PRZEGLĄD RADJOTECHNICZNY

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

Rok VIII. 1 Marca 1930 r. Zeszyt 5—6

Redaktor por. STEFAN JASIŃSKI. Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 140-45.

SOMMAIRE.

Les principes du calcul d'un redresseur à kenotron à haute tension (fin) par le prof. *Janusz Groszkowski*, I. E., D. Sc (Ecole Sup. Polyt. de Varsovie). En considerant le redresseur à kenotrons comme convertisseur technique, l'auteur donne les formules qui permettent de calculer — selon les données électriques du dispositif — les caractéristiques plus importantes du travail, y compris le dégré de pulsation de la tension aux bornes du filtre. Ces formules trouvent l'application dans un exemple numérique.

Revue documentaire; Bulletins.

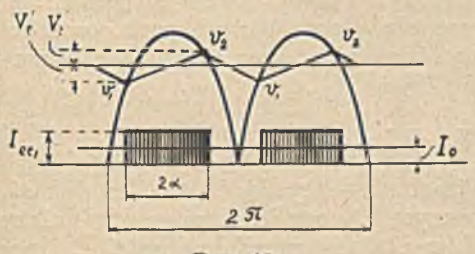
PODSTAWY OBLICZENIA PROSTOWNIKA KENOTRONOWEGO WYSOKIEGO NAPIĘCIA.

Prof. Dr. Inż. Janusz Groszkowski.

(Dokończenie).

XIV. Tętnienia na kondensatorze wyrównawczym.

Wobec skończonej pojemności kondensatora wyrównawczego, napięcie na jego zaciskach nie jest idealnie stałem, lecz wykazuje tętnienie około pewnej średniej wartości V_0. W pewnem przybliżeniu — ponieważ mamy tu do czynienia z ładowaniem i wyładowaniem kondensatora poprzez opór —



Rys. 13.

można przyjąć, iż tak wzrost jak i zmniejszenie się napięcia odpowiadające tym tętnieniom zachodzą według linji prostych — jak to wskazuje dla przykładu rys. 13 (prostowanie dwupołówkowe jednofazowe). Jeżeli napięcie to tętni w granicach V_2 i V_1 woltów, tak, że:

$$V_0 \cong \frac{v_1 + v_2}{2}$$

$$v_2 - V_0 \cong V_0 - v_1 \cong \overline{V}_t' \qquad v_2 - v_1 = 2\,\overline{V}_t'$$

to możemy napisać, iż wzrost ładunku na kondensatorze C, zachodzący w czasie t_0, a pochodzący od nadmiaru ładunku przepływającego w tym czasie przez lampę w stosunku do ładunku odpływającego przez opór R_0, jest

$$C\,(v_2 - v_1) = 2c\;V_t' = (I_{ec} - I_0)\,t_0$$

I_{ec}' jest to prąd emisyjny całkowity poszczególnej lampy kenotronowej, zaś

$$t_0 = \frac{\pi}{\omega}\,\frac{I_0}{I_{ec}}$$

I_{ec} jest to prąd emisyjny całkowity wszystkich lamp kenotronowych.

Przy prostowaniu p połówkowem i q fazowem

$$I_{ec} = pq\;I_{ec1} \tag{22}$$

Zatem

$$t_0 = \frac{\pi}{\omega}\,\frac{I_0}{pq\,I_{ec1}}$$

Stopień tętnień — przy jednoczesnem uwzględnieniu równania — będzie

$$\Delta' = \frac{\overline{V}_t'}{V_0} = \frac{I_0\left(1 - \frac{I_0}{I_{ec1}}\right)}{2\,C\,V_0\,pq\,f} \tag{23}$$

Tętnienie na kondensatorze wyrównawczym można obliczyć również, wychodząc z założenia kształtu prądu wyprostowanego. Zakładając przebieg tego prądu prostokątnym, można przedstawić składową zmienną o częstotliwości podstawowej w postaci

$$\overline{I}_t = \frac{2\,I_{ec1}}{\pi}\,sn\,\pi\,\frac{I_0}{I_{ec1}} \tag{23}$$

gdzie I_{ec1} jest prądem emis. całk. każdego z kenotronów.

Prąd ten daje na kondensatorze wyrównawczym C spadek napięcia

$$\overline{V}_t = I_t\,\frac{1}{\omega_t\,C} \tag{24}$$

a przeto tętnienie jest

$$\Delta' = \frac{I_{ec}\,sn\,\pi\,\frac{I_0}{I_{ec1}}}{\pi^2\,pqf\,CV_0}$$

Równanie powyższe może być przekształcone do postaci

$$\Delta' = \frac{I_0 \dfrac{1}{\pi \dfrac{I_0}{I_{ec1}}} sn\, \pi \dfrac{I_0}{I_{ec1}}}{\pi\, pq\, f\, CV_0}$$

Ponieważ dalej

$$\frac{1}{x} sn\, x = 1 - \frac{x^2}{6} + \ldots$$

przeto

$$\Delta' = \frac{I_0 \left[1 - \left(\dfrac{\pi}{\sqrt{6}} \dfrac{I_0}{I_{ec1}}\right)^2\right]}{\pi\, pq\, f\, CV_0}$$

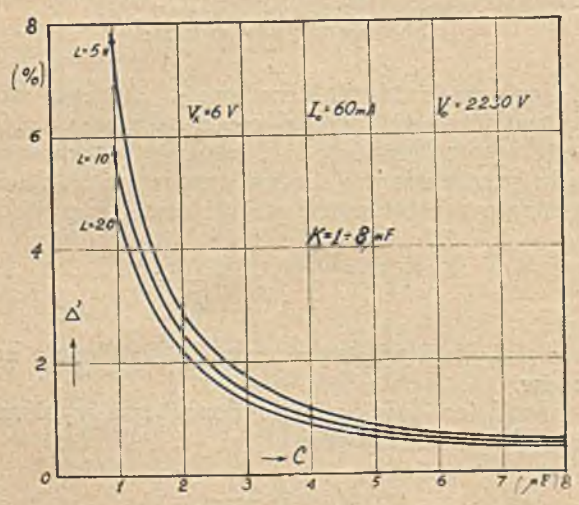
Przy zmianie I_0 od O do I_{ec1}, wyrażenie w nawiasie kwadratowym można przedstawić jako:

$$(1 \div 1{,}3)\left(1 - 1{,}28 \frac{I_0}{I_{ec1}}\right),$$

a przeto otrzymamy:

$$\Delta' = 0{,}3 \div 0{,}4 \frac{I_0 \left(1 - 1{,}28 \dfrac{I_0}{I_{ec1}}\right)}{pq\, f\, CV_0}. \qquad (25)$$

Dyskusja wyrażeń w nawiasach we wzorach (23) i (25) pokazuje, że powyżej pewnego I_0, tętnienia maleją a nawet mogą się stać równe zeru. Ewentualność taka może zajść przy prostowaniu wielofalowem, gdy $pq > 1$, bowiem przy pewnem obciążeniu może wystąpić ciągłość pokrywania zapotrzebowania prądu w ciągu okresu przez poszczególne kenotrony, a przeto tętnienie powinno stać się równe zeru. Jednakowoż w rzeczywistości, ze względu na nieprostokątny przebieg krzywej prądu wyprostowanego może okazać się pewne zmniejszenie tętnień. Możliwość $I_{ec1} < I_0$, zachodząca



Rys. 14.

wówczas, gdy iloczyn pq jest odpowiednio duży, oznacza, iż wzrost napięcia od v_1 do v_2 odbywa się w zakresie zachodzenia wzajemnego sąsiednich prostokątów przepływu prądu przez kenotrony.

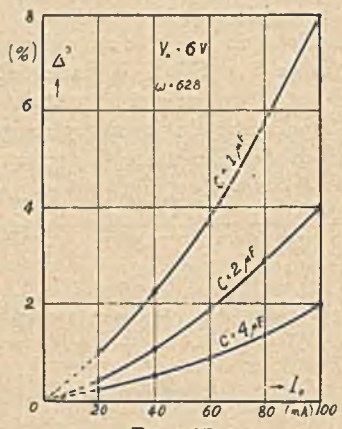
Najniższa częstotliwość tętnienia występującego w powyższych rozważaniach jest

$$f_t = pq\, f$$

a więc pulsacja prądu wchodzącego do filtru:

$$\omega_t = 2\pi\, pq\, f \qquad (26)$$

Oczywiście tętnienie to posiada szereg wyższych harmonicznych o częstotliwości wielokrotnej.

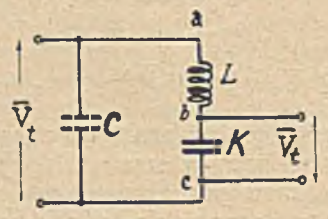


Rys. 15.

Krzywe na rys. 14 otrzymane doświadczalnie potwierdzają słuszność uczynionego założenia, odnośnie decydującej roli pojemności C na wielkość tętnień Δ', oraz drugorzędnej roli danych układu filtrowego poza tą pojemnością (L i K). Zmiana K w granicach $1 \div 8\ \mu F$ wpływu żadnego na Δ' nie wywiera; jedynie daje się tu zauważyć szczególniej w miarę zbliżania się obwodu filtrowego do resonansu — pewien wpływ wielkości L. Rys. 15 przedstawia natomiast wzrost tętnienia Δ', wraz ze wzrostem obciążenia dla różnych wartości pojemności wyrównawczych, jako potwierdzenie kształtu równań (23) i (25).

XV. Filtr.

Tętnienie występujące na kondensatorze wyrównawczym C zostaje tłumione w dalszym ciągu przez filtr złożony z indukcyjności L i pojemności K; z zacisków tej ostatniej dopiero czerpie się wyprostowane napięcie (rys. 16) do odbiornika energji o oporze R_0, określonym przez (2). Stosunek tętnienia Δ na zaciskach wyjściowych filtru (na kondensatorze K) do tętnienia Δ' na zaciskach wejściowych (na kondensatorze C) jest równy stosunkowi oporu pozornego (bc) do oporu $(ac) = (ab) + (bc)$ czyli



Rys. 16.

$$s = \frac{\Delta}{\Delta'} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_t^2 LK)^2 + \omega_t^2 L^2 \left(\dfrac{I_0}{V_0}\right)^2}} \qquad (27)$$

Tutaj ω_t jest pulsacją tętnienia występującego na kondensatorze wyrównawczym określoną wzorem (24).

Jeżeli

$$\omega_t L \frac{I_0}{V_0} \leqslant \frac{1}{3} \left| (1 - \omega_t^2 LK) \right| \qquad (28)$$

wówczas równanie (27) może być uproszczone do postaci

$$s = \frac{1}{1 - \omega_t^2 KL} \qquad (29)$$

Błąd wynikający z tego uproszczenia nie przekracza wówczas 5%. Równanie (29) wyraża skuteczność filtru. Im stosunek ten będzie mniejszy tem tętnienie będzie bardziej stłumione. Zatem winno być

$$s << 1$$

a więc należy czynić

$$\omega_t^2 LK >> 1 \qquad (30)$$

Przy tym warunku równanie (29) może być dalej uproszczone:

$$s \cong \frac{1}{\omega_t^2 LK} \qquad (31)$$

Kombinując ze sobą równania (23) i (30) otrzymamy wyrażenie na stopień tętnienia (w %) napięcia wyprostowanego po filtrze przy obciążeniu prądem I_0

$$\boxed{\Delta = 1{,}25 \frac{I_0}{V_0} \frac{1 - \frac{I_0}{I_{ec1}}}{(pqf)^3 KCL}} \qquad (XII)$$

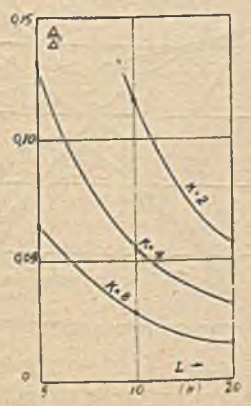
Stosowanie tego uproszczonego wzoru jest ograniczone pewnemi warunkami a mianowicie (28) i (30)

Warunek (30) może być przedstawiony w postaci

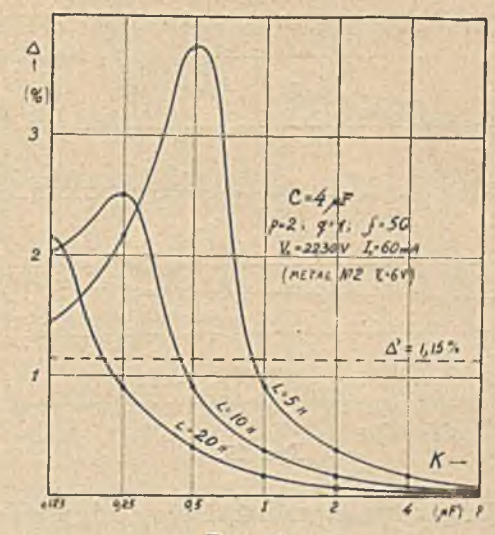
$$LK > \frac{a}{(pqf)^2} \qquad (32)$$

gdzie a jest pewną liczbą pokazującą w jakim stopniu częstotliwość rezonansowa dławika L i kondensatora K leży poniżej najniższej częstotliwości tętnień. Dla pewności pracy i skuteczności filtru conajmniej winno być

$$a = 0{,}1$$



Rys. 17.



Rys. 18.

Warunek (28) natomiast przybiera postać

$$\frac{V_0}{I_0} > \frac{1}{2\,pqf\,K} \qquad (33)$$

Wrazie niespełnienia tych warunków należy raczej stosować wzory dokładne.

Wykresy na rys. 17 przedstawiają doświadczalnie otrzymaną zależność skuteczności filtru od indukcyjności dławika dla kilku wartości pojemności K, w układzie prostownika jednofazowego dwupołówkowego wg. schematu rys. 1b z filtrem wg. rys. 3a. Wyniki te potwierdzają słuszność kształtu wzoru (31). Podobnież wykresy na rys. 18 pokazują wpływ pojemności K na zmniejszenie tętnień. Jednocześnie widać stąd, iż nieodpowiednie (zbyt małe) wartości pojemności K (dla których $\omega_t^2 KL < 1$) nie tylko nie zmniejszają tętnienia, ale przeciwnie, mogą jeszcze je zwiększyć (np. przy $L = 5$ dla $K < 1$; $L = 10$, $K < 0{,}5$ i t. d.)

XVI. Przykład przeliczenia prostownika.

Dany układ prostownikowy według układu rys. 1b z filtrem jak na rys. 3a. Napięcie na wtórnem uzwojeniu transformatora 50 ~, 2× 2050

Zatem: $q = 1$, $p = 2$, $f = 50$ $\quad \bar{V} = \sqrt{2} \,.\, 2050 \cong$ $\cong 2\,900\ V$

Filtr: $C = K = 4\ \mu F$, $\quad L = 10\ H$

2 lampy kenotronowe: typ Metal Nr. 2 o charakterystykach w/g rys. 19 pracują przy żarzeniu $V_k =$ $= 6{,}0\ V$.

Z charakterystyk mamy $V_{anas} = 200$ V

$m_1 = 0{,}02\ mA/V$, $I_{ec1} = 145\ mA$

a przeto $m = 2 \,.\, 0{,}02 = 0{,}04$ $\quad I_{ec} = 2 \,.\, 145 =$ $= 290$.

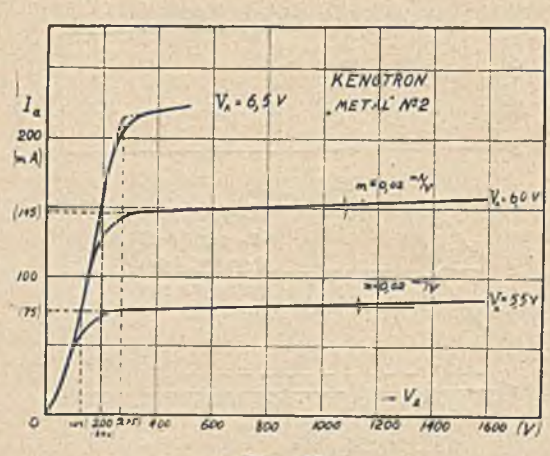
Należy dla tego układu wyznaczyć zasadnicze charakterystyki elektryczne.

1. *Charakterystyka obciążenia.*

a) Napięcie pracy jałowej $V_{00} = \bar{V} = 2900\ V$

b) Charakterystyka napięcia: obliczamy w/g

(10a) $$\nu_{nas} = \frac{200}{2900} = 0{,}069.$$



Rys. 19.

Znajdujemy z rys. 8 prąd graniczny zakresu *I*

$i' = 0,07 \quad I_0' = 0,07 \,.\, 290 \cong 20\ mA.$

Zakres I od 0 do 20, zakres II, $I_0 > 20\ mA$.

Na podstawie wykresu rys. 7 możemy wyznaczyć zakres I.

Np. dla $I_0 = 10\ mA \qquad i = \frac{10}{290} = 0,034$

$i\ \nu_{nas} = 0,0024$

z wykresu $v = 0,958 \qquad V_0 = 0,958 \,.\, 2900 = \underline{2760\ V}$

W zakresie II korzystamy z wykresu rys. 9.

Np. dla $I_0 = 60\ mA$ obliczamy $i = \frac{60}{290} \cong$

$\cong 0,2,\ i^2 = 0,04.$

Znajdujemy poprawkę w/g wzoru (III)

$$I_{ec}' = 290 \left\{ 1 + 3,3 \frac{0,04 \,.\, 2900}{290} \,.\, 0,04 \right\} = 310\ ^{*)}$$

a przeto poprawione $i = \frac{60}{310} = \underline{0,195}$

Z wykresu rys. 9 znajdujemy $cs\ \pi i = 0,82$

$v = 0,82 - 0,5 \,.\, 0,069 = 0,785, \qquad V_0 = 0,785 \,.\, 2900 = \underline{2300\ V}$

c) Moc użyteczna oczywiście

$W_0 = 0,060 \,.\, 2300 = \underline{138\ W}$

d) Moc doprowadzona (w/g rys. 10)

$w_a = 0,183 \qquad W_a = 0,183 \,.\, 0,290 \,.\, 2900 = \underline{155\ W}$

e) Moc tracona w anodach

$W_a' = 155 - 138 = \underline{17\ W}$

albo z wykresu rys. 11

$w_a' = 0,021 \qquad W_a' = 0,021 \,.\, 0,290 \,.\, 2900 \cong \underline{17\ W}$

f) Sprawność (bez uwzględnienia strat w transformatorze i żarzenia)

$$\eta = \frac{138}{155} = 90\%.$$

*) Ściśle biorąc, należałoby drogą stopniowych przybliżeń znaleźć nową wartość *i* znów nową wartość I_{ec}'. Jednak w praktyce, wobec wrażliwości I_{ec}' na żarzenie, wystarcza dokładność jednorazowego przybliżenia.

2. *Max. mocy użytecznej* zgodnie z wykresem rys. 12 występuje przy $\nu_{nas} = 0,069$ dla $i_0 = 0,265$

Poprawka (III) daje tu $I_{ec}' = 318\ mA$, a przeto

$I_0 = 85\ mA$

Dalej $cs\ \pi i_0 = 0,67, \quad V = 0,67 - 0,5 \,.\, 0,069 \cong$

$\cong 0,635, \quad V_0 = 1850\ V$

Moc użyteczna $W_{0\,max} = 157\ W$

Wzory przybliżone (VIII ÷ X) dają

$W_{0\,max} = 155\ W, \quad W_a = 220\ W, \quad W_a' = 65\ W.$

3. *Tętnienia.*

a) Na kondensatorze *C* w/g wzoru (23) przy $I_0 = 60\ mA$

$$\Delta' = \frac{0,060 \left(1 - \frac{0,060}{0,155}\right)}{2\ 4 \,.\, 10^{-6} \,.\, 2300 \,.\, 2 \,.\, 1 \,.\, 50} = 0,02 = 2\%,$$

(W wartościach skutecznych będzie $2 : \sqrt{2} = 1,41\%$)

b) Po filtrze w/g wzoru XII:

Uprzednio sprawdzamy: $LK = 10 \,.\, 4 \,.\, 10^{-6}$, $(pqf)^2 = (2 \,.\, 1 \,.\, 50)^2$;

przy $a = 0,1$ warunek (32) jak również (33) jest spełniony.

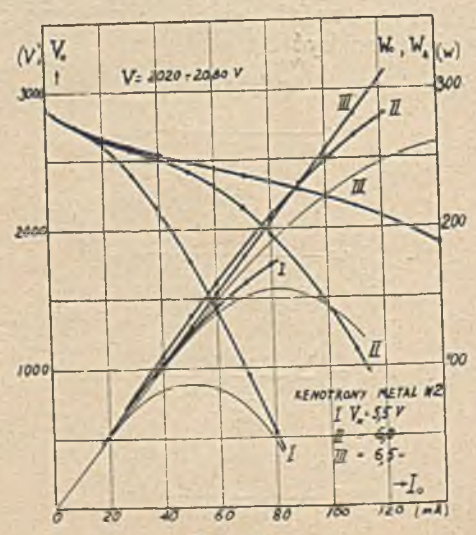
$$\Delta = 1,25 \frac{0,060 \,.\, \left(1 - \frac{0,06}{0,155}\right)}{2300\ (2 \,.\, 1 \,.\, 50)^2 \,.\, 4 \,.\, 10^{-6} \,.\, 4 \,.\, 10^{-6} \,.\, 10} = 0,12\%.$$

(W wartościach skutecznych 0,085%)

c) Skuteczność filtru:

$$\frac{\Delta}{\Delta'} = \frac{0,12}{2} = 0,06.$$

Wyniki doświadczalne otrzymane z pomiarów powyższego układu przedstawione są na wykresach rys. 15, 18 i 20. Zgodność obliczeń z doświadczeniem jest dostatecznie wystarczająca. Większe od-



Rys. 20.

chylenia w tętnieniach tłomaczy się przybliżonością teorji tętnień oraz błędami pomiaru wskutek wrażliwości woltomierza katodowego ma kształt krzywej napięcia tętnienia.

W zakończeniu niech mi wolno będzie podziękować dyrekcji Państwowej Wytwórni Łączności za wypożyczenie baterji kondensatorów wysokiego napięcia i prostownikowych, jak również p. B. Ryniejskiemu, asystentowi, za pomoc przy wykonywaniu niektórych pomiarów.

Laboratorjum Naukowe Instytutu Radjotechnicznego.
Warszawa - Politechnika.

Grudzień 1929 — Styczeń 1930.

WIADOMOŚCI TECHNICZNE

PRAKTYCZNE OBSERWACJE ROZCHODZENIA SIĘ FAL KRÓTKICH.

Bardzo rozpowszechnione jest przekonanie, że fale krótkie dają możność jaknajdalszych komunikacji przy użyciu minimalnych mocy.

W rzeczywistości rozchodzenie się fal krótkich jest zupełnie inne niż to sobie naogół przedstawiają.

O ile fale długie rozchodzą się równomiernie we wszystkie strony stopniowo zanikając im więcej oddalają się od nadajnika, ulegając przy tem względnie małym zmianom natężenia, o tyle fale krótkie rozchodzą się zupełnie inaczej. Do odległości mniej więcej 150 klm. od stacji nadawczej fale krótkie rozchodzą się podobnie jak fale długie. Jak głosi teorja w tym zakresie mamy do czynienia z falami elektromagnetycznemi przyziemnemi t. j. nieodbitemi. Przy odległościach większych ponad 1000 km. przy odbiorze fal krótkich działają jedynie fale odbite t. j. promienie, które uległy refrakcji w górnych warstwach atmosfery, odbijając się od silnie zjonizowanej i przewodzącej warstwy Heaviside'a.

Ponieważ stan jonizacji może być bardzo różnym, a zatem i intensywność fal odbitych w pewnym punkcie może się silnie wahać. Jest to znane wszystkim zjawisko zanikania czyli t. zw. „fading'u". Wahania te wynoszą, jak wykazały obserwacje, od 10000 do *1!* W tak ogromnych granicach może się zatem zmieniać odbiór radjowy fal krótkich.

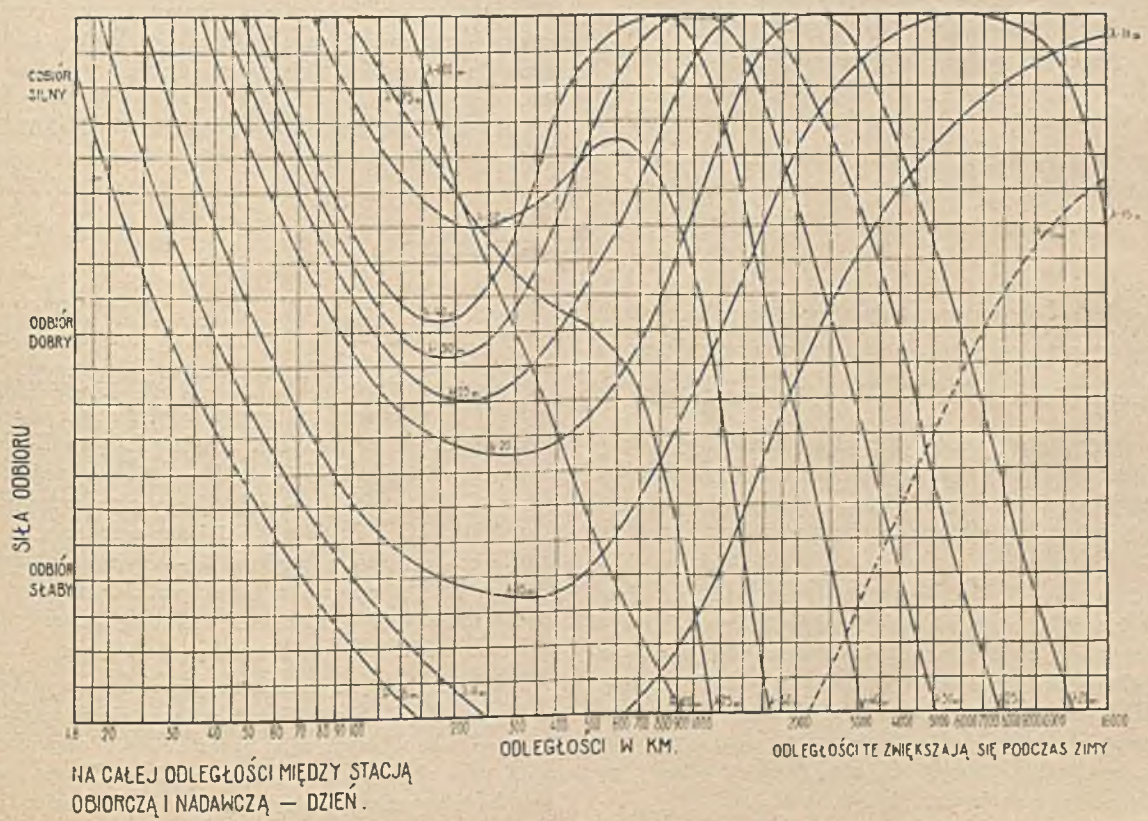
Z powyższego widocznem jest, że przy zastosowaniu nawet bardzo małych mocy można osiągnąć na wielkie odległości bardzo dobre wyniki odbioru, ale czasami! Stąd mogą powstać rozmaite rekordy odbioru odległych stacyj. Jeżelibyśmy chcieli na zasadzie tych rekordów wybudować stacje dla trafiki handlowej, spotkałby nas zupełny zawód, gdyż pewnej komunikacji nie bylibyśmy nigdy w stanie zapewnić.

Chcąc zbadać te szczególne właściwości fal krótkich T-wo Marconi'ego przedsięwzięło cały szereg prób w swoich laboratorjach w Chelmsford i w rezultacie zostały skonstruowane krzywe rozchodzenia się fal, które poniżej przytaczam.

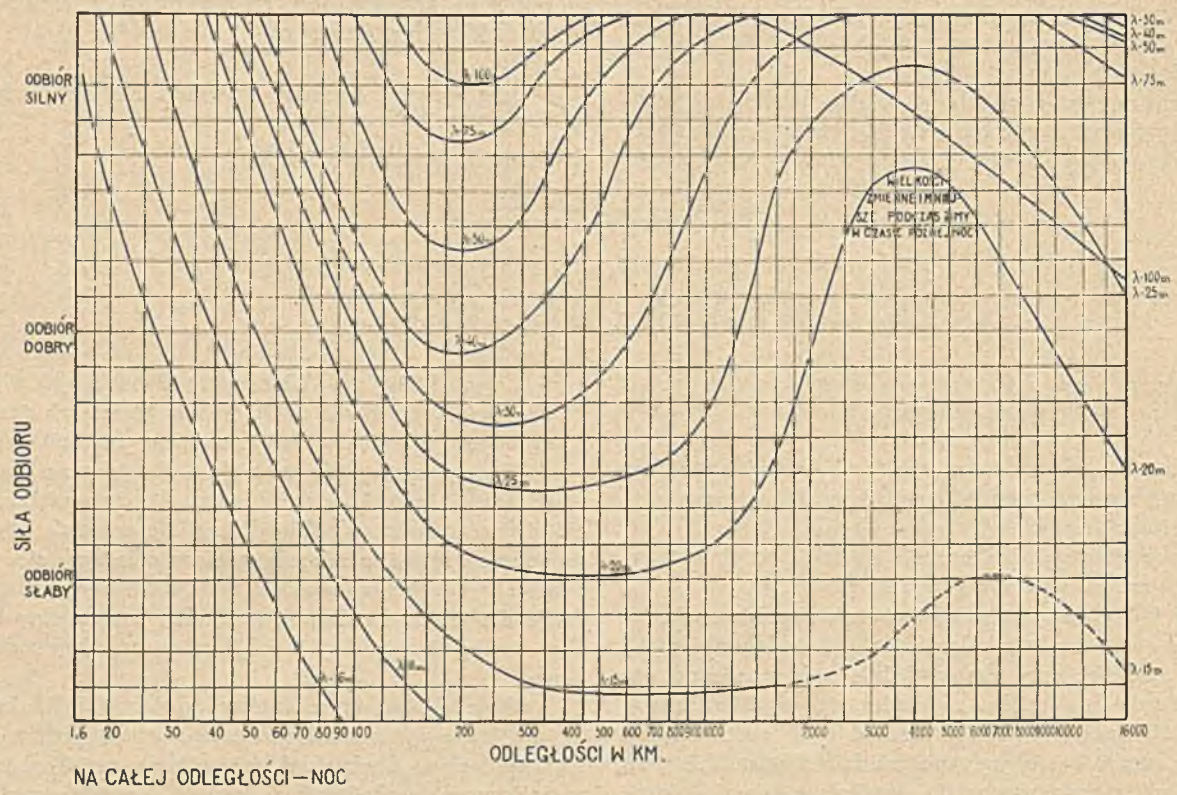
Z krzywych tych wynika przedewszystkiem, że dla fal krótkich niekorzystną jest strefa 150 — 1000 km., gdyż na tych odległościach działają równocześnie promienie odbite i bezpośrednie częściowo się znoszące. Z tego powodu w strefie tej, albo wcale niema odbioru, albo jest on bardzo słaby.

Rozpatrzmy najpierw krzywą dzienną (rys. 1).

Jak widać z podanych krzywych dla odległości między



Rys. 1.



Rys. 2.

stacjami 10000 km. najlepiej w dzień stosować fale 15 m, natomiast dla odległości 1600 km. najlepiej w dzień przyjąć falę 25 m.

Natomiast w nocy (rys. 2) dla odległości 10000 km. fali o długości 15 m. stosować nie należy, gdyż odbiór wówczas jest minimalny, natomiast fala 25 m. daje już zupełnie dobry odbiór w nocy dla tej odległości. Dla odległości 1600 km. należy w nocy używać fale ponad 30 m. i t. d.

Jednem słowem podane krzywe wskazują dla dowolnych punktów komunikacyjnych najbardziej korzystne fale w dzień i w nocy.

Co się tyczy okresu przejściowego t. j. o zachodzie i wschodzie słońca, to ani jedna ani druga z podanych tablic nie daje dobrych wartości. W tych okresach odbiór jest zazwyczaj silnie zakłócony.

Podkreślić jednak należy, że podane na rys. 1 i 2 wielkości są tylko wielkościami przeciętnemi. Rzeczywiste wartości mogą się wahać, jak już wyżej zaznaczyłem, w granicach od 10000 do 1.

Celem usunięcia zakłóceń spowodowanych temi zmianami zastosowano cały szereg najrozmaitszych urządzeń np. anteny kierunkowe (Beam Marconi'ego), system odbioru różnicowego t .zw. Diversity system (Radiocorporation of America) i t. d.

Podane krzywe zostały ogłoszone w Nr. 13 Marconi-Review — october 1929.

J. Plebański.

O POMIARACH NIEKTÓRYCH STAŁYCH ELEKTRYCZNYCH REZONATORA PIEZOKWARCOWEGO.

(Nauczno Techniczeskij Sbornik, Moskwa, 1928).

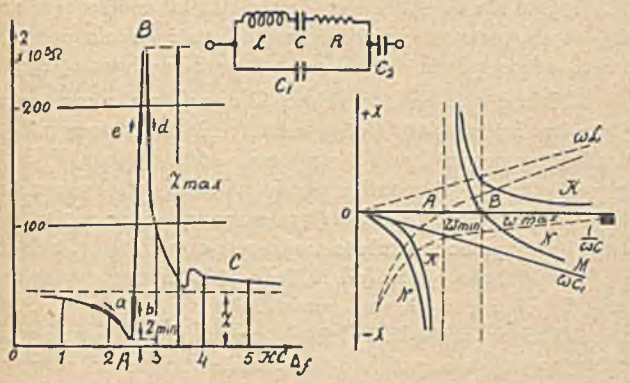
Charakterystyczną cechą rezonatora kwarcowego, dzięki której jest stosowany w obwodach wielkiej częstotliwości, stanowi zmienność jego oporności Z w zależności od częstotliwości; ogólny charakter tych zmian uwidoczniony jest na rys. 1.

Zgodnie z D. W. Dye rezonator może być zastąpiony przez pewien schemat elektryczny uwidoczniony na rys. 2 i przedstawiający obwód szeregowych samoindukcji L, pojemności C i oporu R (właściwy rezonator piezokwarcowy) włączonych równolegle z pojemnością C_1 — elektrostatyczną pojemnością między elektrodami; szeregowo z tym obwodem włączona jest pojemność C_2 między elektrodami i powierzchnią płytki piezokwarcowej.

Jeśli nie brać pod uwagę oporu R, i pojemności C_2 o tyle dużej, że $\frac{1}{\omega C_2}$ jest małe w porównaniu z oporem wypadkowym obwodu L C R C i ogólny charakter zmian oporu Z w zależności od częstotliwości może być uwidoczniony przez krzywe, na rys. 3, gdzie krzywa K—jest przewodnością obwodu LC, prosta M — przewodnością kondensatora C_1 i krzywa N — wypadkową przewodnością dwuch rozgałęzień LC i C_1: Rys. 1 i 3 jasno wskazują na obecność dwuch rezonansów: w punkcie A — rezonansu szeregowego obwodu LCR z oporem minimalnym Z min. przy rezonansie i w punkcie B — rezonansu równoległego obwodu $LCRC_1$ z oporem maksymalnym Z max. w rezonansie.

Wobec tego, że rezonator piezokwarcowy stosuje się w ten sposób, że częstotliwość zmienia się w wązkich granicach — albo około f min. (częstotliwość odpowiadająca Z min.) albo około f max. (odpowiadająca Z max.) najdogodniej badać rezonator piezokwarcowy w zakresie częstotliwości blizkich punktu A. a jako obwód przepuszczający wąz-

kie widmo częstotliwości; w tych granicach częstotliwości zwykły rezonator piezokrawcowy można zastąpić przez szeregowy obwód rezonansowy z odpowiednią charakterystyką, stanowiącą część krzywej rys. 1, otrzymanej dla jednego



Rys. 1. Rys 2 Rys 3.

z rezonatorów. W punkcie B rezonator będzie stanowił obwód rezonansu prądów, tłumiący pewne widmo częstotliwości.

Z charakterystyki rezonatora można określić następujące wielkości jako parametry (elektryczne) rezonatora piezokwarcowego:

Z_0 — opór rezonansowy (Z min. przy pracy w punkcie A i Z max. przy pracy w punkcie B) i jego stosunek do oporu przy częstotliwościach dostatecznie oddalonych od rezonansu; to $Z = \frac{1}{\omega C_1}$ i zależne jest od statycznej pojemności C_1 między elektrodami rezonatora

Tłumienie rezonatora δ charakteryzujące szerokość widma częstotliwości, przechodzących lub zatrzymywanych przez rezonator. Dla układu szeregowego wielkość określimy wychodząc z ogólnego elektrycznego określenia tłumienia:

$$\delta = 2\pi \sqrt{\frac{J'^2}{J^2_0 - J^2}} = 2\pi \frac{f - f_0}{f_0} \sqrt{\frac{Z^2_0}{Z^2 - Z^2_0}}$$

gdzie J_0 i Z_0 — prąd i pozorny opór szeregowego obwodu przy częstotliwości rezonansu f_0 i J i Z — to samo przy pewnej częstotliwości f różniącej się od częstotliwości rezonansu; w szczególności przypuszczając, że $Z^2 = 2Z^2_0$ określimy tłumienie

$$\delta = 2\pi \frac{f' - f_0}{f_0} \sqrt{\frac{Z^2_0}{2Z^2_0 - Z^2_0}} = 2\pi \frac{f' - f_0}{f_0}$$

gdzie f' — częstotliwość, przy której $Z^2 = 2\,Z_0^2$, lub $Z = \sqrt{2}\,Z_0$.

W zastosowaniu do pracy rezonatora w szematach stabilizacji generatora lampowego, można wskazać następujące wielkości charakteryzujące pracę każdego stabilizatora wogóle i piezokwarcowego w szczególności:

1. Zdolność stabilizacji mająca zastosowanie w dowolnym układzie stabilizowanego generatora lampowego.

2. Działanie stabilizujące rezonatora piezokwarcowego.

Wobec tego, że przyczyną zmian częstotliwości w generatorze lampowym jest głównie zmiana pojemności obwodu drgań, na skutek zmiany sposobu pracy lamp lub zmiany zewnętrznego pola elektrycznego obwodu, pod zdolnością stabilizacji będziemy rozumieli stosunek zwiększenia się pojemności obwodu do zwiększenia częstotliwości, to zn.

$$D = \frac{\Delta C}{\Delta f}$$

dla zwykłego nie stabilizowanego obwodu drgań, dla którego

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

zdolność stabilizacji równa się:

$$D_t = 4\pi \sqrt{LC^3}$$

Dla lampowego generatora stabilizowanego w ten lub inny sposób stosunek $f = F(C)$ będzie inny i zależnie od tego inna zdolność stabilizacji

$$D = \frac{1}{\frac{dF(C)}{dC}}$$

Wprowadzenie pojęcia zdolności stabilizacji wydaje się racjonalnym z punktu widzenia obliczeń technicznych, wychodzących z określonych najbardziej możliwych w tym wypadku zmian pojemności obwodu i z jego odpowiednio możliwych zmian częstotliwości, powstających przy tem.

Stosunek pierwszego do drugiego można określić jako zdolność stabilizacji i wyrazić w jednostkach jako mikromikrofarady na okres ($\mu\mu F/$ okres).

Działanie stabilizujące rezonatora piezokwarcowego może być liczbowo określona jako stosunek zdolności stabilizacji przy pracy ze stabilizatorem i bez niego, to zn.

$$K = \frac{D}{D_0} = \frac{F'(C)}{F'_1(C)}$$

w szczególności kiedy

$$F_1(C) = \frac{1}{\pi \sqrt{CL}}$$

stabilizacja będzie

$$K = \frac{D}{D_t} = \frac{F'(C)}{4\pi \sqrt{LC^3}}$$

i będzie w tym wypadku wskazywała, ile razy częstotliwość stalsza jest przy stabilizatorze, niż bez niego, lub ile razy więcej trzeba zmienić pojemność przy stabilizatorze, niż bez niego, żeby otrzymać zmianę częstotliwości o jeden okres.

Pojęcie działania stabilizacyjnego potrzebne jest z punktu widzenia charakterystyki samego stabilizatora piezokwarcowego, niezależnie od parametrów obwodu elektrycznego z którym pracuje stabilizator.

Jak już wspomniano, zdolność stabilizacji określa się z charakterystyki $f = F(C)$ tak, że, prócz zależności $Z = \varphi(f)$, drugą ważną zależnością, charakteryzującą pracę stabilizatora piezokwarcowego, jest $f = F(C)$.

Prócz tego, charakterystyczną cechą dla rezonatora z punktu widzenia technicznego jest moc lub raczej woltampery, które rezonator może wchłonąć bez szkody; od tej cechy zależy tak wielkość stabilizacji, jak i moc generatora, która może być stabilizowana.

S p o s o b y p o m i a r ó w. Charakterystyczną odrębnością pomiarów jest konieczność pomiarów częstotliwości z dokładnością conajmniej do jednego okresu przy zasadniczej częstotliwości setek kilocyklów, co wypływa z własności rezonatora piezokwarcowego. Taki sposób pomiarów uwidoczniony jest na rys. 4; gdzie I — generator z badaną częstotliwością jest jednocześnie źródłem energji elektrycznej, zasilającym badany układ; zmiany jego częstotliwości są przedmiotem pomiarów. Zasadnicza jego częstotliwość mierzy się za pomocą zwykłego technicznego falomierza z odpowiednią dokładnością; dla pomiarów wzrostu częstotliwości służy generator II, w którym zastosowano wszelkie możliwe środki, ażeby częstotliwość pozostała stałą.

Obwód detektorowy III zasilany jest od generatora I przy częstotliwości f i od generatora II przy częstotliwości f_0; po detekterowaniu otrzymuje się różnicę częstotliwości $(f - f_0)$ w granicach dźwiękowych, która przy pomocy telefonu T porównuje się z częstotliwością dźwiękowego generatora IV metodą zaniku dudnień; dźwiękowa częstotliwość generatora IV mierzy się przy pomocy częstościomierza.

Dla pomiarów stałych elektrycznych rezonatora można korzystać z energji elektrycznej generatora I, częstotliwość którego zmienia się w potrzebnych granicach drogą zmiany pojemności obwodu; przy tem koniecznem jest, żeby moc generatora była dostatecznie wielka w stosunku do mocy potrzebnej do pomiarów. Dlatego najlepiej zastosować generator o wzbudzeniu obcem, wzbudzany częstotliwością harmoniczną. Dla pomiarów charakterystyki rezonatora, jak obwodu szeregowego, tak i równoległego, można wykorzystać schemat połączeń podany na rys. 4, z którego widać, że badany rezonator jest jednocześnie i stabilizatorem generatora, gdy jest włączony zamiast kondensatora przy oporze upływowym siatki.

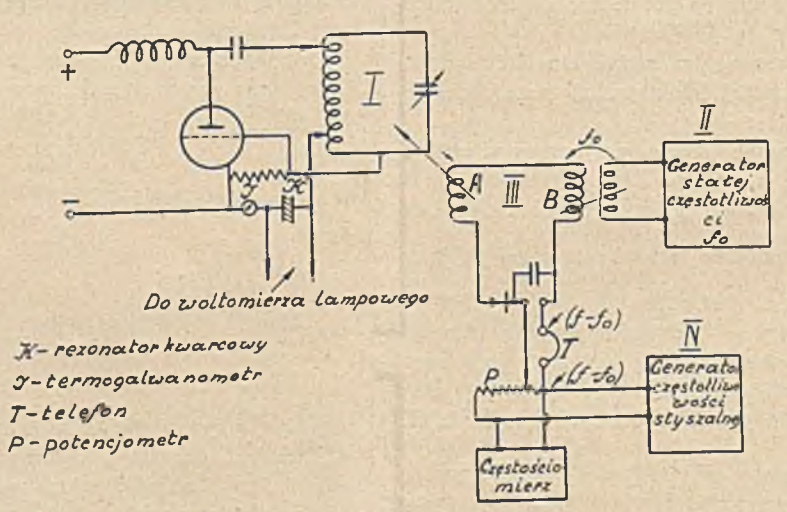
Przy tem znaczne zmiany pojemności obwodu, dzięki stabilizacyjnemu działaniu rezonatora kwarcowego, wywołują tylko nieznaczne zmiany częstotliwości; w ten sposób można określić część krzywej, która charakteryzuje pracę rezonatora jako obwodu szeregowego. Ażeby otrzymać charakterystykę rezonatora jako obwodu równoległego, należy włączyć go równolegle z obwodem siatki lub z obwodem anody, co da możność zmieniać częstotliwość około częstotliwości, odpowiadającej rezonansowi obwodu równoległego.

Zmiana wielkości wektora Z rezonatora piezokwarcowego bez zmiany fazy można uskutecznić za pomocą milli — i mikro-amperomierza J i woltometr-amplifikatora V (patrz rys. 4); zadanie sprowadza się do pomiarów słabych zmiennych prądów (przy równoległym rezonansie), co można wykonać przy pomocy czułego woltometr-amplifikatora włączonego do dużego oporu (od 1000 do 5000 omów); w ten sposób da się zmierzyć prąd rzędu 50 μ A.

Pomiary względnie dużych prądów (przy rezonansie szeregowym) nie przedstawiają wiele trudności przy pomocy termo-elementu i galwanometru.

(d. c. n.).

H. T.



Rys 4

KOMUNIKAT SEKCJI RADJOTECHNICZNEJ S. E. P.

W dniu 5 lutego r. b. odbyło się zebranie odczytowe Sekcji, na którem kol. inż. Jerzy Bylewski wygłosił odczyt p. t. „Antena półfalowa".

Kol. Bylewski przedstawił nowy sposób przedłużenia anteny do połowy długości odbieranej fali bez zastosowania uziemienia. Następnie prelegent zademonstrował skonstruowany przez siebie odbiornik całkowicie zasilany z miejskiej sieci oświetleniowej z wykorzystaniem tej sieci jako anteny.

Po odczycie wywiązała się dyskusja, w której wzięli udział: prof. Groszkowski, inż. Krzyczkowski, inż. Siennicki, inż. Rajski i inż. Plebański.

Wydawca: Wydawnictwo czasopisma „Przegląd Elektrotechniczny", spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

Sp. Akc. Zakł. Graf. „Drukarnia Polska", Szpitalna 12