

PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

ORGAN STOWARZYSZENIA RADJOTECHNIKÓW POLSKICH.

WYCHODZI ŁĄCZNIE Z „PRZEGLĄDEM ELEKTROTECHNICZNYM“ 1-go KAŻDEGO MIESIĄCA.

SPRAWY REDAKCYJNE: Z RAMIENIA KOMITETU REDAKCYJNEGO S. R. P. MJR. K. KRULISZ WARSZAWA, POLITECHNIKA (KOSZYKOWA 75), PAWIL. ELEKTR., ZAKŁ. BADANIA, TEL. 252-75, OD GODZ. 11-2.

SPRAWY ADMINISTRACYJNE: „PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY“, WARSZAWA, UL. CA CZACKIEGO № 5. TELEFON № 90-23

Rok III.

Warszawa, 1 września 1925 r.

Zeszyt 15—16.

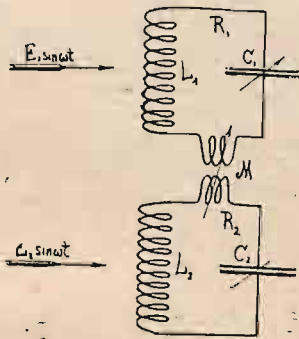
Prądy elektryczne w obwodach sprzężonych.

inż. Józef Plebański.

CZĘŚĆ II.

Dwa obwody sprzężone pod równoczesnym działaniem perjodycznej siły elektromotorycznej $E_x \cdot \sin \omega t$. Wzajemne oddziaływanie na siebie dwóch sąsiednich anten.

Jeżeli mamy dwa obwody sprzężone indukcyjnie (p. rys. 1), natenczas równania różniczkowe dla prądów,



Rys. 1.

powstających w tych obwodach pod działaniem np. fali elektromagnetycznej, możemy napisać w ten sposób:

dla 1-go obwodu: $E_1 \sin \omega t = R_1 i_1 +$

$$+ L_1 \frac{di_1}{dt} + \int \frac{i_1 dt}{C_1} + M \frac{di_2}{dt} \quad (M_{12} = M_{21} = M)$$

1) dla 2-go obwodu: $E_2 \sin \omega t =$

$$= R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + \int \frac{i_2 dt}{C_2} + M \frac{di_1}{dt}$$

Rozpatrzmy z początku drgania wymuszone, które w tego rodzaju obwodach powstają.

Jak widzieliśmy w 1-ej części niniejszej pracy, drgania te będą miały tęsamą częstotliwość, co i siła elektromotoryczna, a zatem

$$i_1 = A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t$$

$$2) \quad i_2 = A_2 \sin \omega t + B_2 \cos \omega t.$$

Zrózniczkujemy równania 1) jeden raz i podstawmy i_1 i i_2 z równania 2); otrzymamy wtedy

$$E_1 \omega \cos \omega t = R_1 (A_1 \omega \cos \omega t - B_1 \omega \sin \omega t) + L_1 (-A_1 \omega^2 \sin \omega t - B_1 \omega^2 \cos \omega t) + \frac{1}{C_1} (A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t) + M (-A_2 \omega^2 \sin \omega t - B_2 \omega^2 \cos \omega t)$$

$$3) \quad E_2 \omega \cos \omega t = R_2 (A_2 \omega \cos \omega t - B_2 \omega \sin \omega t) + L_2 (-A_2 \omega^2 \sin \omega t - B_2 \omega^2 \cos \omega t) + \frac{1}{C_2} (A_2 \sin \omega t + B_2 \cos \omega t) + M (-A_1 \omega^2 \sin \omega t - B_1 \omega^2 \cos \omega t).$$

Ponieważ współczynniki przy cosinusach z lewej strony każdego z tych 2 równań powinny się równać sumie współczynników z prawej strony każdego równania, przeto otrzymamy (to samo dla sinusów)

$$E_1 \omega = R_1 A_1 \omega - L_1 B_1 \omega^2 + \frac{B_1}{C_1} - M B_2 \omega^2;$$

$$0 = -R_1 B_1 \omega - L_1 A_1 \omega^2 + \frac{A_1}{C_1} - M A_2 \omega^2;$$

4)

$$E_2 \omega = R_2 A_2 \omega - L_2 B_2 \omega^2 + \frac{B_2}{C_2} - M B_1 \omega^2;$$

$$0 = -R_2 B_2 \omega - L_2 A_2 \omega^2 + \frac{A_2}{C_2} - M A_1 \omega^2;$$

stąd możemy znaleźć A_1, A_2, B_1, B_2 .

Oznaczając przez $Z_1 = L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}$; $Z_2 = L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}$

i wiedząc, że

$$i_1 = A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \cdot \sin(\omega t + \arctg \frac{A_1}{B_1})$$

otrzymamy dla i_1

$$5) \quad i_1 = \sqrt{\frac{[E_1 - E_2 \frac{Z_2 M \omega}{Z_2^2 + R_2^2}]^2 + [E_2 \frac{M \omega R_2}{Z_2^2 + R_2^2}]^2}{[R_1 + \frac{M^2 \omega^2 R_2}{Z_2^2 + R_2^2}]^2 + [-Z_1 + \frac{Z_2 M^2 \omega^2}{Z_2^2 + R_2^2}]^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1)$$

analogicznie dla i_2 otrzymamy.

$$6) \quad i_2 = \sqrt{\frac{[E_2 - E_1 \frac{Z_1 M \omega}{Z_1^2 + R_1^2}]^2 + [E_1 \frac{M \omega R_1}{Z_1^2 + R_1^2}]^2}{[R_2 + \frac{M^2 \omega^2 R_1}{Z_1^2 + R_1^2}]^2 + [-Z_2 + \frac{Z_1 M^2 \omega^2}{Z_1^2 + R_1^2}]^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_2)$$

Zużyta w każdym z obwodów moc będzie się równać:

$$W_1 = I_1^2 \text{ eff} \cdot R_1$$

$$W_2 = I_2^2 \text{ eff} \cdot R_2$$

gdzie R_1 i R_2 — całkowite oporności obydwu obwodów.

Podstawiając amplitudy prądów z równań 5) i 6), otrzymamy:

$$7) \quad W_1 = I_1^2 \text{ eff} \cdot R_1 = \frac{\left[E_1 - E_2 \frac{Z_2 M \omega}{Z_2^2 + R_2^2} \right]^2 + \left[E_2 \frac{M \omega R_2}{Z_2^2 + R_2^2} \right]^2}{\left[R_1 + \frac{M^2 \omega^2 R_2}{Z_2^2 + R_2^2} \right]^2 + \left[-Z_1 + \frac{Z_2 M^2 \omega^2}{Z_2^2 + R_2^2} \right]^2} \cdot R_1$$

$$8) \quad W_2 = I_2^2 \text{ eff} \cdot R_2 = \frac{\left[E_2 - E_1 \frac{Z_1 M \omega}{Z_1^2 + R_1^2} \right]^2 + \left[E_1 \frac{M \omega R_1}{Z_1^2 + R_1^2} \right]^2}{\left[R_2 + \frac{M^2 \omega^2 R_1}{Z_1^2 + R_1^2} \right]^2 + \left[-Z_2 + \frac{Z_1 M^2 \omega^2}{Z_1^2 + R_1^2} \right]^2} \cdot R_2$$

(Oczywiście wzory te będą słuszne, jeżeli dla E_1 i E_2 wstawimy wartości skuteczne tych wielkości; jeżeli wstawimy wartości maksymalne, natenczas prawe części równań należy podzielić przez 2).

Równanie 7) i 8) możemy nieco uprościć i napisać w formie

$$9) \quad W_1 = I_1^2 \text{ eff} \cdot R_1 = \frac{\left[\left[E_2 M \omega - E_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) \right]^2 + E_1^2 R_2^2 \right] \cdot R_1}{\left[\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) - (R_1 R_2 + \omega^2 M^2) \right]^2 + \left[R_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + R_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right]^2}$$

$$10) \quad W_2 = I_2^2 \text{ eff} \cdot R_2 = \frac{\left[\left[E_1 M \omega - E_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right]^2 + E_2^2 R_1^2 \right] \cdot R_2}{\left[\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) - (R_1 R_2 + \omega^2 M^2) \right]^2 + \left[R_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + R_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right]^2}$$

Źródło energii (fala elektromagnetyczna i t. p.), wytwarzając prądy w odnośnych obwodach, oczywiście wykonywa pewną pracę, która się równa na sekundę (t. j. moc.)

$$W'_1 = I_1 \text{ eff} \cdot E_1 \text{ eff} \cos \varphi_1 \quad \text{ i } \quad W'_2 = I_2 \text{ eff} \cdot E_2 \text{ eff} \cdot \cos \varphi_2$$

Pracę tę możemy obliczyć, i podstawivszy odnośne znaczenia I_1 , I_2 , E_1 , E_2 , φ_1 i φ_2 , otrzymamy

$$11) \quad W'_1 = E_1 \cdot$$

$$\frac{\left[E_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + E_2 \omega M \right] \left[R_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + R_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right] - E_1 R_2 \left[\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) - R_1 R_2 - \omega^2 M^2 \right]}{\left[\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) - (R_1 R_2 + M \omega) \right]^2 + \left[R_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + R_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right]^2}$$

$$12) \quad W'_2 = E_2 \cdot$$

$$\frac{\left[E_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) + E_1 \omega M \right] \left[R_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + R_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right] - E_2 R_1 \left[\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) - (R_1 R_2 + \omega^2 M^2) \right]}{\left[\left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) - (R_1 R_2 + M \omega) \right]^2 + \left[R_1 \left(L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right) + R_2 \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right) \right]^2}$$

Z powyższych wzorów widzimy, że chociaż z użycia w obwodach energia jest zawsze dodatnią (p. wzory 9) i 10) (ponieważ sumy kwadratów są zawsze dodatnie), to jednak praca wykonywana w danym obwodzie przez źródło energii (falę i t. p.) może być ujemną. Należy to rozumieć w ten sposób, że dany obwód dostarcza źródłu energii część energii, którą oczywiście otrzymuje z drugiego obwodu.

Praca wykonana przez falę w obydwu obwodach, t. j. suma

$$W'_1 + W'_2 \text{ jak możemy łatwo wyliczyć}$$

$$13) \quad W'_1 + W'_2 = W_1 + W_2 = I_1^2 \text{ eff} \cdot R_1 + I_2^2 \text{ eff} \cdot R_2 = W'$$

jest zawsze dodatnią i równa się — rzecz jasna — ogólnemu zużyciu energii w powyższych obwodach.

Analiza zużycia energii w poszczególnych obwodach w zależności od poszczególnych parametrów.

A). Zależność zużycia energii w I-szym i II-gim obwodzie w zależności od dostrojenia wtórnego obwodu.

Weźmy dwa obwody (p. rys. 1) o jednakowych samoindukcjach $L_1 = L_2 = 2,53 \cdot 10^{-4}$ Henra, jednakowych oporach $R_1 = R_2 = 3$ omy i jednakowych siłach elektromotorycznych $E_1 = E_2 = 1$ wolt i falach $\omega = 2\pi \cdot 300\,000$, t. j. $\lambda = 1000$ m

Pojemność pierwszego obwodu $C_1 = 1000$ cm; C_2 jest zmienne. Jeżeli będziemy zmieniali dostrojenie wtórnego obwodu, pierwszy zaś będzie dokładnie dostrojony na falę 1000 m, natenczas w bliskości rezonansu wtórnego obwodu otrzymamy w pierwszym obwodzie bardzo charakterystyczne zjawisko. Gdy zbliżamy się do rezonansu, prąd w pierwszym obwodzie spada i po osiągnięciu pewnego minimum dochodzi na

stępnie do pewnego maximum i następnie znowu spada. To maximum jest przytem większe, niż był poprzednio prąd w 1-szym obwodzie (t. j. bez działania wtórnego obwodu), to znaczy na skutek wpływu sąsiedniego obwodu opór 1-szego obwodu jakby się zmniejsza. Jak wiadomo przy rezonansie w pojedynczym obwodzie

$$I_{1\text{ eff}} = \frac{E_{1\text{ eff}}}{\sqrt{R_1^2 + \left(L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega}\right)^2}} = \frac{E_{1\text{ eff}}}{R_1}$$

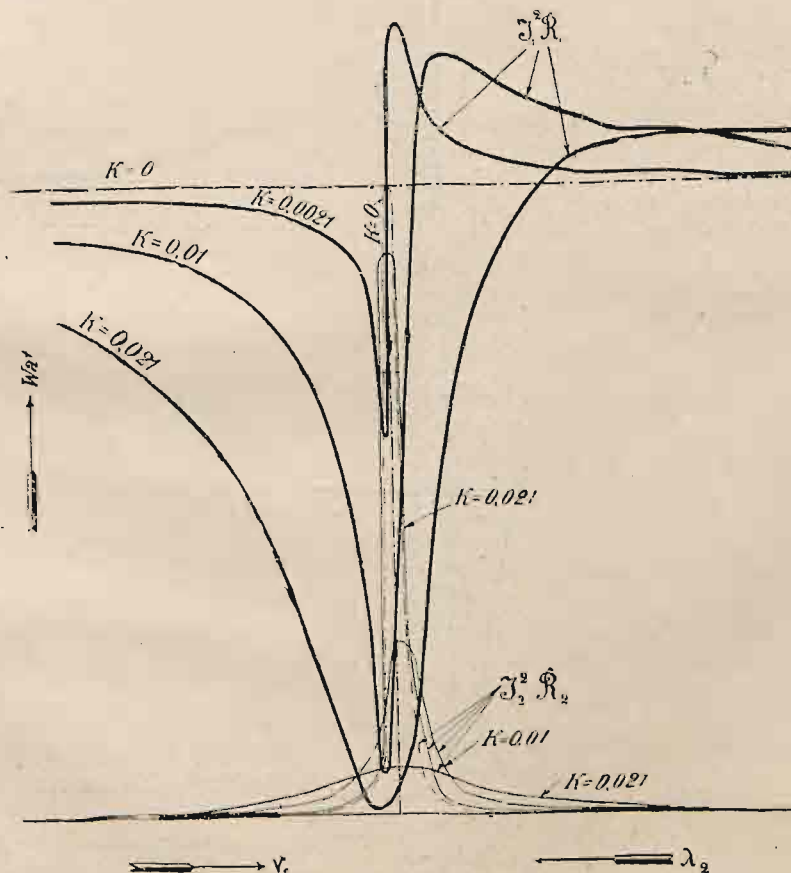
Możemy łatwo dowiedzieć, że w naszym wypadku otrzymamy opór względny R_p

$$\frac{R_1}{2} < R_p < R_1$$

(jeżeli $R_1 = R_2$)

Pozatem widzimy, że zarówno maximum, jak i minimum silnie zależą od sprzężenia obwodów, dla sprzężenia ($\omega M = 0$), $K = 0$ wpływ oczywiście będzie żaden, dla $K = 0,021 = 2,1\%$ ($\omega M = 10$) będziemy mieli bardzo wgłębione minimum za to małe maximum; przy $K = 0,21\%$ ($\omega M = 1$) minimum będzie mało wgłębione, zato maximum będzie dość znaczne, przytem zarówno minimum jak i maximum będą bardzo ostre. Nakoniec dla $K = 1\%$ ($\omega M = 4,77$) otrzymamy dosyć głębokie i ostre minimum, oraz względnie duże maximum, ale zato nieostre. Zależnie więc od celu, który mamy na widoku, należy odpowiednio dobierać sprzężenia obwodów.

Rzecz jasna, przytoczony przykład jest tylko czysto teoretyczny. Nie należy z niego wyprowadzać wniosku, że opory obwodów powinny być bardzo małe np. 3 omy, żeby osiągnąć opisywane zjawiska. Jak z wyżej przytoczonych wzorów możemy się przekonać, jest możliwem otrzymać takie same krzywe i dla dużych oporów Np . 100 omów, jednak wtedy i ωM winno posiadać mniej więcej takie znaczenie, będzie to odpowiadać już znacznie większemu sprzężeniu obwodów, bo $\omega M = 100$ dla $K = 21\%$. Dla obwodów, posiadających 1000 omów oporu, należałoby wziąć $M = 1000$, t. j. $k = 2,1$, co jest już niemożliwe. A zatem z tego wniosku, że najłatwiej powyższe zjawiska będą występować właśnie w obwodach od 0 do 50 omów przy odpowiednich sprzężeniach. Stąd widzimy, że w praktyce radjotelegraficznej, ustawiając zbyt blisko obok siebie anteny odbiorcze, możemy przy pewnych warunkach, o których właśnie wyżej wspomniałem, otrzymać takie zjawisko, że gdy słuchamy na obydwu antenach tę samą stację i jedną antenę już dostroiliśmy na falę, a chcemy drugą dostroić, to najpierw nam dźwięk w pierwszym odbiorniku słabnie, potem robi się silniejszy niż normalnie; w drugiej zaś antenie (odbiorniku) otrzymujemy inne zjawisko, t. j. otrzymujemy osłabiony odbiór, ale krzywa rezonansu będzie normalna (oczywiście jeśli nie ruszymy 1-szego obwodu). Na rys. 2 widzimy szereg krzywych dla obwodu II-go, jeżeli zmieniamy jego dostrojenie (w zależności od sprzężenia z pierwszym obwodem). Oczywiście, jeżeli przy dwóch odbiornikach, załączonych na sąsiednie anteny, siedzą niecierpliwi lub niezdaający sobie sprawy z powyższego faktu radjotelegrafści, to będą sobie



Rys. 2.

ustawicznie przeszkadzali: ruszając jednocześnie kondensatory, będą to jeden to drugi słyszeli raz głośno, raz bardzo słabo lub wcale, oczywiście zależnie od warunków: I-szy obwód wtedy może spełniać rolę drugiego lub odwrotnie i t. d. Nazwa pierwszego obwodu jest czysto względna, nazwaliśmy ten obwód pierwszym w tem znaczeniu, że jego najpierw dostroiliśmy i następnie już nie zmienialiśmy, przechodząc jedynie do strojenia drugiego obwodu.

Należy zwrócić uwagę na to, że jeżeli weźmiemy 2 powyższe obwody, z których jeden jest dostrojony na $\omega = 2\pi \cdot 300\,000$, drugi na $\omega = 2\pi \cdot 307\,500$, to natenczas zużycie energii w 1-yim obwodzie będzie 0,2 Watta, w 2-gim 0,007 Watta (rys. 2) przy sprzężeniu $K=1\%$ t. j. $\omega M = 4,77$. Ponieważ praca źródła energii będzie, jak wyżej dowiodłem (wzór 13),

$$\sum W' = I_1^2 \text{eff} R_1 + I_2^2 \text{eff} R_2$$

czyli w naszym przykładzie

$$\sum W' = 0,2 + 0,007 = 0,207,$$

przeło współczynnik sprawności systemu 2 anten, jeżeli użytkujemy energję w 1-szej, będzie

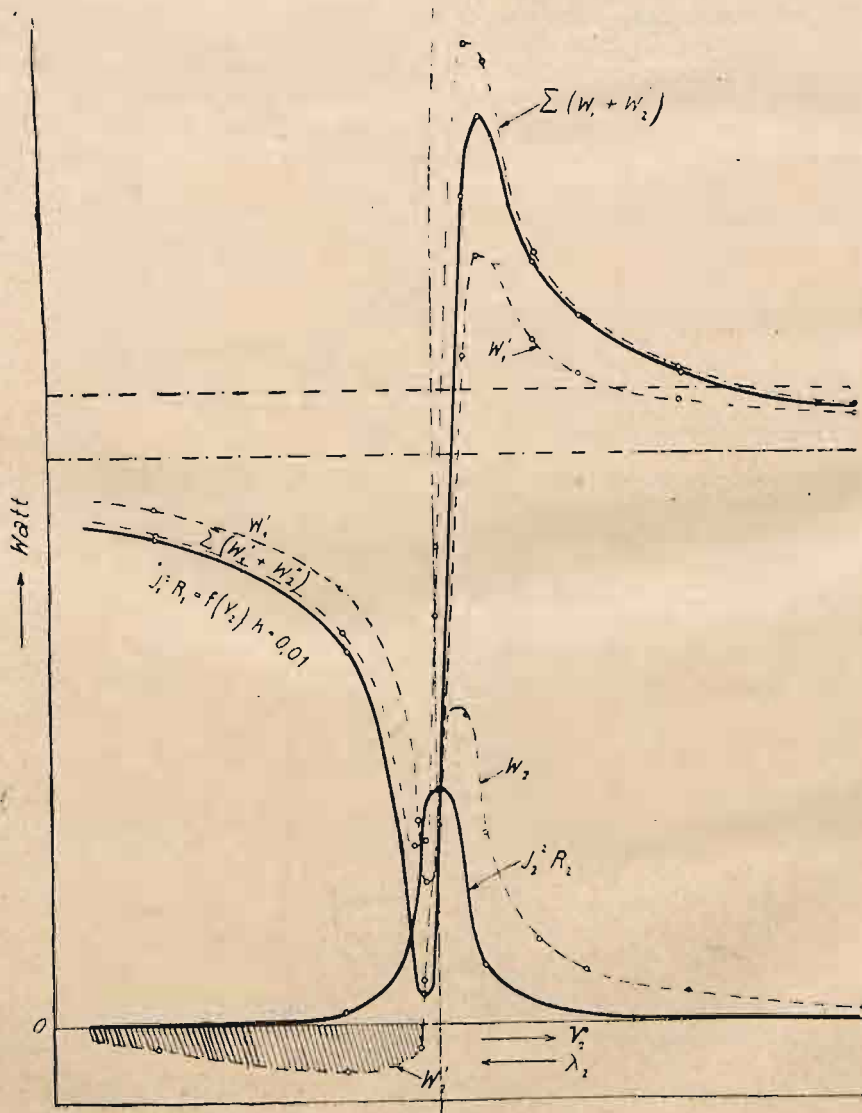
$$\eta = \frac{0,2}{0,207} = 0,97 = 97\%!$$

Sprawność równolegle załączonych anten (zwłaszcza przy większej ich ilości) jest daleko większa, niż jednej anteny i załączonych szeregowo obwodów filtrujących, gdyż przy równoległych antenach do dajemy zużyte energję i następnie dzielimy energję zużytą w jednej z nich (użytecznej antenie) przez tę sumę energii zużywanych we wszystkich antenach. Przy szeregowych filtrach otrzymamy ogólny współczynnik sprawności, jeżeli pomnożymy wszystkie poszczególne sprawności pojedynczych obwodów. Weźmy np. 3 obwody i przypuśćmy, że w każdym z nich mamy współczynnik sprawności $\eta = 0,8$ natenczas

$$\eta_{\Sigma} = 0,8 \cdot 0,8 \cdot 0,8 = 0,51 = 51\%.$$

Do tej kwestji powrócę jeszcze przy omawianiu 3 i więcej równoległych obwodów.

Jeszcze lepsze wyniki otrzymamy, jeżeli pierwszy obwód trochę rozstroimy (p. rys. 3), to znaczy, je-



Rys. 4.

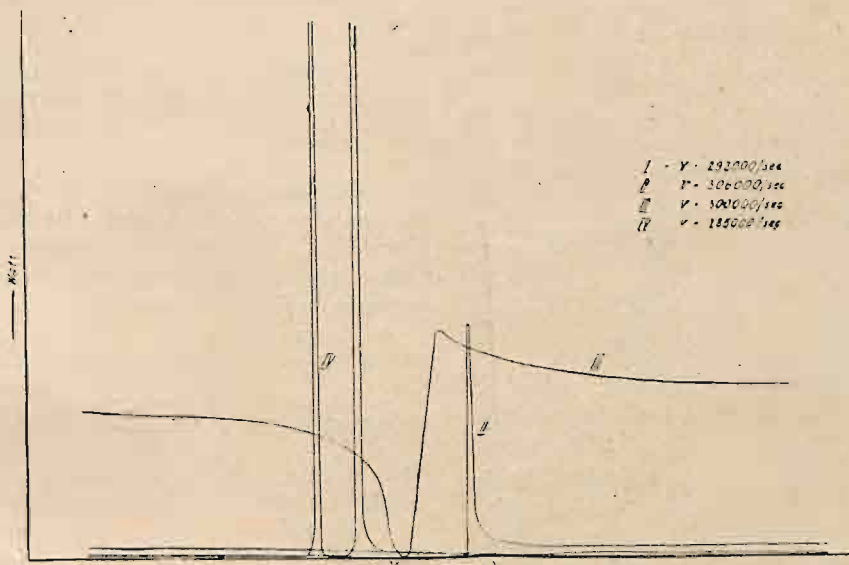
żeli weźmiemy $L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} = -1 = \text{const}$, a nie

$L_1 \omega \frac{1}{C_1 \omega} = 0$, pozostałe dane weźmiemy te same, co

dla poprzedniego przykładu, przyczem $K = 1\%$ t. j. $\omega M = 4,77$.

Otrzymamy wtedy nieco głębsze minimum i większe maximum, niż poprzednio przy tem samym sprzężeniu. Na rys. 3 czarną pełną linią oznaczone jest zużycie prądu w obwodzie I-szym i II-im, krzywa kropkowana W'_1 oznacza pracę fali na I-y obwód (antena), krzywa W'_2 oznacza pracę fali na II-gi obwód (antena). Widzimy, że praca W_2 dla pewnego zakresu dostrojenia wtórnego obwodu jest ujemna, to znaczy II-gi obwód otrzymuje energję od pierwszego i oddaje go z powrotem źródłu energii. Możemy się łatwo przekonać, że wtedy przesunięcie faz między prądem i siłą elektromotoryczną w II-gim obwodzie jest większe od 90° .

Weźmy teraz 2 obwody sprzężone (p. rys. 4)



Rys. 4.

o nierównych oporach, np. $R_1 = 0,1 \omega$; $R_2 = 3 \omega$ resztę danych weźmiemy te same co w dwóch powyższych przykładach. Natenczas zależnie od lekkiego rozstrojenia 1-go obwodu otrzymamy b. ostre krzywe rezonansu, przyczem różnica między maximum i minimum może być bardzo znaczną, tak np. dla krzywej Nr. 1 maximum wynosi 1,76 watta, minimum 0,00005 watta, to znaczy, otrzymujemy stosunek

$$\frac{1,76}{0,00005} = 35\ 000.$$

Dla wszystkich powyższych krzywych charakterystycznym jest to, że przechodząc dostrojenie wtórnego obwodu od mniejszej ilości drgań (t. j. od dłuższej fali) do większej ilości drgań (krótszej fali), otrzymujemy z początku prądy mniejsze i minimum prądu, następnie maximum i prądy nieco większe (niż to odpowiadałoby jednemu pierwszemu obwodowi do-

stronemu do rezonansu). Można zrobić jednak i tak otrzymamy zmniejszenie siły odbioru (prądu). W ten sposób mogą np. działać długie odciągacze metalowe o stosunkowo małym oporze. Jeżeli następnie, jak to się najczęściej zdarza, w sąsiedztwie anteny odbiorczej mamy różne masy metalowe o oporze stosunkowo dużym, to ich wpływ jest stosunkowo nieznaczny. Zauważyć należy, żeśmy rozpatrywali powyżej jedynie dwa obwody, a zatem i wnioski które tutaj wyprowadzam będą słuszne tylko dla jednego sąsiadującego z anteną przedmiotu, jednakże jak z dalszego ciągu pracy niniejszej wynika, można to twierdzenie poniekąd rozciągnąć i na cały szereg przedmiotów otaczających. Jeżeli weźmiemy w bliskim sąsiedztwie anteny długie linie przewodników napowietrznych, to z powyższego wynikałoby, że będą one osłabiać siłę odbioru jako dostrojone raczej na dłuższą falę, niż antena odbiorcza.

(C. d. n.)

Stacja nadawcza na fale krótkie w Sainte-Assise.

mjr. inż. Kaz Krulisz.

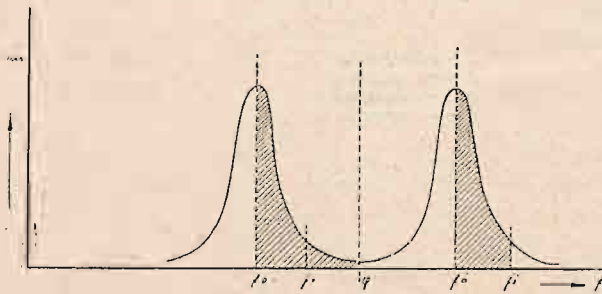
(Ciąg dalszy).

Zasady działania regulatora.

By wniknąć cokolwiek głębiej w zasady działania urządzenia regulującego S. F. R., rozpatrzmy kolejno „charakterystyki statyczne” jego poszczególnych elementów.

a) Wyobraźmy sobie, że obwód absorbcyjny 10—11—12 jest nieczynny, np. skutkiem tego, że rama jego jest dostatecznie oddalona od nadajnika. Wówczas częstotliwość stacji, przy stałej częstotliwości heterodyny φ , może się dowolnie zmieniać. Zdejmując w takich warunkach charakterystykę, wyrażającą związek między częstotliwością stacji, a prądem nasycenia dławika, otrzymamy krzywą rys. 2. Jak widzimy, krzywa ta osiąga dwa maxima, a mianowicie jedno przy częstotliwości nadajnika $f_0 \equiv \varphi - 5000$, drugie przy $f'_0 \equiv \varphi + 5000$, jeżeli 5000 jest częstotliwością rezonansową obwodu 4.

Bliższe studjum krzywej rys. 2, pouczy nas, że w czę-



Rys. 2.

ściach jej zakreskowanych wzrostowi częstotliwości nadajnika f odpowiada zmniejszenie się prądu nasycenia dławika. Powoduje to wzrost indukcyjności dławika, a teńsamem zmniejszenie częstotliwości obwodu absorbcyjnego. Analogiczne działanie, jednak w sensie odwrotnym, zauważymy, gdy częstotliwość będzie malała. Te części krzywej odpowiadają więc warunkom równowagi stałej i mogą być wykorzystane do regulowania stacji.

Czułość regulacji będzie—rzecz oczywista—tem większa,

im większe będzie nachylenie krzywej $\frac{\Delta f}{\Delta i}$ analogicznie, jak miarą

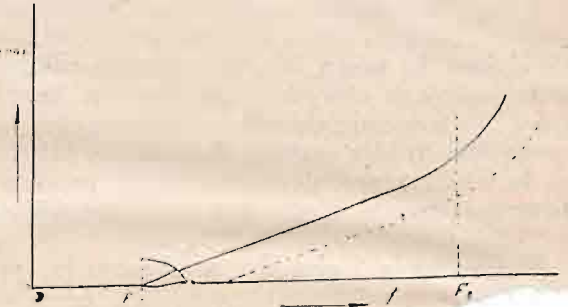
czułości regulatora odśrodkowego jest stosunek $\frac{\Delta \omega}{\Delta x}$, gdzie ω

jest chyżością kątową kul regulatora, x —ich oddaleniem od osi. Ponieważ krzywa rys. 2 jest funkcją krzywej rezonansu obwodu (4), więc czułość urządzenia będzie tem większa, im ostrzejszy będzie rezonans tego obwodu. Należy więc dążyć do jak najwydatniejszego zmniejszenia tłumienia obwodu (4). Stosując w tym obwodzie indukcyjność wykonaną z przewodnika spletanego o dostatecznym przekroju, osiągnięto, że zmianę różnicy częstotliwości z 5000 do 4750 okresów a więc $\Delta f = 250$ odpowiada redukcja przepięcia na zaciskach do jednej dziesiątej wartości rezonansowej przy (t. z. $\varphi - f = 5000$ okr/sek).

Czułość urządzenia zwiększa się ogromnie, gdy prąd rezonansowy wykorzystamy do dodatkowego zarzenia katody

prostownika. W warunkach wyżej wspomnianych osiągnięto spadek prądu nasycającego do jednej dziesiątej pierwotnej wartości już przy zmianie częstotliwości $\Delta f = 50$ okresów!

b) Rozpatrzmy teraz drugą charakterystykę statyczną, a mianowicie częstotliwość nadajnika jako funkcję prądu nasycającego. Możemy ją zdjąć, usuwając heterodynę oraz pozostałe przyrządy i nasycając dławik prądem stałym z dowolnego źródła, zaś obwód absorbcyjny sprzęgając zpowrotem z nadajnikiem w sposób odpowiadający normalnym warunkom pracy regulatora. Otrzymamy teraz krzywą rys. 3-ci, $F = f$ (i nas),



Rys. 3.

która wskazuje, że wzrostowi prądu nasycenia odpowiada wzrost częstotliwości stacji. Zależność obu tych wielkości wy-

raża stosunek $\frac{\Delta F}{\Delta i}$.

Gdy wielkości elektryczne stacji ulegają zmianie, krzywa przesuwana się odpowiednio, nie zmieniając wszelako swego charakteru. Naprzykład zmniejszeniu się pojemności anteny będzie odpowiadała krzywa kropkowana na rys. 3-cim. Przy zmianach takich, o ile nie są bardzo duże, można przyjąć, że

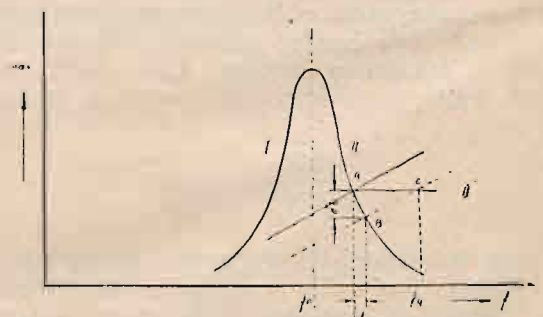
wartość $\frac{\Delta F}{\Delta i}$ nie ulega zmianie. Praktycznie można osiągnąć

stałość stosunku $\frac{\Delta F}{\Delta i}$ w granicach do 5000 okresów, stosując

silne sprzężenie obwodu absorbcyjnego z nadajnikiem i włączając weń dławik o dostatecznej mocy.

c) Rozpatrzywszy w ten sposób działanie poszczególnych elementów, łatwo możemy zrozumieć ich współdziałanie.

Z chwilą uruchomienia heterodyny częstotliwość nadajnika siłą rzeczy ustali się na jednej z części krzywych, dających równowagę stałą, albowiem na gałęziach o przebiegu niestałym utrzymać się nie może. Normalny punkt pracy układu określony będzie przez punkt przecięcia się krzywej rys. 2 (krzywa I) z krzywą rys. 3 krzywa II, (patrz rys. 4-ty). Podstra-



Rys. 4.

jając odpowiednio heterodynę, czyli zmieniając częstotliwość f , możemy ustalić punkt pracy A w dowolnym miejscu między

f_0 i f_1 , mamy więc możność obrania tego punktu w miejscu największego spadku krzywej regulacji.

Gdy teraz skutkiem jakiegokolwiek przyczyny zmienia się dane elektryczne nadajnika, krzywa II przesunie się, przecinając krzywą I np. w punkcie B. Odpowiada temu zmiana prądu nasycenia o δi , a zatem zmiana częstotliwości nadajnika o δf . Gdyby nie przeciwdziałanie regulatora, wywołane przez zmianę prądu nasycającego, zmiana ta wyniosłaby δF . Miarą więc skuteczności regulatora jest stosunek $\frac{\delta f}{\delta F}$. W danym wypadku

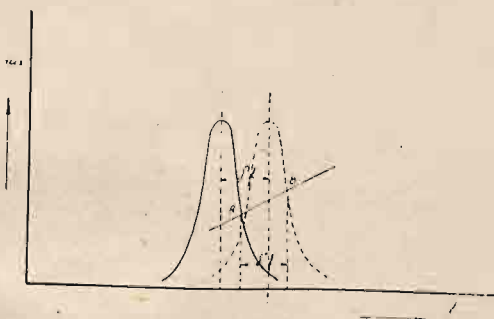
wynosi on $\frac{50}{5000} = 1/100$, t. zn. wahania częstotliwości

dzięki zastosowaniu regulatora ograniczają się do $1/10$, tych zmian, którym ulegałaby stacja bez regulatora.

Dokładność regulacji możnaby jeszcze zwiększyć, zwiększając stosunek $\frac{\delta f}{\delta i}$, co dałoby się osiągnąć dwoma sposobami: albo przez zmniejszenie częstotliwości obwodu (4), albo przez zmniejszenie oporu. To jednak pociągnęłoby za sobą wolniejsze działanie regulatora, tak iż przekroczenie wartości $\frac{\delta f}{\delta i} = 1/50$ miałyby się z celem.

W a n i e.

Urządzenie nadaje się zapomocą rozstrajania heterodyny, która w dalszym ciągu oddziaływa na regulator. Urządzenie jest następujące: Równoległe do okładek kondensatora heterodyny (rys. 1) są załączone kontakty przekaźnika telegraficznego Baudot'a. Kontakty te jednak są ślepe, t. zn. zaizolowane na końcówkach, tak iż zetknięcie ich nie zwiera kon-



Rys. 5.

densatora, lecz zmienia cokolwiek jego pojemność. Ta zmiana pojemności jest wystarczająca, aby zmienić częstotliwość heterodyny o 1000 okresów. Skutek jest ten, że pod wpływem zmiany częstotliwości o $\delta'f$, krzywa regulacji przesuwają się o tę wartość (rys. 5), tak iż punkt pracy z A przechodzi w B. Wywołuje to rozstrojenie nadajnika o $\delta''f$. Praktycznie można przyjąć $\delta'f = \delta''f$.

Opisany tu system nadawania posiada zaletę uruchamiania znacznych stosunkowo energii bez przerywania obwodu, a więc i bez iskrzenia. Jest to jednak w zasadzie system fali negatywnej, oddawana stosowany na stacjach łukowych, którego wadą jest przedewszystkiem trudność odbioru. Możliwość przeszkadzania stacjom sąsiednim w zakresie stosowanych tu fal krótkich jest znikomo mała.

Szybkość nadawania tą metodą może być bardzo duża, zwiększenie jej wchodzi jednak w kolizję z precyzją regulacji. Im szybsze bowiem jest nadawanie, tem stała czasu obwodu (4) musi być mniejsza, a więc tem większy będzie stosunek

$$\frac{\delta f}{\delta i}$$

(C. d. n.).

Referaty.

„Proceedings of the Institute of Radio Engineers, Tom 13 Nr. 1 i 2.

1. Konieczność obserwowania zboczeń kierunków stacji radjotelegraficznych. W. W. Austin. W. W. Auslin daje inicjalny systematyczny badanie odchyień kierunków stacji nadawczych za pomocą anten ramowych. W krótkości autor opisuje niektóre zaobserwowane przez siebie zjawiska np. dzienne obserwacje stacji w Waszyngtonie, New Brunswick'u, Tuckerton'ie, New Jersey i t. d. pokazywały regularne zbożenia kierunków zaczynające się na 2 godziny przed zachodem słońca; zbożenia te osiągały maksimum od 8 — 15 stopni i podczas samego zachodu powracały do stanu normalnego.

2. Najnowsze badania rozchodzenia się fal elektromagnetycznych. — M. Baeumler. (Telegraphentechnisches Reichsammt, Berlin).

Od lata 1922 badano metodę obiektywną siłę sygnałów amerykańskich stacji WQK i WSO. Autor przychodzi do wniosku, że ponieważ pomiary nocnych sygnałów zgadzają się z obliczeniami według wzorów przeto należy uważać siłę odbioru w nocy za normalną, natomiast siłę odbioru w dzień za anormalną. Wzór Austin-Cohena nie dał rezultatów zupełnie zgodnych z doświadczeniem, natomiast współczynnik absorpcji W. P. Pullera dał rezultaty zupełnie zgodne z pomiarami.

3. Najnowsze urządzenia lampowe nadawcze — B. R. Cummings.

Autor opisuje rozmaite stacje lampowe nadawcze, wypracowane i zbudowane w ostatnim roku przez General Electric Company.

Jak widać z powyższego T-wo General Electric Company zarzuciło system „oscylatorów antenowych” i przeszło do stosowania specjalnego obwodu wzbudającego („masteroscillator”). Autor szczegółowo opisuje 20 kw. stację nadawczą zbudowaną dla „United Fruit Company”

Na specjalną uwagę zasługuje opis stacji polowych oraz aeroplanowych, w których również zastosowano system „master oscillator”. W stacjach polowych istnieje możność nadawania telefonicznego i telegraficznego za pomocą fal ciągłych i tonowych. System tonowania polega na zastosowaniu małej prądnicy prądu zmiennego, poruszanej od baterji 6-woltowej. Specjalny opornik wzbudzenia pozwala nadawać dowolnie pięciu tonami.

Inż. J. Plebański.

Optique et Radioelectricité, Léon Bouthillon. L'Onde électrique, IV rok, Nr 43 z lipca 1925, str. 287.

Autor zwraca uwagę, że radjoelektrycy w wielu wypadkach silą się na rozwiązanie zagadnień, które w optyce oddawna już uznane są jako klasyczne. Jako przykłady przytacza:

I. Antena ramowa. Pokrywa się ona z zagadnieniem zwierciadła Fresnel'a. Obie gałęzie pionowe ramy, w których prąd przesunięty jest w fazie o 180°, możemy uważać jako punkt świetlny i jego odbicie. Natężenie światła w dowolnym punkcie P. określa Fresnel równaniem

$$2A \sin \left(\pi \frac{d}{\lambda} \cdot \cos \alpha \right)$$

w którym λ — długość fali

d — odległość punktu od zwierciadła

α — kąt nachylenia rozpatrywanego promienia.

Podstawiając d małe w porównaniu z λ , co w zastosowaniu do ramy zawsze jest spełnione (2 d. będzie tu szerokością ramy), otrzymamy znaną charakterystykę ósemkową anteny ramowej.

II. Układ dwu anten Blondel'a. Dwie anteny pionowe, zasilane prądami szybkozmiennymi o zgodnych fazach, dają najsilniejsze promieniowanie w płaszczyźnie prostopadłej do płaszczyzny przechodzącej przez anteny.

Charakterystyka tego układu jest więc również ósemką. Zagadnienie to sprowadza się do problemu dwu zwierciadeł, nachylnych do siebie prawie pod kątem π . Równanie Fresnel'a jest analogiczne do poprzedniego, różni się tylko tem, że tu mamy zgodność faz, a mianowicie przedstawia się ona w postaci

$$2A \cos \left(\pi \frac{d}{\lambda} \cos \alpha \right).$$

Gdy w równaniu tem podstawimy $d = \frac{\lambda}{2}$, otrzymamy wykres podany przez Blondel'a.

III. Szereg anten w jednej płaszczyźnie. Jest to system, opracowany teoretycznie w r. 1913 przez Bouthillon'a i wypróbowany przez Marconi'ego.

W obliczeniu przyjmujemy, że druty znajdują się gęsto obok siebie i że we wszystkich płynie prąd o tej samej fazie. Im szersza jest zasłona, utworzona w ten sposób, tem wybitniejsza jest dwukierunkowość promieniowania. Dla $d = 0$, otrzymujemy charakterystykę bezkierunkową (antena pionowa). Rozwiązanie tego samego zagadnienia znajdujemy w teorii dyfrakcji światła: znalezienie natężenia światła w punkcie dostatecznie oddalonym, gdy równoległa wiązka promieni pada prostopadle na szczelinę.

IV. Teoria Zenneck'a. I ta znajduje swój odpowiednik w optyce. Fala rozchodząca się na granicy dwu ośrodków (np. wzdłuż powierzchni ziemi) jest nachylona do powierzchni dzielącej te ośrodki pod kątem i takim, że

$$\operatorname{tg} i = \frac{n_2}{n_1}.$$

gdzie

$$n_1^2 = \frac{\epsilon_1 \mu_1 + j \frac{4\pi \mu_1 c_1}{\omega}}{\epsilon \mu}$$

$$n_2^2 = \frac{\epsilon_2 \mu_2 + j \frac{4\pi \mu_2 c_2}{\omega}}{\epsilon \mu}$$

($\epsilon_1 \mu_1 c_1$ i $\epsilon_2 \mu_2 c_2$ oznaczają stałą dielektryczną, przenikliwość magnetyczną i przewodność obu ośrodków ϵ i μ tesame wartości dla idealnej próżni).

Według określenia optyków jest ta fala, spolaryzowana prostopadle do płaszczyzny padania. Fala ta odbije się całkowicie, gdy będzie padała pod kątem

$$\operatorname{tg} i = \frac{n_2}{n_1}$$

gdzie n_1 i n_2 są współczynnikami załamania obu ośrodków (zjawisko Brewster'a).

K. K.

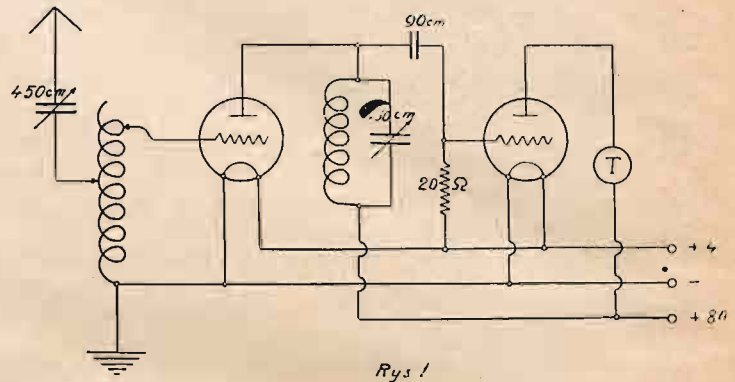
Wiadomości techniczne.

Odbiornik na fale krótkie.

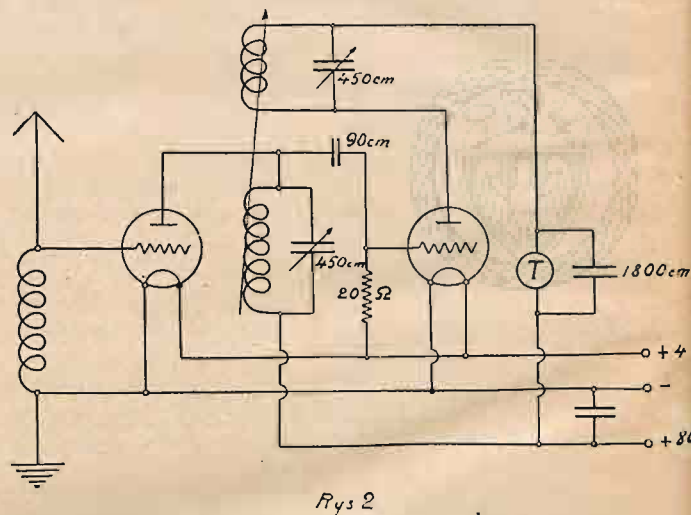
Znany amator francuski, p. Déloy, ogłasza, następująca dane o swoich odbiornikach na krótkie fale:

Stosuje on dwa układy, jeden na fale od 30 do 150 m, drugi od 150 m wyżej.

a) Fale dłuższe od 150 m. (rys. 1). Odbiornik jest dwulampowy. Między anteną dostrajaną, a siatką 1-szej lampy, istnieje sprzężenie autotransformatorowe zmienne, po-



zwala ono bowiem podwyższać potencjał siatki. W obwodzie anodowym 1-szej lampy znajduje się obwód dostrajany. Reakcja uskutecznia się jedynie dzięki pojemności anoda — siatka. Wzbudzenie drgań następuje tem łatwiej, im większa indukcyjność znajduje się w obwodzie siatki. Druga lampka jest detekcyjna.



b) Fale poniżej 150 m. (rys. 2). Antena jest niedostrajana i uziemia się przez dużą indukcyjność. Na końcach tej indukcyjności leżą siatka i katoda pierwszej lampy. Do dostrojenia się służy obwód rezonansowy anody. Analogiczny obwód znajduje się w obwodzie anodowym lampy detekcyjnej i sprzężony jest indukcyjnie z obwodem rezonansowym lampy 1-szej, zapewniając działanie autodynowe.

Autor urzeczywistnił odbiornik kombinowany, umożliwiający wykorzystanie obu układów. Jako opór upływowy siatki najlepszą okazała się wartość 200 megomów, niezależnie od typu lamp. Budując odbiornik tego typu, głównie należy zwrócić uwagę, by indukcyjność antena-siatka oraz kondensatory były możliwie bez strat. W przeciwnym razie wzbudzenie drgań napotyka na znaczne trudności.

(Q. S. T. Français, Nr. 14, maj 1925.)

K. K.