

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

WYDAWANY STARANIEM SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH
Pod naczelnym kierunkiem prof. M. POŻARYSKIEGO.

Rok VII.

1 Września 1929 r.

Zeszyt 17—18

Redaktor por. STEFAN JASIŃSKI.

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

S O M M A I R E.

Le rendement de deux circuits couplés accordés (suite et fin) par Casimir Krulisz, ing. él. L'auteur démontre que dans le cas de deux circuits couplés rigoureusement accordés il y a une valeur limite du rendement qui ne peut pas être dépassée, même si l'induction mutuelle était infiniment grande. Cette valeur limite décroît avec le rapport σ_2/σ_1 si σ_1 et σ_2 sont les coefficients de surtension respectifs des deux circuits. Le rendement peut être sensiblement amélioré quand les deux circuits sont légèrement désaccordés l'un par rapport à l'autre.

Revue documentaire.

SPRAWNOŚĆ DWU NASTRAJANYCH OBWODÓW SPRZEŻONYCH

Mjr. Inż. Kazimierz Krulisz.

(Dokończenie).

Podstawiając we wzorze (8) ω oraz zależność $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, otrzymamy równanie na współczynnik sprzężności, zapewniający nam żądaną sprawność η

$$k' = \frac{1 \pm \sqrt{1 + 4 \left[\frac{1}{\gamma} - \left(1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) \right] \sigma_1 \sigma_2}}{2 \left[\frac{1}{\gamma} - \left(1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right) \right] \sigma_1 \sigma_2} \quad \left. \begin{array}{l} \text{dla } \omega_r = \sqrt{1 + k} \\ \\ \text{dla } \omega_r = \sqrt{1 - k} \end{array} \right\} (10)$$
$$k'' = \frac{1 \pm \sqrt{1 + 4 \left[\frac{1}{\gamma} - \left(1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right) \right] \sigma_1 \sigma_2}}{2 \left[\frac{1}{\gamma} - \left(1 + \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \right) \right] \sigma_1 \sigma_2} \quad \left. \begin{array}{l} \text{dla } \omega_r = \sqrt{1 + k} \\ \\ \text{dla } \omega_r = \sqrt{1 - k} \end{array} \right\}$$

Bliższe rozpatrzenie powyższych wzorów wskazuje, że ich wartości bezwzględne są w obu przypadkach te same.

Jak łatwo przekonać się na przykładach liczbowych można już przy niewielkich wartościach k zbliżyć się znacznie do sprawności granicznej.

Podane na rys. 3-cim krzywe

$$\eta = f \left(\frac{\omega M}{\sqrt{R_1 R_2}} \right)$$
$$\frac{\sigma_2}{\sigma_1} = \text{const}$$

wznoszą się — jak widzimy — początkowo bardzo szybko, aby następnie zbliżyć się asymptotycznie do wartości η_∞ . Przytem jest rzeczą charakte-

rystyczną, że stosunkowo szybko osiąga się wartości 0,9 η_∞ i 0,95 η_∞ , jak to wskazują krzywe kropkowane na rysunku.

Dotychczasowe rozważania wskazują, że osiągnięcie dużej sprawności przeniesienia energii w dwu obwodach dokładnie dostrojonych jest rzeczą konstrukcyjnie bardzo trudną. Przyczyną tych trudności jest równoczesne rozstrajanie się obwodu wtórnego w miarę zwiększenia się sprzężności. Można by oczywiście osiągnąć sprawność znacznie większą, gdybyśmy obwód wtórny sprowadzili do rezonansu z częstotliwością zasilającą, a więc oba obwody cokolwiek rozstroili względem siebie. Zbliżyliśmy się w ten sposób do warunków rzeczywistych, kiedy to nie nastroja się obu obwodów na pewną częstotliwość, która przy uwzględnieniu współczynnika sprzężności dałaby nam rezonans przy częstotliwości zasilającej. Raczej, mając daną częstotliwość zasilającą, dostraja się oba obwody i sprzężenie tak długo, aż stosunek prądów w obwodach tych da nam najkorzystniejsze warunki przeniesienia energii.

Częstotliwości rezonansowe takich obwodów rozstrojonych względem siebie daje nam wzór (5) w ogólnej swej postaci. Dyskusja jego wskazuje, że w miarę rozstrajania obu obwodów jedna z częstotliwości rezonansowych zbliża się do częstotliwości własnej obwodu wtórnego, druga od niej się oddala. Krzywe rys. 4-go podają przebieg

$$y_2 = \frac{\omega_r}{\omega_2} \quad \text{jako funkcji } b = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad \text{dla dwóch wartości}$$

k , a mianowicie dla $k = 0,05$ i $0,01$. Jak krzywe te wskazują, jedna z wartości ω zbliża się asymptotycznie do ω_2 , i to tem bardziej, im mniejsze jest k , z czego wynika, że dzięki pewnemu rozstrojeniu obwodów można znacznie zmniejszyć oporność urojoną obwodu wtórnego, a tem samem poprawić sprawność.

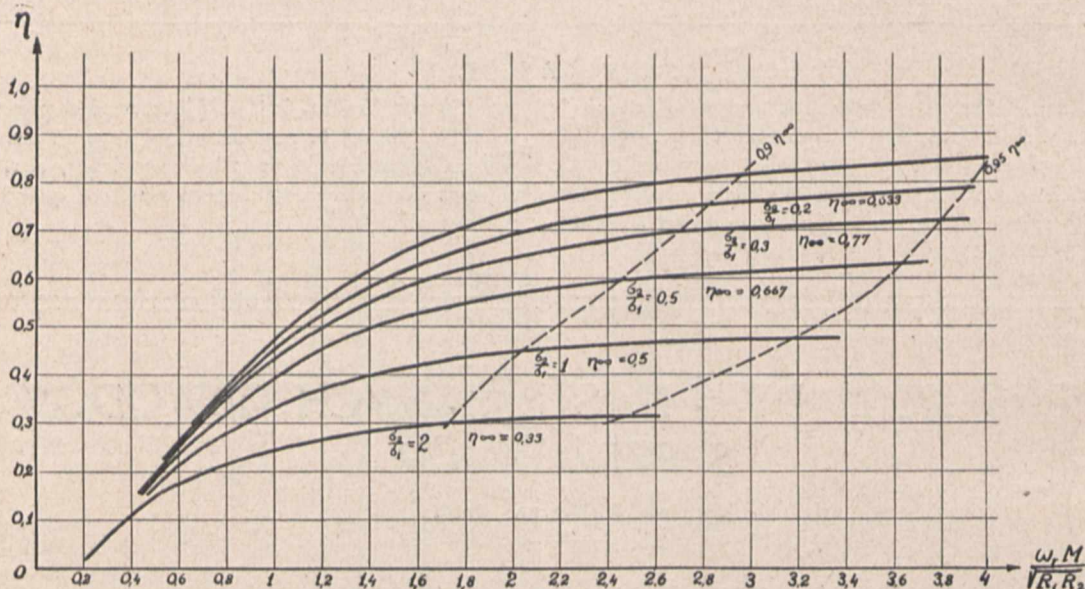
Dla zorientowania się w warunkach rozpatrzmy następujący przykład:

Układ sprzężony projektowany jest na falę $\lambda = 4000$ m. czyli $\omega = 150.000 \pi$.

Pojemność anteny ze względów konstrukcyjnych nie może przekraczać $C_2 = 3.10^{-9} F = 2700$

$$k = \sqrt{\frac{0,025}{1,5 \cdot 2,25}} = \frac{0,025}{1,83} = 0,014$$

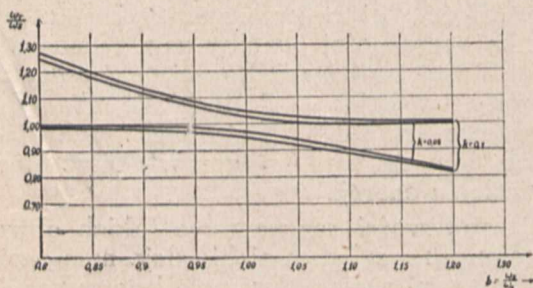
Jak widzimy, współczynnik sprzężności jest bardzo mały, jednakże zwiększenie go w danych warunkach nie da praktycznie żadnych korzyści.



Rys. 3.

cm. Przepuszczalna oporność obwodu antenowego $R_2 = 5 \Omega$, obwodu pierwotnego $R_1 = 2 \Omega$. Jeżeli dla obwodu pierwotnego założymy $C_2 = 2.10^{-9} F = 1800$ cm (o ile ze względu na przepięcie taka wartość będzie dopuszczalna), to indukcyjności obu obwodów wyniosą $L_1 = 2.25 \cdot 10^{-3} H$, $L_2 = 1.5 \cdot 10^{-3} H$, i odpowiednio do tego

$$\frac{\sigma_2}{\sigma_1} = \frac{1,5}{5} \cdot \frac{2}{2,25} = 0,27 \sim 0,3$$



Rys. 4.

Stąd sprawność graniczna przy zestrojeniu obwodów wynosi $\infty \eta = 0,77$, a 95% tej wartości $\eta = 0,73$. Dla tej praktycznej wartości η otrzymujemy

$$\frac{\omega M}{\sqrt{R_1 L_2}} = 3,77$$

czyli

$$M = \frac{3,77 \cdot \sqrt{2 \cdot 5}}{1,5 \cdot \pi \cdot 105} = 2,5 \cdot 10^{-5} H = 0,025 \cdot 10^{-3} H$$

czemu odpowiada współczynnik sprzężności

Jeżeli jednak dopuścimy rozstrojenie obu obwodów 20%, a więc $\frac{\omega_2}{\omega_1} = 1,2$, i współczynnik sprzężności $k = 0,03$, to częstotliwość rezonansowa bliższa ω_2 , wyniesie (wzór 5)

$$\omega_r = 1,0035 \omega_2, \text{ czyli } y_2 = 1,0035.$$

Wobec tego oporność urojona obwodu wtórnego

$$X_2 = \left(1,0035 - \frac{1}{1,0035} \right) \sqrt{\frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-9}}} = 5 \Omega$$

a całkowita oporność pozorną

$$Z_2 = \sqrt{5^2 + 5^2} = 7 \Omega$$

Zgodnie ze zwiększeniem k , współczynnik indukcji wzajemnej wyniesie obecnie

$$M^1 = 0,05 \cdot 10^{-3} H.$$

Mając powyższe dane, obliczymy sprawność przeniesienia energii w/g wzoru la:

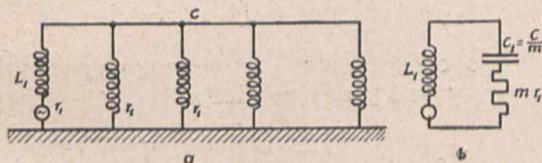
$$\eta = \frac{5}{5 + \frac{50 \cdot 2}{2,25 \cdot \pi^2 \cdot 10^{10} \cdot 25 \cdot 10^{-10}}} = \frac{5}{5,18} = 0,965$$

która znacznie przekracza wartość graniczną, odpowiadającą obwodom zestrojonym. Tak dużą sprawność osiągnęliśmy dzięki temu, że obwodowi pierwotnemu nadaliśmy tak duży współczynnik przepięcia, w innym bowiem razie k byłoby znacznie większe, a temsamem otrzymalibyśmy większe X_2 .

Rozważania niniejszej pracy mają na celu zwrócenie uwagi, że zagadnienie sprawności w sprzężonych obwodach rezonansowych należy roz-

patrywać z należytą ostrożnością. Nie można tu, jak to się często spotyka nawet w poważnej literaturze, przyjmować dla obwodów rezonansowych wartości $Z_2 = R_2$, od której to wielkości będziemy naogół dość dalecy.

Na zakończenie zasługuje jeszcze na rozpatrzenie pytanie, czy z poruszonego tu punktu widzenia nie przedstawia pewnych korzyści antena wielokrotnie strojona (Alexandersona), rys. 5 a



Rys. 5.

i b. Dla anteny takiej można przyjąć z pewnym przybliżeniem, jeżeli przez m oznaczymy stosunek zasilania anteny $m = \frac{\sum I}{I_1}$, że oporność strat r_1 równa się oporności równoważnej anteny pojedynczej, $L_1 = m \cdot L$, $C_1 = \frac{C}{m}$, zaś oporność promieniowania R_p jest ta sama, co w antenie pojedynczej. Taka antena zachowuje się w stosunku do obwodu pierwotnego jak obwód o stałych zastępczych.

$$L_2 = L_1 = m L$$

$$C_2 = \frac{C}{m}$$

$$R_2 = m \cdot r_1 + m^2 R_p = m (r_1 + m R_p)$$

podczas, gdy antena pojedyncza w podobnych warunkach posiadałaby dane

$$L_1, C_1, \text{ oraz } R = r_1 + R_p$$

Wobec tego współczynniki przebiecia obu anten będą się miały do siebie jak

$$\begin{aligned} \sigma : \sigma m &= \frac{L}{r_1 + R_p} : \frac{m \cdot L}{m (r_1 + m R_p)} = \\ &= \frac{L}{r_1 + R_p} = \frac{L}{r_1 + m R_p} \end{aligned}$$

Antena Alexandersona okazuje się więc korzystniejszą od anteny pojedynczo uziemionej, zwłaszcza gdy oporność promieniowania jest znaczna. Jednakże dla stacji o bardzo długich falach korzyść tą drogą osiągnięta będzie nieznaczna.

DODATEK

Stosunek prądów (przekładnia prądowa) w dwóch obwodach sprzężonych.

Równania napięć w dwóch obwodach, sprzężonych indukcyjnie, wyrazić można w sposób następujący

$$I_1 R_1 + j I X_1 + j \omega M I_2 = E_1 \quad (a)$$

$$I_2 R_2 + j I_2 X_2 + j \omega M I_1 = 0 \quad (b)$$

Z równania (b) obliczamy

$$I_2 = -j I_1 \frac{\omega M}{R_2 + j X_2} = -j I_1 \frac{\omega M}{Z_2} \quad (c)$$

względnie jako wartość bezwzględna przekładni prądów

$$\left| \frac{I_2}{I_1} \right| = \frac{\omega M}{Z_2}$$

Podstawiając (c) w (a), otrzymamy

$$E_1 = I_1 R_1 + j I_1 X_1 - I_1 \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j X_2}$$

a stąd po uwymiernieniu mianownika ostatniego wyrazu równoważna oporność pozorna obwodu pierwotnego wyniesie

$$\begin{aligned} \frac{E_1}{I_1} &= \dot{Z}_I = R_I + j X_I = \\ &= R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R + j \left(X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} X_2 \right) \end{aligned}$$

Częstotliwości rezonansowe obwodów sprzężonych

Zakładamy:

$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ = częstotliwość rezonansowa obwodu pierwotn.

$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ = częstotliwość rezonansowa obwodu wtórn.

$$y_1 = \frac{\omega}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot y_2 = y_2 \sqrt{\frac{L_1 C_1}{L_2 C_2}}$$

$$y_2 = \frac{\omega}{\omega_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \cdot y_1 = y_1 \sqrt{\frac{L_2 C_2}{L_1 C_1}}$$

$X_1 = \left(y_1 - \frac{1}{y_1} \right) \sqrt{\frac{L_1}{C_2}}$ = oporność urojona obwodu pierwotnego.

$X_2 = \left(y_2 - \frac{1}{y_2} \right) \sqrt{\frac{L_2}{C_2}}$ = oporność urojona obwodu wtórnego.

$\sigma_1 = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L}{C}}$ = współczynnik przebiecia rezonans. obw. pierwotnego.

$\sigma_2 = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{L}{C}}$ = współczynnik przebiecia rezonans. obw. wtórnego.

Jeżeli jako rezonans układu sprzężonego przyjmujemy stan, w którym źródło prądu obciążone jest bezindukcyjnie, rezonans ten będzie określony warunkiem.

$$\omega^2 M^2 = \frac{X_1}{X_2} \cdot Z_2^2 \quad (a)$$

Poszczególne składniki powyższego równania, po podstawieniu wyżej podanych wartości, wyniosą

$$Z_2^2 = \left(y^2 - \frac{1}{y^2} \right)^2 \cdot \frac{L_2}{C_2} + R_2^2 =$$

$$\frac{L_2}{C_2} \left[y^2 + \frac{1}{y^2} - \left(2 - \frac{1}{\delta^2} \right) \right]$$

$$\omega^2 M^2 = y^2 \frac{1}{L_2 C_2} \cdot k^2 L_1 L_2 = y^2 k^2 \cdot \frac{L_1}{C_2}$$

$$\frac{X_1}{X_2} = \frac{y_1 - \frac{1}{y_1}}{y_2 - \frac{1}{y_2}} \cdot \sqrt{\frac{L_1 C_2}{L_2 C_1}}$$

Podstawiając w ostatniej równości:

$$y_1 = \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot y_2, \text{ otrzymujemy}$$

$$y_1 - \frac{1}{y_1} = y_2 \frac{\omega_2}{\omega_1} - \frac{1}{y_2 \frac{\omega_2}{\omega_1}} = \frac{\omega_1}{\omega_2} \left(y_2 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - \frac{1}{y_2} \right)$$

a stąd

$$\begin{aligned} \frac{X_1}{X_2} &= \frac{\sqrt{\frac{L_2 C_2}{L_1 C_1}} \cdot \left[y_2 \left(\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} \right) - \frac{1}{y_2} \right]}{y_2 - \frac{1}{y_2}} \cdot \sqrt{\frac{L_1 C_2}{L_2 C_2}} = \\ &= \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{y_2 \cdot \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - \frac{1}{y_2}}{y_2 - \frac{1}{y_2}} \end{aligned}$$

Gdy otrzymane wyżej wartości wprowadzimy do równania (a) warunek rezonansu przybierze postać:

$$\frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} y_2^2 k^2 = \frac{y_2 \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} - \frac{1}{y_2}}{\frac{1}{y_2}} \cdot \left[y_2^2 + \frac{1}{y_2^2} - \left(2 - \frac{1}{\sigma_2^2} \right) \right]$$

Dla małych tłumień, spotykanych w obwodach radjotechnicznych, możemy pominąć $\frac{1}{\sigma_2^2}$ wobec 2, dzięki czemu równanie, jeżeli $\frac{\omega_2}{\omega_1}$ oznaczymy przez b , sprowadzi się do prostszej postaci:

$$\begin{aligned} (bk^2 - b^2) \cdot y_2^4 \left(y_2 - \frac{1}{y_2} \right) + (b^2 + 1) y_2^2 \left(y_2 - \frac{1}{y_2} \right) - \\ - \left(y_2 - \frac{1}{y_2} \right) = 0 \end{aligned}$$

Pierwszą parę pierwiastków otrzymamy, gdy założymy

$$y_2 - \frac{1}{y_2} = 0, \text{ czyli } y_2 = 1,$$

częstotliwość rezonansowa w tym wypadku wynosi ω_2 .

Dalsze pierwiastki da nam równanie

$$y_2^4 (b^2 - bk^2) - y_2^2 (1 + b^2) + 1 = 0,$$

z którego otrzymujemy po pewnym przekształceniu wyrazy pod pierwiastkiem:

$$y_2^2 = \frac{1 + b^2 \pm \sqrt{(1 - b^2)^2 + 4k^2 \cdot b}}{2(b^2 - k^2 b)}$$

Rozwiązanie to przyjmuje postać szczególną, gdy oba obwody są dostrojone do tej samej częstotliwości, czyli gdy zachodzi równość

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

Wobec tego $b = 1$, i rozwiązanie przyjmuje postać:

$$y_2^2 = y_2^2 = \frac{1 \pm k}{k^2 - 1} = \frac{1}{1 - k}, \frac{1}{1 + k}$$

co oznacza, że częstotliwości rezonansowe układu sprzężonego wynoszą

$$\omega^1 = \frac{\omega}{\sqrt{1 - k}}, \quad \omega'' = \frac{\omega}{\sqrt{1 + k}}$$

O ile $b \geq 1$, rozwiązanie nie posiada prostej postaci, można jednak otrzymać wzory prostsze w pewnych granicach współczynnika sprzężności. I tak, o ile

$k \ll b$, równanie sprowadza się do postaci

$$y_2^2 = \frac{1 + b^2 \pm \sqrt{(1 - b^2)^2 + 4k^2 \cdot b}}{2b^2}$$

którą jednak stosować można tylko w ograniczonym zakresie.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE.

WZMACNIACZE DUŻEJ MOCY DLA STACYJ RADJOFONICZNYCH.

„Marconi - Review Nr. 8 - May 1929 - W. T. Ditcham”.

Tematem artykułu W. T. Ditchama pod powyższym tytułem jest budowa wzmacniaczy dużej mocy dla amplifikacji modulowanej energii wielkiej częstotliwości. W celu wykonania tego zadania wzmacniacz musi być skonstruowany z pewnymi ostrożnościami.

Na rys. 1 (lewa część) podana jest charakterystyka statyczna lampy a pod nią periodyczne zmienne napięcie siatki oscylujące koło punktu Gb, który przedstawia ujemne napięcie siatki.

Krzywa „B” przedstawia zmienne napięcie na siatce, które moglibyśmy zastosować jeśliby wzmacniacz miał za

zadanie pracę telegraficzną (znakami Morse'a) falami niegasnącymi. Oczywiście z rysunku widzimy, że krzywa B pracuje już częściowo na zagięciach charakterystyki i że w tym przypadku dochodzimy do granicy emisji lampy i napięcia anodowego.

Jasnym jest, że w tym przypadku (dla krzywej B), dla takich amplitud fali nośnej prostolinijna modulacja już nie jest możliwa.

Na krzywej środkowej z rys. 1 widzimy zmienne napięcie anodowe oscylujące około prostej V_0 , która przedstawia stałe napięcie (zasilania) anody. Krzywa B przedstawia wahania napięcia przy pracy telegraficznej. W tym przypadku jak widzimy napięcie anodowe wzrasta prawie do podwójnej wartości V_0 ($2 V_0$) i spada prawie do zera.

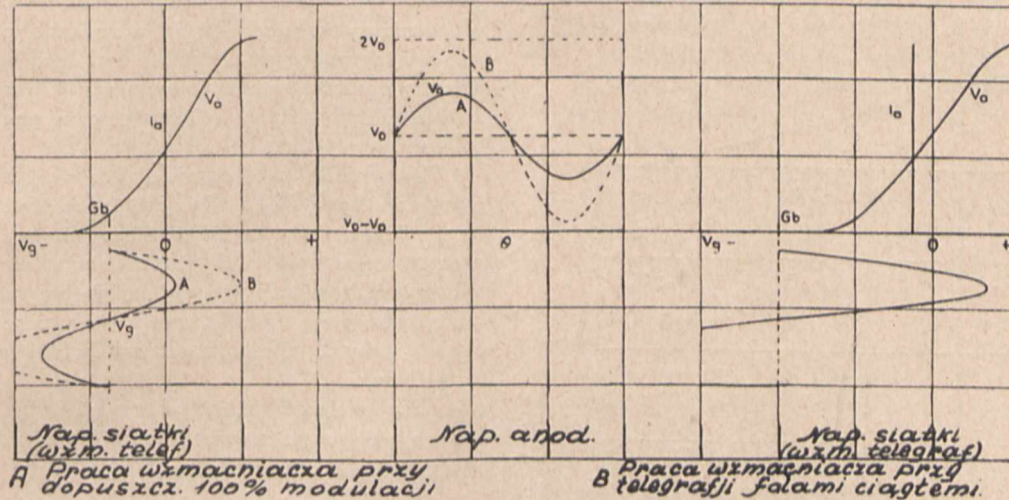
Jest bardzo ważną rzeczą żeby napięcie anodowe nie

spadało poniżej 1000 woltów, gdyż w przeciwnym wypadku siatka mająca największe napięcie przy najmniejszym napięciu zmiennym anody może mieć wyższy potencjał niż anoda i w rezultacie możemy otrzymać niepożądane efekty naskutek wtórnej emisji elektronowej. Jasnym jest z powyższego, że przy tak silnych wahanich potencjału anody prostolinijna modulacja nie jest możliwa.

W celu otrzymania warunków dobrych dla wzmocnie-

nia fal modulowanych należy stosować mniejsze wahanie potencjału siatki i anody niż krzywa B. Krzywa A na rys. 1 pokazuje mniej więcej dopuszczalne granice zmian potencjałów siatki i anody, które pozwalają na 100% modulację bez zniekształceń. Rzecz jasna z zagadnieniem ustawienia fali nośnej we wzmacniaczu jest ściśle związane zagadnienie wydajności tego wzmacniacza.

Pod wydajnością lampy rozumiemy stosunek energii



Rys. 1.

wyjściowej prądu zmiennego do energii prądu stałego zasilającego lampę. Faktycznie wydajność lampy jest proporcjonalną do napięcia prądu zmiennego. Energia wejściowa lampy równa się ilorazowi z napięcia prądu stałego na prąd anodowy w miliamperach. Energia wyjściowa równa się ilorazowi z napięcia prądu zmiennego na zmienny prąd anodowy, który równa się stałemu prądowi anodowemu mnożonemu na pewien współczynnik zależny od ujemnego napięcia siatki.

W warunkach praktycznych wzmacniacz specjalnego typu, o którym mówimy, ma współczynnik powyższy równy 3,2, znaczy to, że amplituda prądu zmiennego anodowego równa się ilorazowi z 3,2 przez prąd anodowy odczytywany na miliamperomierzu prądu stałego.

W razie ustawienia wzmacniacza jak to jest wskazane na prawym wizerunku z rysunku 1, współczynnik wspomniany może dojść do 5 i nawet 6 i oczywiście przy zastosowaniu tak dużych napięć ujemnych wydajność wzmacniacza może być znacznie podwyższoną.

Oczywiście tego rodzaju wzmacniacz mógłby się dobrze nadawać tylko dla telegrafii falami niegasącymi lub tonowanymi, gdyż modulacja telefoniczna byłaby zniekształconą.

Można bardzo łatwo dowiedzieć, że w takim wzmacniaczu można otrzymać kompletną modulację energii anodowej, przy zastosowaniu względnie małych wahań potencjałów siatki i otrzymując w ten sposób zniekształcenia zupełnie niedopuszczalne w dobrych stacjach radjofonicznych.

Wydajność.

Sprawa wydajności wzmacniacza dużej mocy przystosowanego dla modulacji nie jest przez wszystkich należyście rozumiana. Przeciwno systemowi modulacji dławikowej były wysuwane zarzuty, że stosowanie dużych lamp modulacyjnych w rezultacie pociąga za sobą duże zużycie energii i że stosowanie tego systemu jest mniej ekonomiczne niż stosowanie modulacji w małej mocy i następne wzmacnia-

nie lub też używanie małych lamp jako zmiennego oporu siatkowego lamp wzmacniających.

W rzeczywistości okazuje się, że ogólna wydajność i ilość lamp niezbędna dla określonej mocy w praktyce jest jednakową dla każdego z powyższych trzech systemów.

W celu wyjaśnienia sprawy wydajności, pozwolę sobie zreferować przykład praktyczny.

Przypuśćmy, że lampa wzmacniacza ma 10 000 woltów na anodzie i pobiera prąd anodowy 1 amper, to znaczy zużywa moc 10 kilowatów.

Przyrządzając teraz, że mamy stuprocentową modulację fali nośnej i że najniższe dozwolone napięcie anodowe (całkowite) nie powinno być mniejszym od 1000 woltów, przyjdziemy do wniosku, że ustawienie wzmacniacza winno być takim, żeby amplituda napięcia prądu zmiennego w anodzie nie była wyższą od 4500 woltów (ponieważ $2 \times 4500 \text{ w.} + 1000 = 10\,000$ woltów). Amplituda prądu zmiennego anodowego będzie w tym wypadku 3,2 ampery, a całkowita moc prądu zmiennego w anodzie będzie

$$\frac{4\,500 \times 3,2 \times 0,72}{2} = \sim \frac{4\,500 \times 3,2}{4} = 3,6 \text{ kW}$$

Znaczy to że wydajność w tym wypadku będzie równa 36%. W powyższym wzorze cyfra 2 pochodzi stąd, że użytkujemy jedynie jedną połowę wahań napięcia siatki.

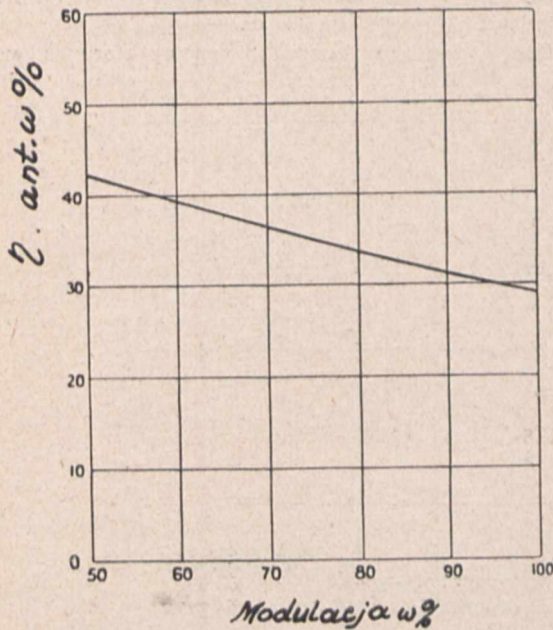
Jeżeli byśmy nie stosowali modulacji możnaby użytkować amplitudy napięć anody do 9000 woltów i w tym wypadku zarówno moc oddawana jak też i wydajność byłyby dwa razy większe.

Z powyższego jasno wynika, że w schemacie modulacji dławikowej stosujemy 2 razy mniejszą ilość lamp tej samej mocy co we wzmacniaczu dużej mocy, przy tej samej energii wyjściowej i przypuszczając, że lampy użytkujemy na granicy dozwolonych mocy admisyjnych.

Faktycznie proporcja ta jest nawet mniejszą, gdyż w wypadku modulacji dławikowej nie mamy powodu nie

używać dużych napięć ujemnych siatek i użytkować lampy wzbudzając je wzbudzeniem bodźcem i otrzymując w ten sposób dwa razy większe współczynniki wydajności.

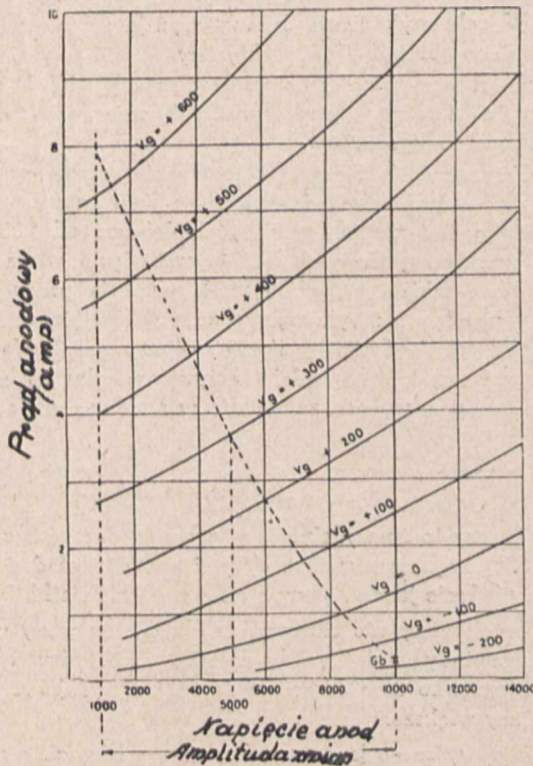
Na rys. 2 widzimy przybliżoną krzywą wydajności dla specjalnego nadajnika typu P. A. przedstawioną jako wydaj-



Rys. 2.

ność w procentach w antenie w zależności od stopnia modulacji. Jak widzimy przy modulacji 100% wydajność ta wynosi 28%, przy 50% modulacji 42%.

Na rys. 3 widzimy charakterystykę specjalnej lampy



Rys. 3.

typu CAT6 z chłodzoną anodą (wyrobu Marconi - Osram Valve Company) dostosowaną do modulacji 80%.

Lampa ta pracuje przy 10 000 woltach i przy mocy wejściowej 12 kw.

Stałe napięcie ujemne siatki wynosi ok. 150 woltów, przy którym to napięciu prąd anodowy wynosi około jednej czwartej swej wartości podczas oscylacji lampy.

Moc wzbudzająca siatkę tej lampy winna być tego rodzaju, żeby amplituda napięcia zmiennego nie była wyższa od 5000 woltów. W tym wypadku moc prądu zmiennego wynosi $5000 \times 3,84 \times 0,25 = 4,8$ kw. i współczynnik wydajności 40%. Moc tracona w lampie równa się $12 - 4,8 = 7,2$ kw.

Woltomierz szczytowy (wskazujący amplitudę).

W celu przestudjowania właściwości tego rodzaju wzmacniaczy w normalnych warunkach pracy niezbędny jest właściwy przyrząd pomiarowy. Jako taki najlepiej nadaje się aparat przedstawiony na rys. 4. Przyrząd ten wskazuje amplitudy napięć między dwoma punktami badanego systemu.

Urządzenie tego rodzaju składa się z lampy prostownikowej np. typu MR4 włączonej szeregowo z pojemnością $0,1 \mu\text{F}$ i zabocznikowanej dużym oporem (np. 1 megom) załączonym szeregowo z miliamperomierzem. Jako właściwy miliamperomierz najlepiej się nadaje przyrząd dający pełne odchylenie przy 10 miliamperach i przecechowany w ten sposób żeby 1 miliamper oznaczał 1000 woltów napięcia (amplitudy).

Dla pomiarów zmiennych napięć siatek bierze się przyrząd o całej skali równej dwóm miliamperom i przeskalowany na 0 do 2000 woltów.

Powody stosowania wzmacniaczy dużej mocy.

Przypuszczam, że będzie ciekawem wyjaśnić powody dla których T-wo Marconi'ego wypracowało systemy wzmacniaczy dużej mocy dla nadajników radjofonicznych, pomimo że długie lata z dużym powodzeniem wspomniane Towarzystwo używało prawie wyłącznie modulacji dławikowej.

Jak wiadomo w dobie obecnej w stacjach radjofonicznych używa się trzy rodzaje modulacji.

1) System modulacji dławikowej t. j. system modulacji pełnej mocy.

2) System modulacji słabej mocy i wzmacniania już modulowanej fali za pomocą wzmacniacza dużej mocy.

3) System Telefunken'a t. j. system modulacji oporu siatkowego.

Właściwie mówiąc ten ostatni system do pewnego stopnia utożsamia się do systemu modulacji słabej mocy, gdyż wydajność lampy modulowanej systemem Telefunken jest w przybliżeniu tą samą co we wzmacniaczu dużej mocy.

W dobie obecnej na stacjach niemieckich dużej mocy używa się wspomnianej modulacji systemu Telefunken w członie pośrednim stacji i następnie modulowaną transmisję jeszcze raz się wzmacnia za pomocą wzmacniacza dużej mocy.

W ten sposób faktycznie istnieją jedynie dwa używane sposoby modulacji: system modulacji w ostatecznym stopniu energetycznym stacji lub też system modulacji w członach słabej mocy.

T-wo Marconi'ego znalazło dokładnie system wzmacniaczy dużej mocy od wielu lat. Kpt. H. J. Round otrzymał przed wojną patent na wzmacniacz amplifikujący modulowaną energię wielkiej częstotliwości w celu zwiększenia mocy w antenie.

Metoda tego rodzaju nadaje się znakomicie przy użyciu lamp z chłodzoną anodą. Przed ukazaniem się tych lamp T-wo Marconi'ego wolało stosować inne metody modulacji.

W roku 1920 próbna stacja nadawcza 20 kw. w Chelmsford używała system absorbcyjny, a mniejsza próbna stacja system modulacji dławikowej, który potem został ogólnie przyjętym.

W rezultacie T-wo Marconi'ego wybudowało cały szereg stacji nadawczych z tego rodzaju modulacją dla radiofonji angielskiej jak również dla najrozmaitszych towarzystw radiofonicznych zagranicznych.

Stacje dużej mocy jak Daventry, Motala, Warszawa itd. używają modulacji dławikowej.

Zdaje mi się, że pierwszym towarzystwem, które zastosowało wzmacniacze dużej mocy w stacjach radiofonicznych jest T-wo Western Electric Company w Ameryce. Duża ilość tego rodzaju nadajników (mocy ok. 500 watów) została ustawiona dla służby radiofonicznej w Stanach Zjednoczonych a kilka stacji zostało sprzedanych do Europy.

W nadajnikach tych modulacja odbywała się wprost na generatorze niezależnym i potem była wzmacniana przez jeden stopień dużej mocy. Oczywiście tego rodzaju urządzenie nie należało do najlepszych. W późniejszych typach zastosowano modulację w stopniu pośrednim, uniezależniając w ten sposób zupełnie generator niezależny.

W rezultacie i T-wo Marconi'ego zdecydowało się przejść na system wzmacniaczy dużej mocy po udanych próbach T-wo radiofonicznego brytyjskiego B. B. C. na stacji 5GB (Daventry Experimental)

Porównanie dwóch systemów.

Pozwolę sobie teraz zadać pytanie: „Jakie są dodatnie i ujemne strony obydwu systemów w szczególności przy zastosowaniu ich do stacji radiofonicznych bardzo dużej mocy?”

Dużą stroną dodatnią systemu dławikowego jest to, że główne lampy oscylacyjne pracują z dużą wydajnością; oprócz tego system ten przedstawia mniejsze niebezpieczeństwo niż inne pod względem wewnętrznych wyładowań w lampach gdyż duża samoindukcja dławika skutecznie ogranicza prądy krótkiego zwarcia. Rzecz jasna specjalne konstrukcje lampowe mogą zabezpieczyć przed tego rodzaju defektami.

Pozatem system dławikowy ma tę wyższość nad innymi, że posiada tylko dwa strojone obwody wielkiej częstotliwości t. j. obwód zamknięty i obwód antenowy, podczas gdy inne systemy wymagają wielu strojonych obwodów ze względu na kilka stopni wzmacniacza. Oczywiście kaskadowe załączanie wielu obwodów może spowodować zbyt ostre krzywe rezonansu co może ujemnie wpływać na wzmacnianie krańców modulowanych wstęg. Z tego powodu przy konstrukcji tego rodzaju wzmacniaczy dużej mocy należy stosować pewne ostrożności przy budowie obwodów, ażeby zapewnić równą amplifikację wszystkich częstotliwości akustycznych w modulowanych wstęgach.

System wzmacniaczy dużej mocy ma jednak tę zaletę, że łatwiej otrzymać równą charakterystykę modulacji wszystkich częstotliwości akustycznych; modulując słabe moce przy małych lampach i częściach składowych; oprócz tego w systemie tym łatwiej można osiągnąć ekonomiczną głęboką modulację.

Pozatem w systemie wzmacniaczy dużej mocy nie potrzeba stosować lamp modulacyjnych dużej mocy i niepotrzeba stosować skomplikowanych nieco układów zabezpieczających równoległą pracę kilku równoległych lamp modulacyjnych.

Ogólny współczynnik wydajności jest jednakowym w obydwu systemach, chociaż może cokolwiek współczynnik ten jest większym przy systemie wzmacniaczy dużej mocy:

Co się tyczy ceny, to urządzenie dławikowe jest droższym od urządzeń ze wzmacniaczami dużej mocy, przyczem różnica ta równa się cenie dławika (lub transformatora), która przy stacjach dużej mocy może stanowić poważną sumę ze względu na wymiary tego dławika.

Wzmacniacz typu PA 5.

Wzmacniacz typu PA5 został opisany w Nr. 2 Marconi-Review i obecnie tego rodzaju wzmacniacz pracuje na stacji Bratislava w Czechach. Wzmacniacz ten daje moc w antenie od 10 do 14 kw. (zależnie od żądanej głębokości modulacji przy falach 200 do 545 metrów).

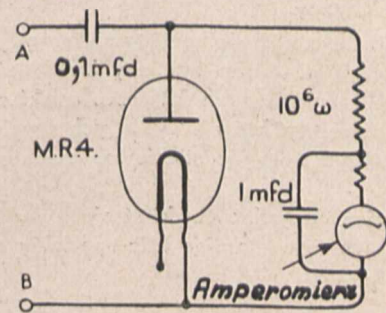
Stacja nadawcza w Bratislawie odpowiada najsurowszym wymaganiom, stawianym obecnie nowoczesnym stacjom radiofonicznym, a mianowicie:

- 1) zapewniona jest nadzwyczajna stałość fali nośnej niezależnie od wahań napięcia w sieci zasilającej i niezależnie od modulacji lub innych zmian w poszczególnych stopniach wzmacnienia nadajnika.
- 2) zapewniona została bardzo głęboka modulacja (do 80%).
- 3) charakterystyka wzmacniania akustycznych (modulujących) częstotliwości (w modulowanym widmie) jest prawie prostą linią.
- 4) nakoniec szkodliwe promieniowanie harmonicznych fali nośnej zostało zredukowane do minimum.

W celu zapewnienia stałości fali nośnej generator niezależny został zupełnie uniezależniony od sieci wysokiego napięcia zasilającego całą aparaturę. Napięcie anodowe dla generatora niezależnego otrzymuje się z przetwornicy uruchamianej z akumulatorów używanych jednocześnie dla żarzenia lamp tego generatora. W ten sposób osiągnięto bardzo znaczną stałość fali nośnej.

Generator niezależny działa przez t. zw. „izolator” na dalsze obwody. Jako „izolator” służy specjalna lampa w układzie zneutralizowanym, dzięki czemu obciążenie generatora niezależnego jest zupełnie stałe i wszelkie zwrotne działanie dalszych obwodów na generator niezależny (np. na skutek modulacji dalszych stopni) jest usunięte.

Za izolatorem załączony jest wzmacniacz modulowany, który otrzymuje modulację w schemacie dławikowym za pomocą lampy modulującej. Lampa modulacyjna posiada 3 000 woltów na anodzie i to samo źródło dostarcza prądu anodowego przez opór o napięciu 1 300 woltów dla modulowanego wzmacniacza. W ten sposób urządzenie modulacyjne pozwala na całkowitą modulację fali nośnej bez jakichkolwiek zniekształceń.



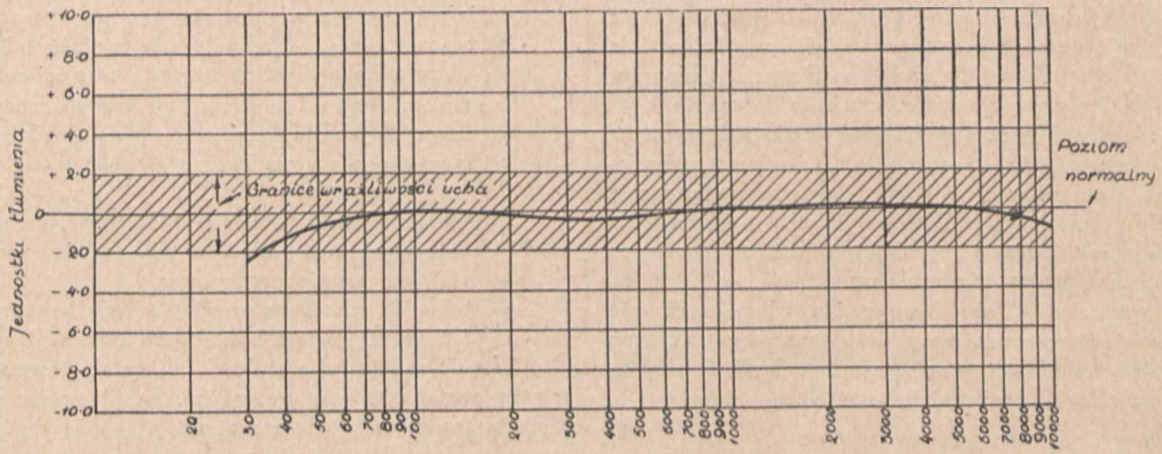
Kys. 4.

Modulowane prądy wielkiej częstotliwości działają dalej na wzmacniacz pośredni, który się składa z pojedynczej lampy z chłodzoną anodą, pracującej z ujemnym napięciem siatki 1 200 do 1 300 woltów. Charakterystyka lampy jest tego rodzaju, że w takich warunkach prąd siatki tej lampy jest znikomo małym a z tego powodu obciążenie modulowanego wzmacniacza (działającego na tę lampę) jest znikomo małym.

Ostatni stopień wzmacniania jest właściwym wzmacniaczem dużej mocy i składa się z trzech lamp z chłodzoną anodą o łącznej energii wejściowej na anodach 36 KW., dostarczających energię 12 KW w antenie przy 80% modulacji.

W pewnej odmianie tego wzmacniacza stosuje się 4 lampy równolegle i wtedy w antenie możemy otrzymać energię 16 KW.

Na rys. 5 widzimy charakterystykę modulacji w funkcji częstotliwości modulujących (akustycznych). Z krzywej tej widzimy, że między 40 i 10 000 okresami krzywa ta różni się o 2 Decibele (T. U.) w stosunku do linii zerowej lub — 1 De-



Rys. 5.

cibel w stosunku do średniej wartości. Dla orientacji należy dodać, że — 1 Decibel oznacza mniej więcej różnicę 12% w woltach lub amperach, podczas gdy ucho ludzkie może zauważyć różnice większe od — 2 Decibelów, t. j. — 26%. W ten sposób dla ucha ludzkiego krzywa z rys. 5 będzie właściwie zupełnie prostą linią.

Eliminowanie harmonicznych.

Dla każdego jest rzeczą oczywistą, że sprawa usunięcia promieniowania harmonicznych fal z anody nadawczej jest sprawą pierwszorzędnej wagi.

Niestety jest bardzo trudną rzeczą i wręcz niemożliwą usunąć harmoniczne w samym nadajniku, jeżeli chcemy zachować względnie duże współczynniki wydajności.

Pozostaje zatem myśleć tylko o niedopuszczeniu harmonicznych do anteny.

Oczywiście tego rodzaju załatwienie sprawy jest tylko połowicznym, gdyż właściwie trzeba by jednocześnie usunąć promieniowanie harmonicznych fal przez cewki strojowe nadajnika i inne elementy, które przy dużych wymiarach i dużych mocach stacji mogą promieniować dostateczne ilości energii.

Umieszczając wszystkie cewki strojone we właściwych ekranach i oprócz tego stosując filtr specjalny między na-

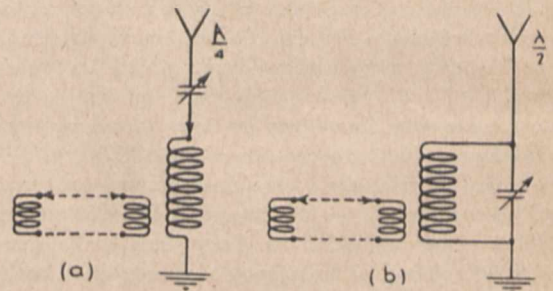
dajnikiem i anteną faktycznie można zredukować promieniowanie harmonicznych do minimum.

Filtr harmoniczny jest właściwie filtrem znanym w literaturze angielskiej pod nazwą „low-pass filter” i odznacza się tem, że do pewnej częstotliwości przepuszcza wszystkie fale, po za tą częstotliwością jednak silnie tłumi wszystkie fale.

Filtr tego rodzaju bardzo dobrze pracuje ze specjalną linią zasilającą („feeder”) anteną.

Na rys. 6 widzimy urządzenie dla zasilania anteny.

Jak widzimy można pracować z anteną o długości $\frac{1}{4}$ fali lub też $\frac{1}{2}$ fali.



Rys. 6.

Stosowanie filtru harmonicznego jest dzisiaj bodaj jedyną metodą efektywnego usunięcia szkodliwego promieniowania fal harmonicznych, chociaż rzecz jasna powoduje nieco większe koszty przy budowie stacji.

Zreferował inż. J. Plebański.

UŻYCIE WOLTOMIERZA SZCZYTOWEGO (PEAK VOLT METER) Z LAMPĄ KATODOWĄ DLA POMIARU MODULACJI.

(Proc. Inst. Rad. Eng. April 1929 — V. 17 str. 660 — 663).

Dla pomiaru modulacji stosuje się woltomierz szczytowy opisany przez van der Bijl'a, który mierzy prądy wielkiej częstotliwości, zmieniające, jak wiadomo, podczas modulacji swoje natężenie od zera do podwójnej wartości

fali niemodulowanej. Jeżeli przez I_r oznaczymy falę niemodulowaną (amplitudę) a przez I_{mod} — falę modulowaną (amplitudę) to głębokość modulacji może być wyrażona wzorem:

$$M = \frac{(I_{mod} - I_r) \times 100}{I_r} \%$$

Dokładność tego pomiaru dochodzi podobno do 4%.

J. Plebański.