulowana fala dochodzi do granic A — A, to wszelka nawet bardzo słaba modulacja (np. Z — Z na rys. 4) powoduje już zniekształcenia ponieważ w pewnych momentach modulowana fala będzie wychodzić poza granice A — A.

Ażeby sprowadzić modulację do granic niezniekształcających należy zmniejszyć falę nośną do granic BB, ponieważ w tym wypadku modulowana fala YY nie wyjdzie poza granice linii AA, a zatem modulacja nie będzie zniekształconą.

Z powyższego jasno wynika, że czem głębsza jest modulacja, tem więcej należy zmniejszyć falę nośną, tak np. dla modulacji XX należy falę nośną zmniejszyć do granic CC.

Rzecz jasna przy 100% modulacji, pokazanej na rys. 4. literami WW należy falę nośną zmniejszyć do połowy wartości AA, t. j. do wielkości DD.

Ponieważ moc nadajnika wyrażamy zwykle mocą niemodulowaną i ponieważ moc ta, jak z powyższego rozważania widzimy, zależy od głębokości modulacji, przeto przy nadajnikach opisywane-

go typu należy zawsze oprócz mocy niemodulowanej fali podawać głębokość modulacji.

Z powyższego wynika również, że o ile wyjdziemy po za granice AA z rys. 4., to możemy znacznie podnieść moc nadajnika. Jednakże można to bez uszczerbku zrobić przy pracy telegraficznej falami tonowanymi, lecz dla telefonji należy się trzymać ściśle wyżej określonych granic.

Dla nadajników PA5 i PA6 otrzymamy w myśl powyższego następujące moce fali nośnej niemodulowanej w zależności od dopuszczalnej najwyżej głębokości modulacji.

P. A. 5 (Energja wejśc. 36 kw)	P. A. 6 (En. wejśc 48 kw)	Modulacja maksymalna
10 kw.	13 kw.	100%
12 kw.	16 kw.	80%
13 kw.	17 kw.	70%

Techniczny opis nadajników PA5 i PA6.

Nadajniki opisywanego typu składają się z następujących jednostek (rys. 1).

1. Wzbudnica i sprzęgacz C.
2. Generator modulowany i modulator D.
3. Zespół prostownikowy A.
4. Zespół wzmacniacza pośredniego E.
5. Generator główny F.
6. Zespół wielkiej częstotliwości G.
7. Filtr harmoniczny.
8. Sprężenie „feeder'owe” z anteną.

Litera B na rys. 1 oznacza tablicę rozdzielczą.

Na rys. 5. widzimy schemat ideowy stacji w Bratysławie.

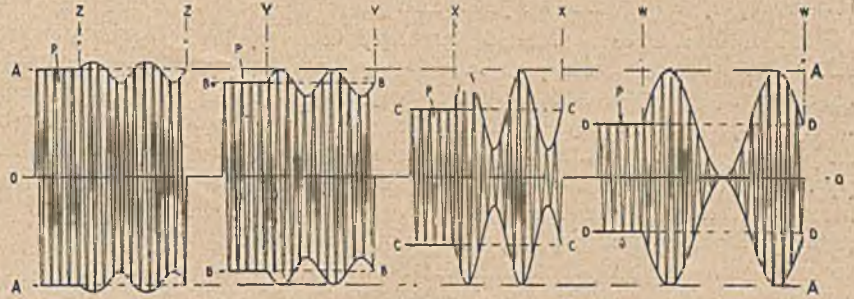
Pozwolę sobie teraz po kolei omówić wszystkie detale tej stacji.

1. W z b u d n i c a i s p r z ę g a c z.

Zespół ten składa się z dwóch całkowicie ekranowanych stopni lampowych, t. j. z wzbudnicy i sprzęgacza. Całość zmontowana jest na konstrukcji żelaznej.

Dla wzbudnicy stosuje się 2 lampy typu DET1, obwody żarzenia których zasilane są z baterji akumulatorów, a anody czerpią napięcie z przetwornicy zasilanej z tych samych akumulatorów

zmiennego można otrzymać we wzbudnicy wszystkie fale w granicach od 200 do 545 metrów



Rys. 4.

Wzbudnica jest sprzężona indukcyjnie z obwodem strojonym siatki t. zw. sprzęgacza.

Jako lampę sprzęgającą stosuje się lampę MT12A, która czerpie prąd żarzenia z prądnicy prądu stałego, napędzanej silnikiem zasilanym z sieci prądu zmiennego.

Napięcie anodowe powyższa lampa otrzymuje z przetwornicy dającej 3000 V. prądu stałego, zasilającej również anody wzmacniacza modulowanego.

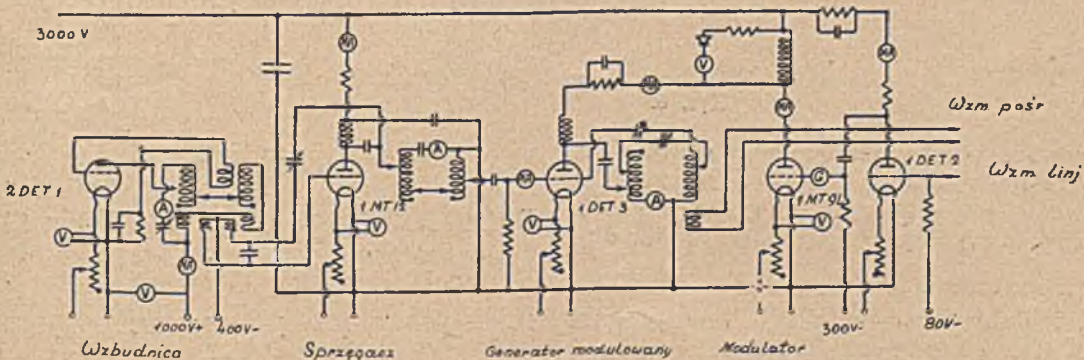
Jak widzimy na schemacie z rys. 5 pojemność lampy sprzęgającej jest zneutralizowana, co ma na celu uniemożliwienie wstecznego oddziaływania dalszych obwodów na wzbudnicę. Oprócz tego sprzęgacz ma tak dobrane ujemne napięcie siatki, żeby prąd siatki był zawsze równym.

Obwód anodowy sprzęgacza jest sprzężonym pojemnościowo z modulowanym wzmacniaczem.

2. Z e s p ó ł g e n e r a t o r a m o d u l o w a n e g o.

Zespół ten składa się z dwóch stopni lampowych (ekranowanych) zmontowanych na podobnej konstrukcji jak wzbudnica. W jednej skrzynce zmontowany jest generator modulowany z obwodem wielkiej częstotliwości, w drugiej skrzynce lampa modulacyjna i submodulacyjna wraz z dławikiem, oporami sprzężenia i t. d.

W generatorze modulowanym stosuje się jedna lampa typu DET3 o żarzeniu zasilanem z prądnicy prądu stałego. Napięcie robocze anodowe dla tej lampy obniża się z 3000 Voltów za pomocą oporu zabocznikowanego dużym kondensatorem, w celu przepuszczania modulacyjnych prądów, względnie napięć małej częstotliwości.



Rys. 5.

Urządzenie tego rodzaju zapewnia bardzo dużą stałość fali i uniezależnia wzbudnicę całkowicie od wahań napięć w sieci zasilającej stację. Za pomocą samoodukcji i kondensatora

Obwód generatora modulowanego jest również zneutralizowany.

W obwodzie anodowym lampy DET3 znajduje się dalej dławik modulacyjny (z żelazem).

Wzmacniacz modulowany sprzęga się za pomocą sprzężenia zmiennego z obwodem strojonym (siatkowym) wzmacniacza pośredniego.

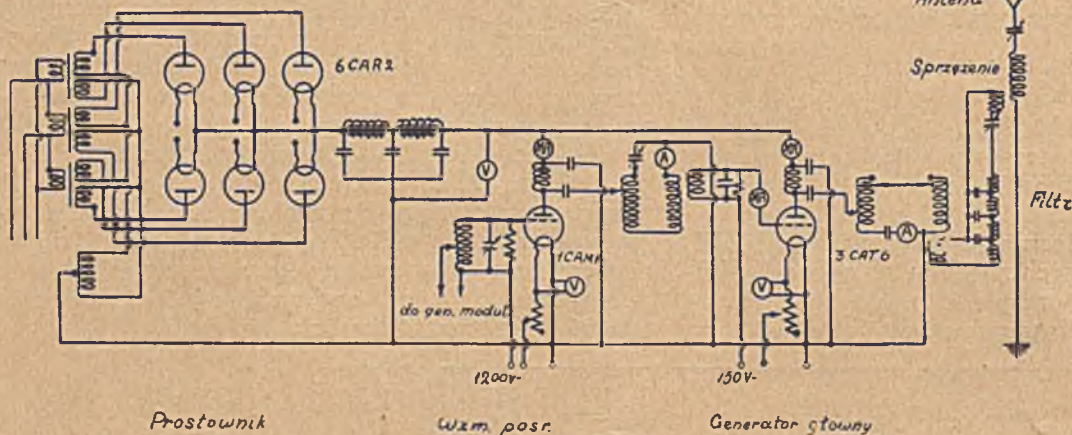
Jako modulatora stosuje się lampy MT94, jako submodulatora — lampy DET2. Obydwie lampy zasilane są prądem anodowym z prądnicy o 3000 woltach, jednak napięcie lampy DET2 zniża się za pomocą odpowiedniego oporu żarzenia, dla lampy MT94 otrzymuje się z tej samej baterji akumulatorowej, która zasilą wzbudnicę. Submodulator jest sprzężony oporowo-pojemnościowo z modulatorem a ten ostatni przez dławik działa na generator modulowany w znanym układzie modulacji dławikowej.

Konstrukcja tego urządzenia jest tego rodzaju, że modulowany generator może być modulowanym do głębokości 100% a pomimo to prąd siatkowy modulatora pozostaje w granicach zera.

Głębokość modulacji możemy obserwować za pomocą specjalnego wskaźnika, który składa się z miliamperomierza przecechowanego w kilowoltach i załączonego szeregowo z prostownikiem (tlenkowo-miedziowym) i dużym oporem a całość tych przyrządów jest załączona równolegle do dławika modulacyjnego.

3. Obwód prostownikowy.

W celu zasilania wzmacniacza pośredniego i generatora głównego stosuje się prostownik transformujący trójfazowy prąd sieci na prąd stały o napięciu 10.000 woltów. Do tego celu używa się specjalny transformator trójfazowy i 6 lamp prostownikowych typu CAR2. W celu wyrównania pulsacji pozostałych po wyprostowaniu używa się filtr składający się z samoindukcyj i kondensatorów o pojemności 10 μF.



Rys. 6.

Przetwornica prądu stałego 3000 woltów dla anod lamp zespołu modulacyjnego jest również zabocznikowana dużym kondensatorem w celu usunięcia pulsacji powstających na skutek komutacji.

4. Wzmacniacz pośredni.

Zespół ten składa się z jednej lampy typu CAM1 z chłodzoną anodą wraz z odpowiednimi obwodami wielkiej częstotliwości. Żarzenie tej lampy skutecznia się z prądnicy prądu stałego, napięcie anodowe lampy ta czerpie z prostownika 10 000 woltów. Lampa ta pracuje przy dużym ujemnym

napięciu siatkowym tak że w żadnym przypadku prąd siatki nie odbiega zbyt od zera.

Obwód siatkowy lampy CAM1 jest obwodem strojonym jednak zabocznikowanym oporem w celu sztucznego zwiększenia tłumienia tego obwodu.

Wzmacniacz pośredni jest sprzężony indukcyjnie z generatorem głównym (t. j. ze strojonym obwodem siatkowym tego generatora).

5. Zespół generatora głównego.

Zespół ten składa się z trzech (typu P. A. 5) lub czterech (typu P. A. 6) lamp CA1.6 połączonych równolegle. Obwód siatkowy tych generatorów jest obwodem strojonym jednak silnie stłumionym za pomocą oporu załączonego równolegle.

Lampy te pracują z ujemnym napięciem siatek, jednakże przy wahanich napięcia modulowanego tych siatek w stronę dodatnich potencjałów w siatkach tych lamp powstają prądy.

W celu dokładnej regulacji generatora głównego stosuje się specjalne woltomierze wskazujące amplitudy potencjałów zmiennych siatki i anody. Te same przyrządy służą dla określenia głębokości modulacji.

6. Zespół wielkiej częstotliwości.

Zespół ten składa się z kondensatorów i samoindukcyj zmiennych tworzących razem obwód drgań wielkiej częstotliwości, przyczem całość zmontowana jest w ekranowanej szafce.

7. Filtr harmoniczny.

Filtr ten jak widzimy ze schematu należy do t. zwanych po angielsku „low-pass filters”, który przepuszcza falę zasadniczą zaś silnie tłumi wszelkie harmoniczne fali zasadniczej. Filtr ten został skonstruowany dla pracy z linią zasilającą („feeder”) o oporze względnym 500 omów i sprzęga się indukcyjnie z obwodem zamkniętym, generatora głównego.

W celu uniknięcia bezpośredniego oddziaływania elementów nadajnika na antenę, co mogłoby w rezultacie zanulować działanie filtru, między filtr i antenę załącza się specjalną linię zasilającą (feeder).

Moce w poszczególnych zespołach.

	Typ PA5	Typ PA6
Do linii zasilającej antenę .	10 - 14 kw	13—18,5 kw
generator główny	36 kw	48 kw
wzmacniacz pośredni	4 kw	4 kw
modulator	0,360 kw	0,360 kw
generator modulowany	0,125 kw	0,125 kw
sprzęgacz	0,150 kw	0,150 kw
wzbudnica	0,100 kw	0,100 kw

(według Marconi Leaflet 1091)

Inż. Józef Plebański.