

METODA KOMPENSACYJNA KONTROLI STAŁOŚCI FALI

ROZPRAWA DOKTORSKA
PRZEDŁOŻONA RADZIE WYDZIAŁU ELEKTRYCZNEGO
POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ

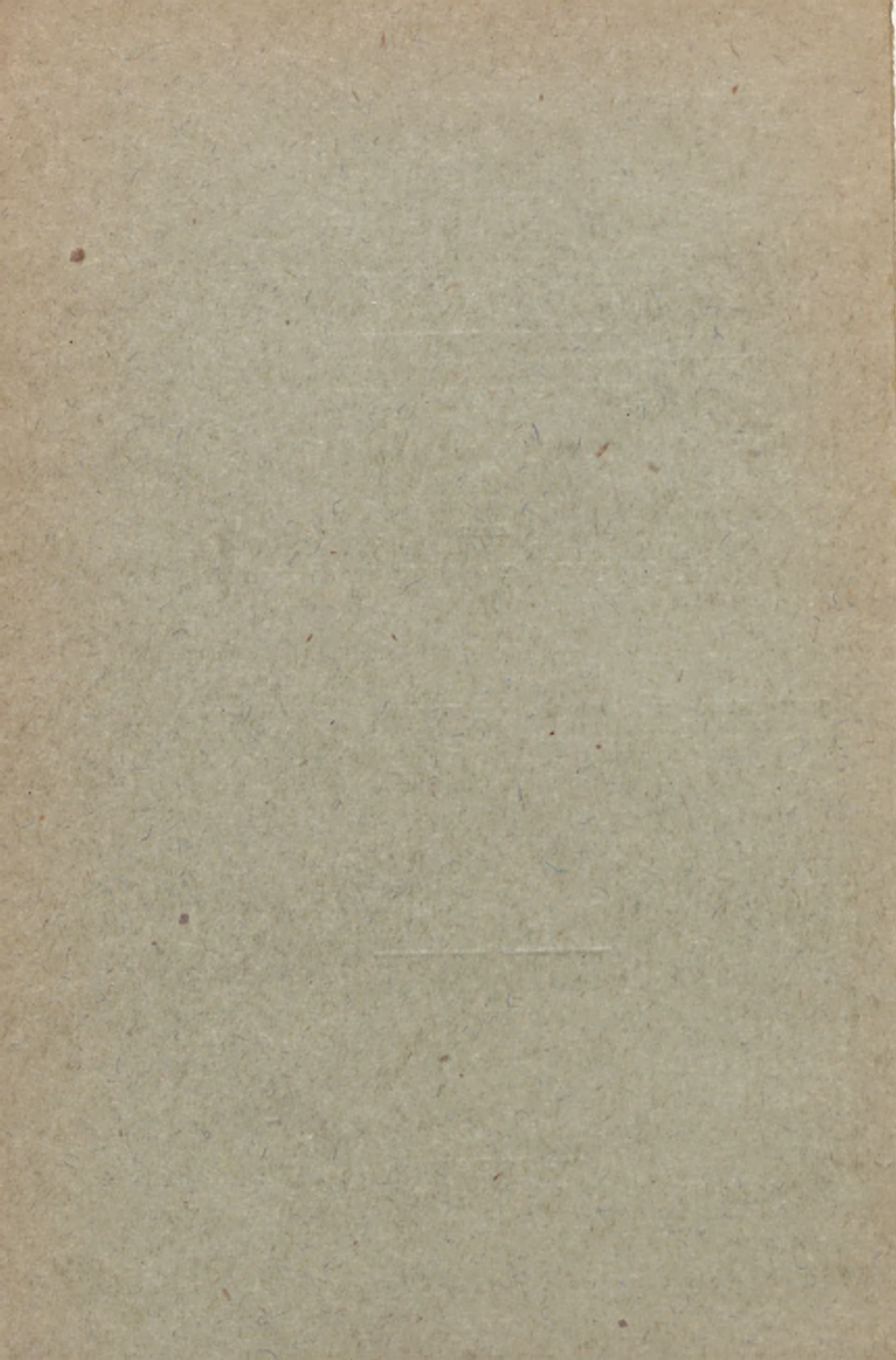
PRZEZ

inż. JANUSZA GROSZKOWSKIEGO

PRZYJĘTA PRZEZ RADĘ WYDZIAŁU ELEKTRYCZNEGO POLITECHNIKI WARSZAWSKIEJ
NA PODSTAWIE REFERATÓW PROF. MIECZYŚŁAWA POŻARYSKIEGO
I PROF. DR. MIECZYŚŁAWA WÓLFKEGO NA POSIEDZENIU W DNIU
4 CZERWCA 1928 ROKU.

WARSZAWA
NAKŁADEM AKADEMII NAUK TECHNICZNYCH
1928

~~B-363~~



WYDZIAŁ ARCHITEKTURY
Politechniki Warszawskiej
13407

INŻYNIER ELEKTRYK
JANUSZ GROSZKOWSKI

METODA KOMPENSACYJNA KONTROLI STAŁOŚCI FALI

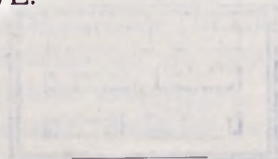
WSTĘP.

ROZDZIAŁ I. ZASADA URZĄDZENIA.

ROZDZIAŁ II. OPIS APARATU.

ROZDZIAŁ III. POMIARY CZUŁOŚCI URZĄDZENIA.

UWAGI KOŃCOWE.



621.396

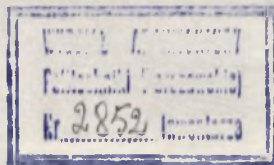
NAKŁADEM AKADEMJI NAUK TECHNICZNYCH
WARSZAWA 1928

BIBLIOTEKA
WYDZIAŁU ARCHITEKTURY
Politechniki Warszawskiej

3021

METODA KOMPENSACYJNA
KONTROLI STABILNOŚCI

Druk.
Kooperatywy
Pracowników Drukarskich,
Warszawa, Zielna 47.
Tel. 19-57.



W s t ę p.

W związku z rozwojem radjofonji i rozpowszechnieniem radjofonicznych stacyj nadawczych wysuwa się zagadnienie ścisłego pomiaru, jak również utrzymania stałej długości fali nośnej na stacjach nadawczych. Jest to konieczne, tak ze względu na wzajemne nieprzeszkadzanie stacyj sąsiadujących ze sobą w szeregu podziału długości fal, jak i ze względu na dalsze stacje odbiorcze, posiadające wysoce selektywne układy. Istotnie, utrzymanie stałego miejsca w szeregu fal radjofonicznych jest konieczne dla uniknięcia zachodzenia wzajemnego widm sąsiednich stacyj, tembardziej, iż zakres przeznaczony dla każdej stacji jest niewielki, bowiem wynosi on dziś 10000 okresów (10 kilocyklów). Przytem istnieje tendencja¹⁾ zwiężenia go do 8000 okresów w celu pomieszczenia większej ilości radjostacyj.

Drugim zagadnieniem doniosłej wagi, wymagającym dla rozwiązania istnienia bardzo dokładnych wskaźników stałości częstotliwości, jest sprawa jednoczesnej radjofonji na jednej fali nośnej.

W dobie obecnej zagadnienie stałości fali w stacjach nadawczych radjofonicznych jest bardzo aktualne i nastrocza niemało trudności. Np. obserwacje długości fal stacyj

¹⁾ The Exact and Precise Measurement of Wavelength in Radio Transmitting Stations. Raymond Brailard and Edmond Divoire. Exp. Wireless a. Wireless Engineer, 1927, June, p. 322 oraz l'Onde Electr. 1927 Nr. Nr. 68 i 69.

europijskich, prowadzone przez Komisję Techniczną Międzynarodowego Związku Radjofonji¹⁾, wykazują odchylenia całego szeregu stacyj od fali przepisanej, występujące z dnia na dzień lub nawet z godziny na godzinę. Np. we wrześniu 1927 długość fali Medjolanu 316,8 m (950 kc) wahała się w granicach od 313,2 do 319,1 m, zaś fala Wiednia II zamiast 570,9 m (520 kc) wynosiła od 576,0 do 577,6 m. Również inne stacje — z małymi wyjątkami — wykazywały odchylenia większe lub mniejsze rzędu 1 do 2 m, w zakresie dolnym fal radjofonicznych (200 — 600 m).

Przyczyna tego leży w pierwszym rzędzie niewątpliwie w niestosowaniu się pewnych stacyj do zatwierdzonego planu podziału fal, wskutek czego przesunięcie fali nośnej przez jedną stację wprowadza zazwyczaj zamieszanie w całej sieci fal. Niemniej jednak, bardzo poważnym czynnikiem jest tu również sprawa pomiaru oraz możliwości utrzymania stałości fali.

Nie zastanawiając się nad zagadnieniem samego utrzymania stałej długości fal, które jest dziś rozwiązywane przy pomocy szeregu systemów (wzbudzanie obce, oscylator kwarcowy, harmoniczna kamertonu elektrycznego, regulator mechaniczny Schmidta, metoda interferencji Chireix'a i t. p.) rozpatrzmy tu jedynie sposoby kontrolowania stałości tej fali.

Oczywiście, kontrolowanie stałości fali ma znaczenie przede wszystkim dla takich generatorów nadawczych, które nie posiadają urządzeń utrzymujących samoczynnie długość fali przy pomocy układu o wybitnie stałym okresie drgań (jak np. oscylator kwarcowy lub harmoniczna kamertonu elektrycznego), a więc dla większości²⁾ stacyj nadawczych z generatorami o wzbudzaniu obcem, gdzie długość fali uwarunkowana jest stałymi obwodu drgań, pobudzanego przez lampę. Jak wiadomo, taki układ nie daje idealnie stałej fali, bowiem, pomimo niezmiennego nastrojenia obwodu, na dłu-

¹⁾ Rapports de la Commission Technique de l'Union Internationale de Radiophonie (wychodzą mniejwięcej co miesiąc).

²⁾ Praktyka dotychczasowa stacyj nadawczych radjofonicznych wskazuje jednak na szereg niedogodności stosowania kontroli kwarcowej.

gość fali wywierają wpływ warunki pracy lampy (napięcie anodowe, żarzenie, sprzężenie zwrotne i t. p.).

W takich wypadkach jest rzeczą niezbędną posiadanie dokładnego falomierza, któryby pozwolił każdorazowo doprowadzić układ do fali przeznaczonej dla danej stacji oraz kontrolować, czy w czasie pracy fala ta nie zmienia się (np. wskutek zmian temperatury, zmian żarzenia i t. p.).

Falomierz ten winien być dokładny oraz, co ważne, wygodny w tym znaczeniu, ażeby uwidaczniał każde odchylenie długości fali od fali normalnej. Oczywiście, falomierz kwarcowy, aczkolwiek doskonale dokładny, nie będzie do tego celu wygodny, gdyż dla stwierdzenia zgodności fali wymaga wykonania pomiaru, t. j. pewnej manipulacji, podobnie jak w zwykłym falomierzu rezonansowym. Co się zaś tyczy falomierza rezonansowego, to, pomijając również tę niedogodność, dochodzi tu jeszcze mała jego czułość w samym punkcie rezonansu, wskutek czego dokładne określenie tego punktu nasuwa pewne trudności.

Oczywiście, pomimo to, racjonalnie zbudowany falomierz rezonansowy pozostanie zawsze wzorcem długości fal.

Wobec braku takiego przyrządu dla kontroli stałości fali w sposób wygodny dla obsługi stacji, kontroli bezpośrednio widocznej a jednocześnie dokładnej, został opracowany system różnicowy, oparty na układzie dwóch obwodów rezonansowych przy jednoczesnej kompensacji.

Układ działa na stromych częściach krzywych rezonansu dwóch obwodów, z których jeden wykazuje własności oporu pozornego indukcyjnego, drugi — pojemnościowego. Dzięki stromości krzywej rezonansu, małym zmianom częstotliwości odpowiadają względnie duże zmiany prądów lub napięć.

Aczkolwiek sama idea wykorzystania stromości krzywej rezonansu nie jest nowa i została zastosowana w szeregu urządzeń¹⁾, to jednak w urządzeniach tych wykorzystuje się

¹⁾ Regulator stałości fali E. W. F. Alexanderson'a, urządzenie do kierowania na odległość F. Dyrny, falomierz Loewy'ego D. R. P. Nr. 393148.

działanie średniej — przez detekcję — lub skutecznej — jako efekt cieplny — wartości prądu w obwodzie lub obwodach o stromych krzywych rezonansu, który to prąd działa dopiero na układ przekaźnikowy wprost lub różnicowo. Tak w jednym, jak w drugim wypadku stan elektryczny układu zależy nie tylko od własności obwodu (nastrojenia) lecz ponadto od rodzaju urządzenia detekcyjnego lub termoelektrycznego — od ich charakterystyk — a więc od natężenia prądu w obwodach. Uczynienie bowiem tych charakterystyk identycznymi oraz następnie utrzymanie ich w tym stanie jest rzeczą niezmiernie trudną.

Otóż w urządzeniu opisanym w niniejszej pracy trudności powyższe zostały usunięte, zaś czułość znacznie powiększona przez wprowadzenie idei kompensacji sił elektromotorycznych przed ich detekcją.

Ażeby kompensacja sił elektromotorycznych zmiennych była zupełna, musi ona występować tak co do amplitud, jak i co do faz. W tych warunkach otrzymuje się ogromną czułość urządzenia, a następnie unika się potrzeby wyrównywania dwóch urządzeń detekcyjnych, gdyż stosuje się jedno wspólne urządzenie detekcyjne dla kontroli kompensacji (wskaźnik zerowy).

Metoda ta, jak każda metoda kompensacyjna, jest metodą zerową.

ROZDZIAŁ I.

Zasada urządzenia.

Stan układu skompensowanego. Obwód z prądem I o kontrolowanej długości fali λ , o więc o odpowiadającej jej pulsacji

$$\omega = 2\pi f, \quad f = \frac{1}{T}, \quad T = \frac{\lambda}{v} \quad \dots \quad (1)$$

($v =$ szybkość światła $= 3 \cdot 10^{10}$ cm/sek) działa po przez sprzężenia indukcyjne m_1 i m_2 na dwa obwody (rys. 1) złożone z pojemności, indukcyjności i oporności: $C_1, L'_1 + L''_1, R_1$ i $C_2, L'_2 + L''_2, R_2$; ($L'_1 + L''_1 = L_1, L'_2 + L''_2 = L_2$).

Pod wpływem prądu I w obwodach tych powstaną siły elektromotoryczne odpowiednio

$$E'_1 = -j\omega m_1 I \quad E'_2 = -j\omega m_2 I \quad (2)$$

które dadzą prądy

$$I_1 = \frac{E'_1}{R_1 + jX_1} \quad I_2 = \frac{E'_2}{R_2 + jX_2} \quad \dots \quad (3)$$

jeśli oznaczymy

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = X_1 \quad \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = X_2 \quad (4)$$

W dalszym ciągu te prądy I_1 i I_2 przez sprzężenia n_1 i n_2 indukują w cewkach l_1 i l_2 obwodu III wskaźnikowego siły elektromotoryczne:

$$E_1 = -j \omega n_1 I_1 \quad E_2 = -j \omega n_2 I_2 \dots (5)$$

Oprócz tego prąd I przez sprzężenie M wzbudza w cewce l_0 siłę elektromotoryczną

$$E_0 = -j \omega M I \dots (6)$$

W ten sposób, jeśli żadnych innych sprzężeń między obwodami niema, w obwodzie wskaźnikowym będą działać trzy SEM-ne, których wypadkowa—po przekształceniu—jest:

$$E = -\omega^2 I \left\{ \frac{m_1 n_1}{R_1 + jX_1} + \frac{m_2 n_2}{R_2 + jX_2} \right\} - j \omega M I \dots (7)$$

Dla uproszczenia rozważań wprowadźmy do układu pewną symetrię, a mianowicie uczynimy niektóre sprzężenia oraz opory parami równe:

$$n_1 = n_2 = n \quad R_1 = R_2 = R \dots (8)$$

Otrzymamy wówczas na E wyrażenie zespolone

$$-E = \omega^2 n I \left\{ \frac{m_1}{R + jX_1} + \frac{m_2}{R + jX_2} \right\} + j \omega M I \dots (9)$$

Po przekształceniach prowadzących do oddzielenia części rzeczywistej i urojonej i po przyrównaniu każdej z nich oddzielnie do zera, otrzymamy warunki skompensowania SEM-nych w obwodzie wskaźnikowym III.

Dla części rzeczywistej wyrażenia (9) otrzymujemy

$$\frac{m_1}{R^2 + X_1^2} + \frac{m_2}{R^2 + X_2^2} = 0$$

Jeśli dla dogodności dobierzemy X_1 i X_2 tak, aby

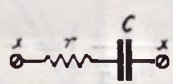
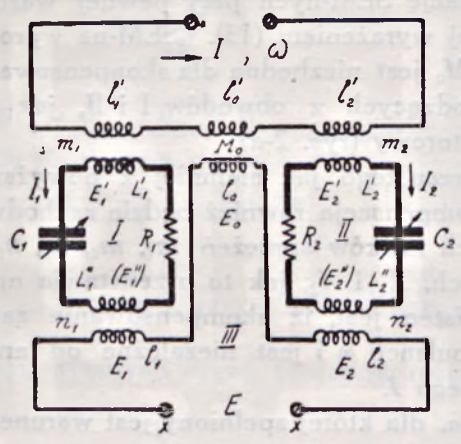
$$X_1 = -X_2 = X_0 \dots (10)$$

t. zn. obwód jeden nastrojony jest na częstotliwość nieco niższą od częstotliwości kontrolowanej (obwód I wykaże reakcję indukcyjnościową) zaś obwód drugi na częstotliwość nieco wyższą (reakcja pojemnościowa) wówczas, warunek (10) jest spełniony, gdy

$$m_1 + m_2 = 0$$

czyli dla

$$m_1 = -m_2 = m \dots \dots \dots (11)$$



Rys. 1.

Tak więc wyrażenie (9) przybierze postać

$$-E = \omega^2 m n I \left\{ \frac{1}{R + jX_1} - \frac{1}{R + jX_2} \right\} + j\omega M I \quad (12)$$

Dla części urojonej wyrażenia (9) przyrównanie do zera daje

$$-\omega n \cdot \left\{ \frac{m X_0}{(R^2 + X_0^2)} + \frac{m X_0}{(R^2 + X_0^2)} \right\} + M_0 = 0$$

Stąd sprzężenie, przy którym występuje kompensacja, jest

$$M_0 = \frac{2 \omega m n X_0}{R^2 + X_0^2} \dots \dots \dots (13)$$

Widzimy zatem, iż w układzie powyższym dla pewnej częstotliwości, przy równych oporach obwodów, następnie, przy jednakowym rozstrojeniu obwodów: jednego poniżej rezonansu, drugiego powyżej, przy odpowiednio dobranych wartościach i znakach sprzężeń m i n można uzyskać zupełną kompensację SEM-nych przy pewnej wartości sprzężenia M_0 , kreślonej wyrażeniem (13). SEM-na wprowadzona przez sprzężenie M_0 jest niezbędna dla skompensowania sumy SEM-nych, pochodzących z obwodów I i II, jak to uwidoczniła wykres wektorowy (rys. 2-a).

Z wykresu tego, jak niemniej z powyższych rozważań widać, iż kompensacja również będzie zachodzić przy innych kombinacjach znaków sprzężeń m_1, m_2, n_1, n_2, M_0 oraz oporów urojonych, X_1 i X_2 , jak to przedstawia np. rys. 2-b.

Oczywistym jest, iż skompensowanie zachodzi jedynie dla jednej pulsacji ω i jest niezależne od amplitudy prądu kontrolowanego I .

Pulsacja, dla której spełniony jest warunek kompensacji, określa się z zależności

$$X_0 = \left(\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} \right) = - \left(\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C_2} \right) \quad (14)$$

Jeśli oba obwody są prawie identyczne, a więc

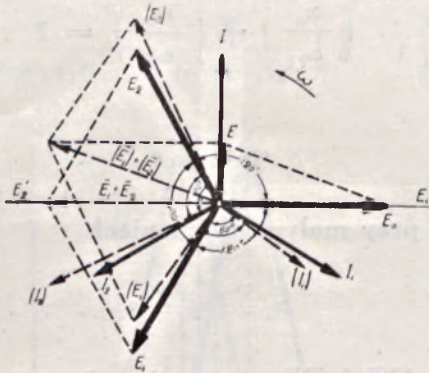
$$R_1 = R_2 = R, \quad C_1 = C_2 = C, \quad L_1 \cong L_2 \dots \dots (15)$$

a przeto i ich dekrementy logarytmiczne tłumienia są prawie równe

$$\mathfrak{D}_1 \cong \mathfrak{D}_2 \cong \mathfrak{D} = \pi R \omega_0 C \dots \dots \dots (16)$$

zaś obwody są jedynie nieznacznie rozstrojone dzięki nieco różnym indukcyjnościom L_1 i L_2 , wówczas wyrażenie (14) ma postać

$$X_0 = \frac{1}{\omega_0 C} \left[\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right] = - \frac{1}{\omega_0 C} \left[\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right]; \quad (17)$$



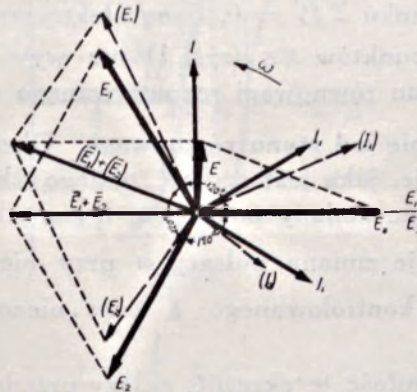
$$\begin{matrix} m_1 > 0 & n_1 > 0 & M > 0 & X_1 > 0 \\ m_2 < 0 & n_2 > 0 & & X_2 < 0 \end{matrix}$$

Rys. 2-a.

tutaj

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C}} \quad \dots \quad (18)$$

są pulsacjami własnych drgań obwodów rezonansowych I i II.



$$\begin{matrix} m_1 > 0 & n_1 < 0 & M > 0 & X_1 < 0 \\ m_2 > 0 & n_2 > 0 & & X_2 > 0 \end{matrix}$$

Rys. 2-b.

Z równości (17) otrzymujemy

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_2}\right)^2 = 2 \dots \dots \dots (19)$$

a stąd

$$\omega_1 \omega_2 \stackrel{\infty}{=} \omega_0^2 \dots \dots \dots (20)$$

Ponadto przy małych tłumieniach

$$\omega_1 \stackrel{\infty}{=} \omega_2 \stackrel{\infty}{=} \omega_0 \dots \dots \dots (21)$$

Warunki (20) i (21) oznaczają nieznaczące przesunięcie wzajemne dwóch identycznych krzywych rezonansu obu obwodów, przecięciu których odpowiada punkt równowagi układu podczas kompensacji. Punkt ten określa amplitudy (rys. 3) i fazy (rys. 4) prądów w obwodach I i II — przeto również amplitudy i fazy SEM-nych w obwodzie wskaźnikowym. Te SEM-ne są kompensowane w następstwie SEM-ną pochodząca od sprzężenia M_0 .

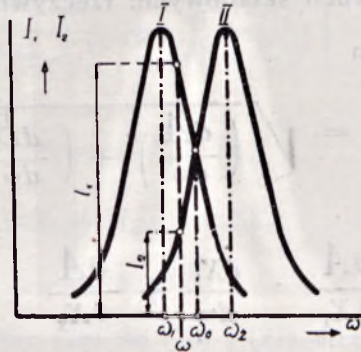
Co się tyczy obwodu wskaźnikowego, należy podkreślić, iż wobec warunku $\Sigma E = 0$, dane elektryczne tego obwodu na zewnątrz punktów xx (rys. 1) nie wywierają absolutnie wpływu na stan równowagi rozpatrywanego układu.

Odchylenie od stanu równowagi. Obecnie należy rozpatrzyć pytanie, jaka jest czułość takiego skompensowanego układu odnośnie zmiany pulsacji ω , t. zn., jaką zmianę SEM-nej E wywołuje zmiana pulsacji ω przy niezmiennem natężeniu prądu kontrolowanego I oraz niezmiennych danych układu.

Ażeby czułość tę określić, należy przedstawić w postaci ogólnej wyrażenie na SEM-ną wypadkową w obwodzie wskaźnikowym w zależności od wszystkich wielkości wchodzących tu w grę. Otrzymujemy to z równania (9), uwzględniając zależności (10), (11) oraz (13);

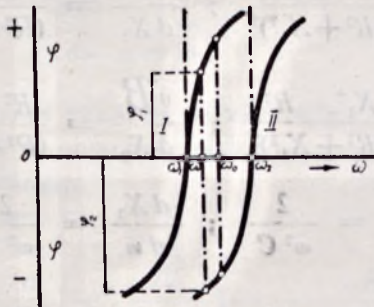
$$E = -\omega^2 m n R \left\{ \frac{1}{R^2 + X_1^2} - \frac{1}{R^2 + X_2^2} \right\} I +$$

$$-\omega^2 m n j \left\{ \frac{-X_1}{R^2 + X_1^2} + \frac{X_2}{R^2 + X_2^2} \right\} I - j \frac{2 X_0 m n \omega^2}{R^2 + X_0^2} I$$



Rys. 3.

Albo dla dogodności—dzieląc przez $I \omega^2 m n$ —wyrażenie, które podajemy dyskusji, przedstawimy jako



Rys. 4.

$$Y = -\frac{E}{I \omega^2 m n} = R \left\{ \frac{1}{R^2 + X_1^2} - \frac{1}{R^2 + X_2^2} \right\} +$$

$$+ j \left\{ \left[\frac{-X_1}{R^2 + X_1^2} + \frac{X_2}{R^2 + X_2^2} \right] + \frac{2 X_0}{R^2 + X_0^2} \right\} \quad (22)$$

To wyrażenie zespolone kształtu

$$Y = A + j B$$

(gdzie A i B są funkcjami ω) przy przyroście $d\omega$ uzyskuje przyrost dY o dwóch składowych: rzeczywistej dA i urojonej dB , przyczem

$$\frac{dY}{d\omega} = \sqrt{\left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2 + \left(\frac{dB}{d\omega}\right)^2} \quad \dots \quad (23)$$

Ponieważ zaś

$$\frac{dA}{d\omega} = \frac{\partial A}{\partial X_1} \cdot \frac{dX_1}{d\omega} + \frac{\partial A}{\partial X_2} \cdot \frac{dX_2}{d\omega} \quad \dots \quad (24)$$

$$\frac{dB}{d\omega} = \frac{\partial B}{\partial X_1} \cdot \frac{dX_1}{d\omega} + \frac{\partial B}{\partial X_2} \cdot \frac{dX_2}{d\omega} \quad \dots \quad (25)$$

$$\frac{\partial A}{\partial X_1} = \frac{-2R X_1}{(R^2 + X_1^2)^2} ; \quad \frac{\partial B}{\partial X_2} = \frac{2R X_2^2}{(R^2 + X_2^2)^2}$$

$$\frac{\partial B}{\partial X_1} = \frac{X_1^2 - R^2}{(R^2 + X_1^2)^2} ; \quad \frac{\partial B}{\partial X_2} = \frac{R^2 - X_2^2}{(R^2 + X_2^2)^2}$$

$$\frac{dX_1}{d\omega} = \frac{2}{\omega^2 C} ; \quad \frac{dX_2}{d\omega} = \frac{2}{\omega^2 C} \quad 1)$$

$$1) \quad X_1 = L_1 - \frac{1}{\omega C} \quad \frac{dX_1}{d\omega} = L_1 + \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{L_1 C \omega^2 + 1}{\omega^2 C} \stackrel{\infty}{=} \frac{2}{\omega^2 C}$$

wobec warunku

$$\omega^2 \stackrel{\infty}{=} \omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C}$$

Analogicznie

$$\frac{dX_2}{d\omega} = \frac{2}{\omega^2 C}$$

Przeto po podstawieniu trzech powyższych wyników do równań (24) i (25) otrzymujemy

$$\frac{dA}{d\omega} = \left[\frac{-2R X_1}{(R^2 + X_1^2)^2} + \frac{2R X_2}{(R^2 + X_2^2)^2} \right] \frac{2}{\omega^2 C} \quad (26)$$

$$\frac{dB}{d\omega} = \left[\frac{X_1^2 - R^2}{(R^2 + X_1^2)^2} + \frac{R^2 - X_2^2}{(R^2 + X_2^2)^2} \right] \frac{2}{\omega^2 C} \quad (27)$$

Z równania (10)

$$X_1 = -X_2 = X_0$$

wynika

$$-X_1 + X_2 = -2X_0 \quad (28)$$

oraz

$$X_1^2 = X_2^2$$

a przeto po wstawieniu (28) do (26) i (27) otrzymamy

$$\left. \frac{dA}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = -\frac{4R}{\omega_0^2 C} \left. \frac{2X_0}{(R^2 + X_0^2)^2} \right| \quad (29)$$

oraz

$$\left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = 0 \quad (30)$$

Ten ostatni wynik oznacza, iż zjawiająca się przy zmianie pulsacji SEM-na w obwodzie wskaźnikowym jest w fazie z prądem kontrolowanym.

Ostatecznie więc

$$\left. \frac{dY}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = \frac{d}{d\omega} \left(-\frac{E}{I\omega^2 mn} \right) = -\frac{8RX_0}{\omega^2 C (R^2 + X_0^2)} \quad (31)$$

Przy danym prądzie I i przy stanie skompensowanym układu dla $\omega = \omega_0$, zmiana pulsacji $d\omega$ wywołuje przyrost SEM-nej w obwodzie wskaźnika

$$dE = \frac{8RX_0 I m n d\omega}{C (R^2 + X_0^2)} \quad (32)$$

Ponieważ wielkość SEM-nej kompensującej jest na zasadzie (6) i (13)

$$E_0 = \omega_0 MI = \frac{2 \omega_0^2 mn IX_0}{(R^2 + X_0^2)} \dots \dots (33)$$

przeto stosunek wielkości przyrostu SEM-nej w obwodzie wskaźnikowym, do SEM-nej kompensującej¹⁾ jest

$$\frac{dE}{E_0} = \frac{4R d\omega}{\omega_0^2 C (R^2 + X_0^2)} \dots \dots (34)$$

Interpretacja wektorowa zmian częstotliwości jest następująca; przy zmianie ω o $d\omega$ opór pozorny jednego obwodu wzrasta, drugiego maleje, wskutek czego jeden wektor prądu (rys. 2 i 3) maleje, a drugi wzrasta; jednocześnie wskutek zmiany faz (rys. 2 i 4) następuje obrót tych wektorów o pewie kąt w tym samym kierunku. Wraz ze zmianami wektorów prądu następuje zmiana wielkości i kierunku wektorów SEM-nych w obwodzie wskaźnikowym, przez co naruszona zostaje równowaga dotychczas istniejąca. Łatwo zauważyć, iż zmiany wielkości i fazy wzajemnie współdziałają.

Najkorzystniejszy punkt na krzywych rezonansu. Dla przeprowadzenia dyskusji odnośnie najkorzystniejszego wyboru wielkości elementów obwodów, zbadamy wzór (32).

Jeśli dane są: pulsacja kontrolowana ω_0 , dekrement tłumienia obwodów \mathfrak{D} , oporność obwodu R , a więc przez to i C , wówczas, przy danej konstrukcji urządzenia i danym natężeniu prądu kontrolowanego (dane m , n i I) bezwzględna wartość wyrażenia

$$\frac{RX_0}{(R^2 + X_0^2)^2}$$

¹⁾ Obecnie, przy naruszeniu równowagi, przebiegi w obwodach układu są niezależne od danych układu wskaźnikowego jedynie pod warunkiem, że w obwodzie tym prąd nie płynie, to znaczy że jego opór jest nieskończenie wielki; w tym tylko bowiem wypadku nie będzie wstecznego oddziaływania prądu obwodu wskaźnika na obwody rezonansowe I i II.

osiąga dla

$$X_0 = \pm \frac{1}{\sqrt{3}} R \dots \dots \dots (35)$$

maximum

$$\frac{3\sqrt{3}}{16R^2} \dots \dots \dots (36)$$

Jeśli odpowiadającą temu maximum wartość X_0 podstawimy do (32), otrzymamy najkorzystniejszą zależność między przyrostem $d\omega$ a przyrostem dE

$$dE = \frac{3\sqrt{3} Imn d\omega}{2R^2 C} \dots \dots \dots (37)$$

Wyrażenie (37) można w dalszym ciągu przekształcić, biorąc pod uwagę dekrement obwodów określony wzorem (16).

Będzie wtedy

$$dE = \frac{3\pi\sqrt{3}\omega_0 Imn d\omega}{2R^2} \dots \dots \dots (38)$$

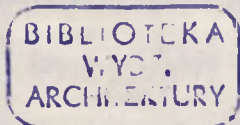
albo

$$dE = \frac{3\pi E_0}{\omega_0^2} d\omega \dots \dots \dots (39)$$

bowiem równanie (33), w wypadku spełnienia warunku (36), daje

$$\frac{\sqrt{3}\omega_0^2 mn I}{2R} = E_0 \dots \dots \dots (40)$$

Dyskusja czułości układu sprowadza się do rozważania wyrażen (39) i (40). Widać stamtąd, iż danej zmianie pulsacji ω_0 o $d\omega$ odpowiada tym większy przyrost SEM-nej w obwodzie wskaźnika dE , im większa jest wielkość SEM-nej kompensacji E_0 , oraz im mniejszy jest dekrement tłumienia obwodów.



Natomiast SEM-na kompensacji E_0 będzie przy danym układzie i natężeniu prądu kontrolowanego tem większa, im opór R będzie mniejszy. W ten sposób, dla zwiększenia czułości, należy uczynić dekrement obwodów ϑ możliwie mały przy jednocześnie możliwie małym oporze R .

Rozstrojenie obwodów. Wyrażenie (35) pozwala określić wartości własnych częstotliwości ω_1 i ω_2 obwodów rezonansowych, najkorzystniejsze dla danej częstotliwości kontrolowanej ω_0 , a mianowicie

$$X_0 = \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{\omega_0 C} \left[\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right] = + \frac{1}{\sqrt{3}} R \quad (41)$$

$$X_0 = - \left(\omega_0 L_2 - \frac{1}{\omega_0 C} \right) = - \frac{1}{\omega_0 C} \left[\left(\frac{\omega_0}{\omega_2} \right)^2 - 1 \right] = - \frac{1}{\sqrt{3}} R \quad (42)$$

Z równań (16) i (47) wynika

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - 1 = \frac{R \omega_0 C}{\sqrt{3}} = \frac{\vartheta}{\pi \sqrt{3}}$$

zaś wobec małych wartości $\vartheta : \pi \sqrt{3}$

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_1} \right) \approx 1 + \frac{\vartheta}{2 \pi \sqrt{3}} \dots \dots \dots (43)$$

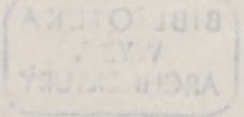
Analogicznie

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_2} \right) \approx 1 - \frac{\vartheta}{2 \pi \sqrt{3}} \dots \dots \dots (44)$$

Ostatnie dwa wzory określają stopień rozstrojenia obwodów od częstotliwości kontrolowanej przy danym tłumieniu ϑ :

$$\omega_1 \approx \frac{\omega_0}{1 + \frac{\vartheta}{2 \pi \sqrt{3}}} \approx \omega_0 \left(1 - \frac{\vartheta}{2 \pi \sqrt{3}} \right) \dots \dots (45)$$

$$\omega_2 \approx \frac{\omega_0}{1 - \frac{\vartheta}{2 \pi \sqrt{3}}} \approx \omega_0 \left(1 + \frac{\vartheta}{2 \pi \sqrt{3}} \right) \dots \dots (46)$$





Odpowiadające temu rozstrojeniu zmniejszenie prądu w obwodach, w stosunku do wartości rezonansowej I_0 , wynosi

$$\frac{I_1}{I_{10}} = \frac{I_2}{I_{20}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{3} R^2}} : \frac{1}{R} = \frac{1}{2} \sqrt{3} \approx 0,86 \quad (47)$$

W tym wypadku przesunięcia prądów I_1 i I_2 w stosunku do SEM-nych E'_1 i E'_2 wynoszą 30° , a przeto kąt między SEM-nymi E_1 i E_2 wynosi 120° . Ponieważ z drugiej strony SEM-ne $E_1 = E_2$, zaś suma ich $E_1 + E_2$ równa jest SEM-nej kompensującej E_0 , zatem musi istnieć zależność

$$E_1 = E_2 = E_0 \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (48)$$

przy równości wszystkich trzech kątów między nimi (120°).

Wpływ prądu w obwodzie wskaźnika. W wypadku, jeśli oporność obwodu wskaźnikowego (III) nie jest nieskończenie wielka, powstaje w nim prąd w chwili, gdy częstotliwość uzyska przyrost $d\omega$ względem tej częstotliwości, dla której spełniony został warunek kompensacji. Powoduje to oddziaływanie obwodu wskaźnika na obwody rezonansowe, wskutek czego następuje zmiana ich oporu pozornego oraz zmniejszenie czułości urządzenia.

Istotnie, jeśli obwód wskaźnika składa się z indukcyjności $l = l_1 + l_0 + l_2$ (cewek sprzężenia), oporu omowego wskaźnika r (detektor z galwanometrem, termogalwanometr lub równoważny opór woltmetramplifikatora i t. d.) oraz wreszcie (rys. 1) pojemności dostrajającej c , wówczas, oznając prąd w tym obwodzie przez I' , będziemy zmuszeni do równań od (1) do (6) dodać jeszcze równania:

$$E_1'' = -j\omega n_1 I' \quad E_2'' = -j\omega n_2 I' \quad . \quad (2a)$$

wyrażające oddziaływanie prądu I' na obwody (I) i (II).

Równania (3) ulegną przez to zmianie, przybierając postać

$$I_1 = \frac{E_1' + E_1''}{R_1 + jX_1} \quad I_2 = \frac{E_2' + E_2''}{R_2 + jX_2} \quad \dots \quad (3a)$$

Stąd

$$I' = \frac{E_1 + E_2 + E_0}{r + jx} \quad \dots \quad (49)$$

gdzie

$$x = \omega l - \frac{1}{\omega c} \quad \dots \quad (50)$$

Przyjmując odrazu istnienie rezonansu w obwodzie wskaźnika, a więc $x = 0$, oraz mając na uwadze równania (8, 11 i 13), możemy wyrazić prąd I' w funkcji prądu kontrolowanego I jako

$$I = -\frac{1}{r} \left[\frac{\omega^2 m n \left[\frac{1}{R + jX_1} - \frac{1}{R + jX_2} \right] + j \frac{2\omega^2 m n X_0}{R^2 + X_0^2}}{1 + \frac{\omega^2 n^2}{r} \left[\frac{1}{R + jX_1} + \frac{1}{R + jX_2} \right]} \right] I \quad (51)$$

W stanie kompensacji, t. j. dla $\omega = \omega_0$, prąd ten staje się równy zero. Z chwilą odchylenia od stanu kompensacji, a więc gdy pulsacja uzyska przyrost $\Delta\omega$, opory pozorne X_1 i X_2 uzyskają również przyrosty

$$X_1 = X_0 + \Delta X \quad \dots \quad (52)$$

$$X_2 = -(X_0 - \Delta X) \quad \dots \quad (53)$$

Wskutek naruszenia stanu kompensacji zjawia się prąd w obwodzie wskaźnika

$$\Delta I' = -\frac{\omega^2 m n}{r} \frac{QR - j[T - V]}{1 + \frac{\omega^2 n^2}{r} [RP - jS]} \cdot I \quad \dots \quad (54)$$

W wyrażeniu tem

$$Q = \frac{-4X_0 \Delta X}{(R^2 + X_0^2)^2}; \quad T = V = \frac{2X_0}{R^2 + X_0^2}$$

$$S = \frac{2(R^2 - X_0^2) \Delta X}{(R^2 + X_0^2)^2}; \quad P = \frac{2}{R^2 + X_0^2} \quad (55)$$

Po podstawieniu (55) do (54) otrzymujemy

$$\Delta I' = -\frac{\omega^2 mn}{r} \frac{\frac{-4X_0 \Delta X}{(R^2 + X_0^2)^2} - j|0|}{1 + \frac{\omega^2 n^2}{r} \left[\frac{2R}{R^2 + X_0^2} - j \frac{2(R^2 - X_0^2) \Delta X}{(R^2 + X_0^2)^2} \right]} \quad (56)$$

albo, wiedząc że

$$\Delta X = \frac{2}{\omega_0 C} \Delta \omega \quad (57)$$

możemy napisać (56)

$$\Delta I' = \frac{4\omega_0^2 mn X_0 R I}{r(R^2 + X_0^2)^2} \frac{\Delta X}{1 + \frac{2\omega^2 n^2}{r(R^2 + X_0^2)} \left[R - j \frac{R^2 - X_0^2}{R^2 + X_0^2} \Delta X \right]} \quad (58)$$

Spadek napięcia prądu $\Delta I'$ na oporze r , w wypadku gdy r dąży do nieskończoności, staje się SEM-ną

$$\Delta E = \left(r \Delta I' \right)_{r=\infty} = \frac{4\omega_0^2 mn X_0 R I \Delta X}{(R^2 + X_0^2)^2} = \frac{8R X_0 mn I}{C(R^2 + X_0^2)^2} \Delta \omega \quad (59)$$

określona już równaniem (32) dla otwartego obwodu wskaźnika.

Istotnie, dla

$$X_0 = \pm \frac{1}{\sqrt{3}} R$$

otrzymamy znane już wyrażenie (37)

$$\Delta E = \frac{3\sqrt{3} m n I \Delta \omega}{2 C R^2}$$

Dla wartości $r \neq \infty$ oraz dla $X_0 = \pm \frac{1}{\sqrt{3}} R$ wyrażenie na

przyrost prądu ma postać

$$\frac{\Delta I'}{I} = \frac{3\sqrt{3} \omega_0 m n}{2 r C R^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{3\omega_0^2 n^2}{2 R r} \left[1 - j \frac{\pi}{\vartheta} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right]} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad (60)$$

$$\Delta I' = \frac{\Delta E}{r + \frac{3\omega_0^2 n^2}{2 R} \left[1 - j \frac{\pi}{\vartheta} \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right]} \quad \dots \quad (61)$$

W tym wypadku prąd w obwodzie wskaźnika, powstając w miarę wzrostu przyrostu $\Delta \omega$, uzyskuje dwie składowe: jedną w fazie z prądem I , oraz drugą przesuniętą o 90° . Ta ostatnia — dla małych przyrostów $\Delta \omega$ — może być pominięta wobec pierwszej.

Istotnie, np. dla $\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = 10^3$ (co odpowiada zmianie częstotliwości $1\%_{00}$, a więc odchyleniu przekraczającemu czułość urządzenia¹⁾), oraz dla dekrementu obwodu $\vartheta = 0,03$, będziemy mogli pominąć wyrażenie $(0,1)^2$ już wobec 1^2), a tem bardziej wobec

$$\left(1 + \frac{2 R r}{3 \omega^2 n^2} \right)^2$$

Widzimy zatem, iż główny wpływ na wielkość i kierunek przyrostu prądu wywiera wyraz pierwszy. Przechodząc

¹⁾ Patrz str. 29.

²⁾ Zależności geometryczne.

obecnie od wyrażen symbolicznych do wartości liczbowych, wyrażenie (61) można napisać w postaci:

$$\Delta I = \frac{\Delta E}{r + \frac{3 \omega_0^2 n^2}{2R}} \dots \dots \dots (62)$$

$$\frac{\Delta I'}{I} = \frac{3 \sqrt{3} \omega_0 m}{2 C R^2} \cdot \frac{n}{r + \frac{3 \omega_0^2 n^2}{2R}} \cdot \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right) \dots (63)$$

W tym ostatnim wzorze (63) wyrażenie

$$\frac{n}{r + \frac{3 \omega_0^2 n^2}{2R}}$$

przy zmiennym n osiąga maximum dla

$$r = \frac{3 \omega_0^2 n^2}{2R} \dots \dots \dots (64)$$

czyli przy danych oporach R i r dla

$$n = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{2 R r}{3}} \dots \dots \dots (65)$$

Wówczas

$$\frac{\Delta I'}{I} = \frac{3 m}{2 \sqrt{2} C R \sqrt{R \sqrt{r}}} \dots \dots \dots (66)$$

Czułość układu wzrasta zatem wraz ze zmniejszeniem się oporu obwodu wskaźnika (przy ciągle spełnionym warunku (65)).

Prąd niesinusoidalny — Harmoniczne. Powyższe rozważania prowadzone były w założeniu, iż prąd zmienny o częstotliwości kontrolowanej miał przebieg sinusoidalny oraz stan ustalony.

W wypadku natomiast, gdy prąd ten nie jest sinusoidalny, a więc ma postać ogólną

$$i = I_0 + I' \operatorname{sn} \omega_0 t + I'' \operatorname{sn} (2 \omega_0 t + \varphi_2) + \\ + I''' \operatorname{sn} (3 \omega_0 t + \varphi_3) + \dots + I_p \operatorname{sn} (p \omega_0 t + \varphi_p) \quad (67)$$

warunek kompensacji może być spełniony tylko dla jednej z częstotliwości.

Jeżeli został on spełniony dla fali podstawowej o pulsacji ω_0 (pierwszej harmonicznej), łatwo dowiedzieć, iż nie będzie on już spełniony dla wyższych harmonicznych.

Dla otrzymania wyrażenia na wielkość SEM-nej, która wystąpi w tym wypadku w obwodzie wskaźnikowym dla pulsacji harmonicznej $p\omega_0$, należy do równania (12), (gdzie M_0 ma już wartość ściśle określoną równaniem (13)), wstawić

$$\omega = p\omega_0$$

Rozważania następne pokazują, że opory pozorne obwodów rezonansowych, nastrojonych prawie że na pulsację ω_0 są tak wielkie dla wyższych harmonicznych, iż poprzez sprzężenia m i n przedostaje się do obwodu wskaźnikowego SEM-nej tak małe, w stosunku do SEM-nej wzbudzonej wprost poprzez sprzężenie M_0 , że można je pominąć. W dodatku — jak pokazują bliższe rozważania — tante SEM-nej są przesunięte w fazie prawie o 180° , a więc wzajemnie się znoszą (rys. 6).

Istotnie, dla pulsacji $p\omega_0$ opory urojone obwodów I i II są

$$X_{1p} = \frac{1}{p\omega_0 C} \left[\left(\frac{p\omega_0}{\omega_1} \right)^2 - 1 \right]$$

$$X_{2p} = \frac{1}{p\omega_0 C} \left[\left(\frac{p\omega_0}{\omega_2} \right)^2 - 1 \right]$$

Ponieważ $\omega_0 \approx \omega_1 \approx \omega_2$ przeto $\frac{p\omega_0}{\omega_1} \approx \frac{p\omega_0}{\omega_2} \approx p$

$$X_p \approx X_{1p} \approx X_{2p} \approx \frac{1}{\omega_0 C} \cdot \frac{p^2 - 1}{p}$$

Przy danem tłumieniu

$$\vartheta = \pi R \omega_0 C, \quad \omega_0 L \infty \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{\pi R}{\vartheta}$$

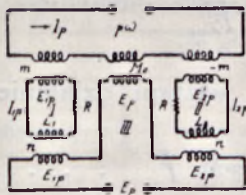
a przeto opór pozorny obwodów dla p -nej harmonicznej jest

$$Z_p = R + j \frac{p^2 - 1}{p} \cdot \frac{\pi R}{\vartheta} = R \left(1 + j \frac{\pi}{\vartheta} \frac{p^2 - 1}{p} \right)$$

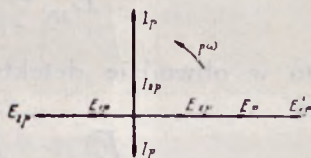
Przy ϑ rzędu kilku setnych można pominąć jednostkę wobec drugiego wyrazu. Będzie zatem

$$Z_p \infty j \frac{\pi}{\vartheta} R \frac{p^2 - 1}{p} = \omega_0 L \frac{p^2 - 1}{p} \dots (68)$$

a przeto można uważać, iż dla wyższych harmonicznych obwody I i II przedstawiają opory indukcyjne z samych tylko cewek L_1 i L_2 (rys. 5).



Rys. 5.



Rys. 6.

Pozatem, dla harmonicznych wyższych rzędów, można przyjmować

$$\frac{p^2 - 1}{p} \infty p$$

W ten sposób prąd $I_p \sin p \omega_0 t$ wzbudzi trzy SEM-ne

$$E'_{1p} = -j p \omega_0 m_1 I_p$$

$$E'_{2p} = -j p \omega_0 m_2 I_p$$

$$E_p = -j p \omega_0 M_0 I_p$$

Dwie pierwsze dadzą w obwodach I i II prądy

$$I_{1p} = - \frac{j p \omega_0 m_1 I_p}{j \omega_0 L_1 \frac{p^2-1}{p}} = - \frac{p^2}{p^2-1} \frac{m_1}{L_1} I_p$$

$$I_{2p} = - \frac{j \omega_0 m_2 I_p}{j \omega_0 L_2 \frac{p^2-1}{p}} = - \frac{p^2}{p^2-1} \frac{m_2}{L_2} I_p \quad (69)$$

Prądy te w dalszym ciągu wzbudzą w obwodzie III dwie SEM-ne

$$E_{1p} = -j \omega_0 n_1 I_{1p} \quad E_{2p} = -j \omega_0 n_2 I_{2p}$$

Oczywiście, wobec równości $m_1 = -m_2$ przy $n_1 = n_2$ i $L_1 \simeq L_2$ jest

$$E_{1p} = - E_{2p}$$

a przeto w obwodzie detektora wystąpi działanie jedynie SEM-nej

$$E_p = -j p \omega_0 M_0 I_p \quad \dots \quad (70)$$

o wartości

$$p \omega_0 M_0 I_p$$

Wskaźnik reagujący na kwadrat napięcia wykaże wychylenie ¹⁾

$$\alpha_p = \text{prop.} (p \omega_0 M_0 I_p)^2$$

W wypadku harmonicznycch od $p = 2$ do $p = q$ da on wychylenie (sumaryczne)

$$\alpha = \text{prop.} \sum_{p=2}^{p=q} (p \omega_0 M_0 I_p)^2 = \text{prop.} \omega_0 M_0 \sum_{p=2}^{p=q} (p I_p) \quad (71)$$

¹⁾ W założeniu dużego oporu omowego obwodu wskaźnikowego.

Tak więc, w razie obecności harmoniczných, uzyskanie zupełnego zera prądu w obwodzie detektora nie jest możliwe; może tu być tylko mowa o pewnym minimum.

Nie mniej jednak częstotliwość, dla której to minimum występuje, jest niezależna od wielkości i ilości harmoniczných. Od nich zależy jedynie wielkość tego minimum.

Niezależność tę mamy wskutek różnicy w częstotliwościach prądu kontrolowanego i harmoniczných. Zatem na dokładność wskazań przyrządu harmoniczne wpływu nie mają.

Okoliczność występowania — zamiast zera — pewnego minimum może być wykorzystana dla wykrywania obecności wyższych harmoniczných, t. j. dla stwierdzania stopnia odchylenia od sinusoidy prądu kontrolowanego.

Dyskusja czułości urządzenia. Jeśli miarą czułości układu nazwiemy tę najmniejszą zmianę pulsacji, która da się przy pomocy urządzenia kompensacyjnego stwierdzić, wówczas wyrażenie (39), napisane w postaci

$$\frac{\Delta E}{E_0} = \frac{3\pi}{\vartheta} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \right)$$

albo lepiej

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\vartheta}{3\pi} \frac{\Delta E}{E_0} \dots \dots \dots (72)$$

wskazuje, iż czułość względna układu, aczkolwiek zależna od ΔE , niemniej może być uczyniona teoretycznie dowolnie wielką przez zwiększenie wielkości SEM-nej kompensującej E_0 , t. j. przy danym układzie bądź to przez coraz to silniejsze sprzęganie urządzenia z obwodem prądu kontrolowanego, bądź to przez zwiększenie natężenia tego prądu.

Jeśli oznaczymy tę najmniejszą SEM-ną, która może być jeszcze spostrzeżona, przez ΔE_{mtn} , otrzymamy wyrażenie na wielkość najmniejszej dostrzegalnej zmiany częstotliwości w promilach, jako

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{1000 \vartheta}{3\pi} \frac{\Delta E_{mtn}}{E_0} \dots \dots \dots (73)$$

Względna czułość urządzenia zależy więc od

1. dekrementu tłumienia obwodów rezonansowych δ
2. SEM-nej kompensującej E_0 oraz
3. najmniejszej SEM-nej, dającej się wykryć w obwodzie wskaźnikowym.

1. Dekrement obwodów.

Wielkość tego dekrementu zależna jest w pierwszym rzędzie od budowy obwodów rezonansowych. Waha się ona w pewnych granicach w zależności od zakresu długości fali obwodu, od staranności wykonania elementów obwodu (cewek, kondensatorów, warjometrów sprzężenia) oraz od sposobu wykonania ekranów. Dla obwodu dobrego falomierza rezonansowego, składającego się z jednej cewki, wielkość dekrementu zawiera się w granicach od 0,016 do 0,05¹⁾.

W obwodach rezonansowych stosowanych w opisywanym urządzeniu, wobec istnienia warjometrów sprzężenia oraz osłon, dekrement ten zbliża się raczej do górnej granicy podanych wartości.

2. Wielkość SEM-nej kompensacji.

Zasadniczo wielkość ta może być uczyniona dowolnie dużą. Granicą zwiększania jej jest tu jedynie moc pobierana przez całe urządzenie pomiarowe, jak również względy grubości przewodów cewek oraz izolacji kondensatorów. Wielkość rzędu kilkunastu woltów nie jest zbyt znaczna nawet w urządzeniu pomiarowym.

3. Najmniejsza SEM-na w obwodzie wskaźnikowym.

Najmniejsza SEM-na ΔE , jaka daje się wykryć w obwodzie wskaźnikowym, zależy od czułości zastosowanego wskaźnika; czułość ta może być bardzo daleko posunięta. Wykrycie SEM-nej rzędu 0,01 V lub prądu rzędu 0,01 mA nie napotyka w przyrządach technicznych na zbytne trudności.

Ze względów praktycznych, odrzucając bardzo czułe, jednak zbyt skomplikowane w zastosowaniu technicznym przyrządy, jak: woltmetramplifikator katodowy lub termogalwa-

¹⁾ Patrz rozdział II.

nometr lusterkowy, zatrzymamy się tu na galwanometrze typu wskazówkowego o czułości $1^0 = 10^{-5} A$ wraz z detektorem stykowym. Zespół taki pozwala wykrywać SEM-ne rzędu 0,01 do 0,001 V, przytem jest urządzeniem bardzo prostem a jednocześnie dostatecznie pewnem i stałem w użyciu¹⁾.

W ten sposób, w myśl założeń powyższych, przyjmując np.

$$\vartheta = 0,06 \quad , \quad E_0 = 20 V \quad , \quad \Delta E = 0,01 V$$

z przybliżonego przeliczenia czułości według wzoru (73) otrzymujemy najmniejszą dającą się zauważyć względną zmianę częstotliwości

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{1000 \cdot 0,06}{3 \pi} \cdot \left(\frac{0,01}{20} \right) \approx 0,003\%$$

co przy długości fali $\lambda = 1000 m$ ($f = 300000$) stanowi ok. jeden okres na sekundę.

Zalety urządzenia kompensacyjnego. Zalety urządzenia kompensacyjnego uwydatniają się przez porównanie go z falomierzem rezonansowym.

Ażeby porównanie to przeprowadzić, należy zastanowić się nieco nad sprawą czułości falomierza rezonansowego.

Teoretycznie — czułość falomierza rezonansowego w samym punkcie rezonansu jest równa zero, bowiem w punkcie tym nachylenie stycznej do krzywej rezonansu jest równe zero (wierzchołek krzywej).

Praktycznie, pomiar możliwy jest tylko dzięki nieznacz-nemu \uparrow rozstrojeniu obwodu falomierza, aż do zauważenia

¹⁾ Należy tylko zwracać uwagę, aby nie występowała anomalia, opisana przeze mnie w L'Onde Electrique, Nr. 71, 1927, Novembre: „Sur une anomalie dans le fonctionnement des détecteurs à contact et sur ses conséquences“.

zmiany natężenia prądu w tym obwodzie, co jest zadaniem wskaźnika falomierzowego. Rozstrojenie to może być tem mniejsze, im mniejsze jest tłumienie obwodu falomierza oraz im większa jest względna czułość wskaźnika¹⁾.

Co się tyczy tej ostatniej sprawy — występują tu pewne trudności — bowiem przy rezonansie przez wskaźnik ten przepływa największy prąd, zaś przy rozstrojeniu następuje nieznaczne jego zmniejszenie. Jeśli więc założymy, że względna czułość wskaźnika prądu jest wielkością stałą, to przez stosowanie wskaźnika o coraz nawet większej czułości bezwzględnej bynajmniej nie dojdziemy do powiększenia czułości falomierza.

Dyskusja czułości falomierza rezonansowego. Pod wpływem prądu o częstotliwości mierzonej powstaje w falomierzu prąd

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \dots \dots (74)$$

który przy rezonansie uzyskuje wartość największą

$$I_r = \frac{E}{R} \dots \dots \dots (75)$$

Tutaj E oznacza SEM-ną wzbudzoną w obwodzie falomierza przez prąd kontrolowany (rys. 7).

Jeśli oznaczymy pulsację, dla której występuje rezonans, przez

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots \dots \dots ; \dots (76)$$

oraz dekrement tłumienia obwodu falomierza przez

$$\vartheta_0 = \pi R \omega_0 C \dots \dots \dots (77)$$

¹⁾ Ilość działek na jednostkę prądu.

wówczas równanie (74) przekształcimy na

$$I = \frac{E \omega C}{\sqrt{\left(\frac{\vartheta}{\pi}\right)^2 + \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1\right]^2}} \quad \dots (78)$$

gdzie $\vartheta = \pi R \omega C \approx \vartheta_c$.

Z równania tego wynika, iż

$$\left(\frac{dI}{d\omega}\right)_{\omega \rightarrow \omega_0} = 0$$

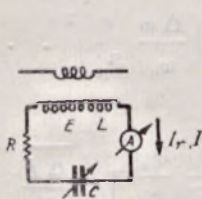
t. zn., iż w otoczeniu pulsacji ω_0 , nieskończenie małe zmiany ω nie powodują zmian prądu I (rys. 8).

Ażeby uzyskać zmianę prądu I_r do wartości I , a więc zmianę

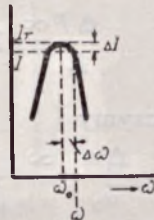
$$\Delta I = I_r - I$$

należy zmienić pulsację do wartości ω , takiej, aby spełniała równanie

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{E \omega C}{\sqrt{\left(\frac{\vartheta_0}{\pi}\right)^2 + \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1\right]^2}} \quad \dots (79)$$



Rys. 7.



Rys. 8.

otrzymane z równań (75) i (78).

Oznaczając rozstrojenie

$$\omega - \omega_0 = \Delta\omega$$

oraz biorąc pod uwagę, że

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega$$

jak również, że

$$\left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1 = \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1 \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

przedstawimy równanie (79) jako

$$\Delta I = E\omega C \left[\frac{1}{\frac{\vartheta_0}{\pi}} - \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\vartheta_0}{\pi}\right)^2 + 4\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \right] \quad (80)$$

Zaś przy założeniu upraszczającym¹⁾

$$1 + \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{\vartheta_0}\right)^2 - 1 \approx \frac{1}{2} \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{\vartheta_0}\right)^2 \quad (81)$$

oraz przy

$$I_r = \frac{E}{R} = \frac{E\pi\omega_0 C}{\vartheta_0}$$

biorąc stosunek

$$\frac{\Delta I}{I_r}$$

otrzymamy

$$\frac{\Delta I}{I_r} \approx 2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{\pi}{\vartheta_0}\right)^2 \dots \dots \dots (82)$$

Stąd wyznaczmy

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\vartheta_0}{\pi} \sqrt{\frac{\Delta I}{I_r}} \dots \dots \dots (83)$$

Ten ostatni wzór pokazuje, że czułość falomierza rezonansowego zależy od dwóch czynników:

1. od tłumienia obwodu falomierza ($\vartheta : \pi$)

¹⁾ Wobec małych rozstrojeń $\omega \approx \omega_0$, również $\vartheta \approx \vartheta_0$.

2. od względnej czułości wskaźnika $\left(\frac{\Delta I}{I_r} \right)$

Przyjmując dla dobrego falomierza przeciętny dekrement tłumienia $\mathfrak{D} = 0,025$, zaś względną czułość precyzyjnego przyrządu pomiarowego na $1,0\% = 0,01$, otrzymamy

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{0,025}{\pi} \sqrt{\frac{1}{100}} \approx 0,0006$$

czyli

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = 0,6\text{‰}$$

czułość znacznie mniejszą, aniżeli przy pomocy urządzenia kompensacyjnego, tembardziej, że czułość przyrządu wskaźnikowego w falomierzu rezonansowym wchodzi tu pod pierwiastkiem ¹⁾.

¹⁾ Np. czułość falomierza, wykonanego według wzoru Komisji Technicznej Międzynarodowej Unji Radjofonicznej przez kierownictwo warszawskiej radiostacji Polskiego Radja wynosi około 1 m na 1000 (przy założeniu, że dostrzegalna zmiana wychylenia termoamperomierza wynosi $\frac{1}{4}$ podziałki.)

ROZDZIAŁ II.

Opis aparatu.

Obwody rezonansowe. Najgłówniejszą częścią urządzenia wskaźnika stałości fali są obwody rezonansowe $L_1 C_1$ i $L_2 C_2$. Rozważania odnośnie wogóle najkorzystniejszej budowy obwodów rezonansowych wskazują, iż dla danej fali przy różnych wartościach stosunku indukcyjności do pojemności L/C , dekrement tłumienia obwodu pozostaje naogół stały, bowiem ze wzrostem pojemności C maleje indukcyjność L , a przeto i opór R . Zatem, przy danym dekremencie, korzystniejsza będzie mniejsza wartość indukcyjności L przy większej wartości pojemności C , gdyż wówczas opór skuteczny obwodu (rzeczywisty) R wypada mniejszy. Jednakże, jeśli przyrząd ma być przeznaczony dla pewnego zakresu fal, ze wzrostem C napotyka się na trudności, związane z dostrajaniem obwodu (pokrycie zakresu fal). Oprócz tego, ze zmniejszaniem indukcyjności L coraz to większą część całej indukcyjności obwodu stanowią uzwojenia cewek, służących do niezbędnego sprzęgania obwodów. Tak np., przy danym kondensatorze zmiennym o max. pojemności 500 *cm.* przy wybranym zakresie długości fal od ok. 1000 do 1200 *m.*¹⁾, stosunek L/C daje się uczynić równym 125000 (*H F*) przy dołączonej stałej

¹⁾ Taki wybór zakresu fal był uczyniony z myślą o możliwości przeprowadzenia prób z przyrządem na Warszawskiej radiostacji Polskiego Radja (fala 1111,1 *m.*).

pojemności ok. 1500 *cm.*, zaś opór obwodu ok. 8 omów, co odpowiada dekrementowi tłumieniu $\delta \approx 0,065$.

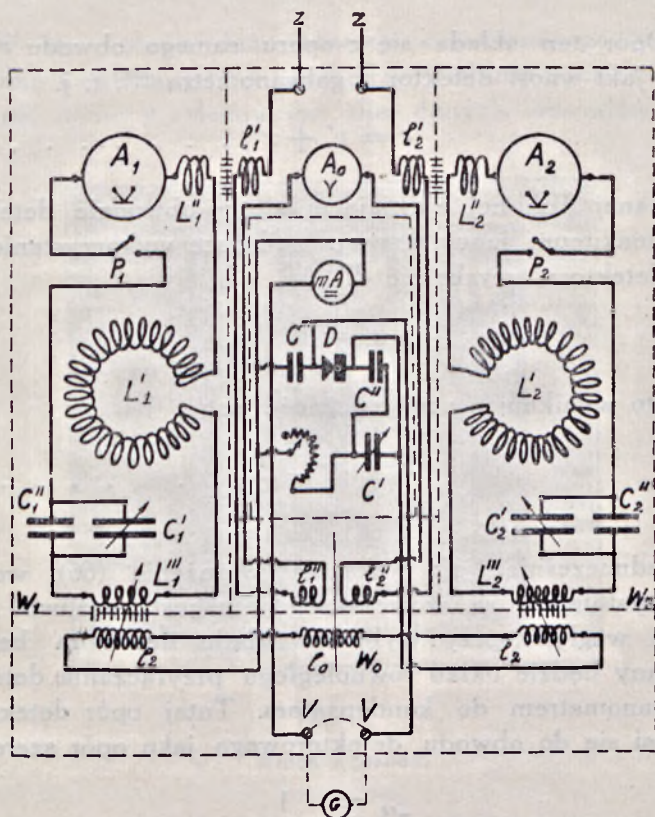
W celu uniknięcia niepożądanych sprzężeń między obwodami oraz oddziaływań zewnętrznych, nadano głównym cewkom obwodów rezonansowych kształt toroidalny. Aczkolwiek niewątpliwie nie jest to kształt najdogodniejszy ze względu na najmniejszy opór cewek, to jednak doświadczenia z cewkami o obwodzie magnetycznym otwartym pokazały, że pomimo stosowanych osłon powstawały zbyt silne sprzężenia między obwodami rezonansowymi. Sprzężenia te dawały się przez odpowiednie wzajemne ustawienie cewek usunąć, jednak natychmiast — po założeniu osłon (ekranów) — zjawiały się z powrotem i nie dawały się usunąć nawet przez zastosowanie specjalnych urządzeń odsprzęgających. Jest to spowodowane powstawaniem w metalowych płytach osłon prądów wirowych o różnych przesunięciach faz, za pośrednictwem których to prądów następowało sprzęganie się obwodów

Oprócz głównej cewki toroidalnej w skład indukcyjności obwodów rezonansowych wchodzi cewka sprzężenia z obwodem zasilającym oraz uzwojenie warjometru sprzężenia z obwodem detektorowym.

Kondensatory stałe obwodów rezonansowych są kondensatorami mikowemi, kondensator zmienny powietrzny typu wysuwanego, a nie obrotowego, a to dla zmniejszenia do minimum zmian rozkładu pola elektrycznego, występujących wraz ze zmianą pojemności kondensatora. Kondensatory zmienne są zaopatrzone w urządzenia demultiplikacyjne.

Obwody od siebie są ekranowane przy pomocy osłon z blachy glinowej grubości 2 *mm.* w celu uniknięcia niepożądanych sprzężeń, przede wszystkim pojemnościowych. W miejscach osłon, gdzie mają zachodzić niezbędne sprzężenia indukcyjne, zastosowano ekrany dzielone w postaci bądź to rozciętych spiral — w wypadku sprzężeń cewek płaskich, bądź to rozciętych wzdłuż tworzącej linii śrubowych, dla cylindrycznych warjometrów ósemkowych. Tego rodzaju bowiem warjometry zastosowano jako warjometry

indukcyjności wzajemnej dla sprzężenia obwodów rezonansowych z obwodem detektorowym oraz obwodu zasilającego z obwodem detektorowym. Osłonę między statorem a rotorem stanowi tu trzecie uzwojenie cylindryczne, nawinięte między nimi i rozcięte z jednej strony wzdłuż tworzącej walca, z drugiej zaś strony — zlutowane. Warjometry zaopatrzone są w demultiplikatory.



Rys. 9.

Każdy z obwodów rezonansowych zawiera termoamperomierz (max. 500 mA, 1,2 oma) oraz wyłącznik.

Obwód detektorowy. W celu najlepszego wyzyskania detektora pod względem jego czułości, obwód detektorowy

powinien być odpowiednio przystosowany do obwodów rezonansowych.

Warunek dopasowania wynika z zależności określonej już wzorem (64); a mianowicie, najkorzystniejszy opór obwodu detektorowego jest

$$r = \frac{3 \omega^2 n^2}{2 R} \dots \dots \dots (64)$$

Opór ten składa się z oporu samego obwodu r' oraz oporu, jaki wnosi detektor z galwanometra r'' , t. j.

$$r = r' + r'' \dots \dots \dots (84)$$

Przy danej SEM-nej zjawiającej się w obwodzie detektorowym, maximum mocy, a więc najlepsze wykorzystanie czułości detektora, uzyska się dla

$$r' = r''$$

a przeto wynikająca stąd zależność jest

$$r' = r'' = \frac{r}{2} \dots \dots \dots (85)$$

Jednocześnie, jak wskazuje wyrażenie (66), warunki najkorzystniejsze są wówczas, gdy r jest możliwie małe. Z tego względu, przy wyborze układu detektora bardziej wskazany będzie układ równoległego przyłączenia detektora z galwanometrem do kondensatora. Tutaj opór detektora ρ przenosi się do obwodu detektorowego jako opór szeregowy

$$r'' \stackrel{\infty}{=} \frac{1}{\omega^2 c^2 \rho} \dots \dots \dots (86)$$

Biorąc pod uwagę zależność (85), określimy stąd

$$c \stackrel{\infty}{=} \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{2}{\rho r}} \dots \dots \dots (87)$$

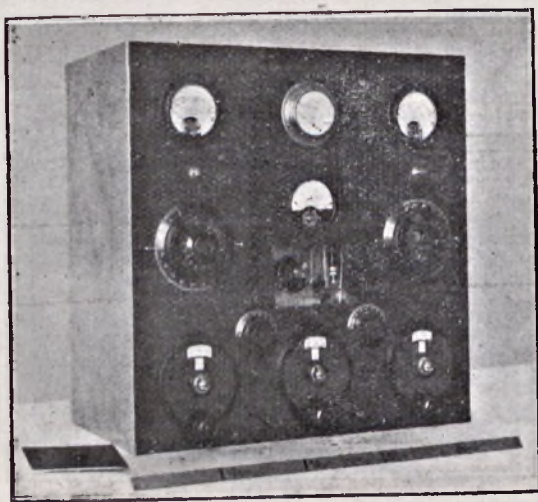
Z drugiej zaś strony warunek dostrojenia obwodu detektorowego daje zależność, zgodnie ze wzorem (50)

$$lc = \frac{1}{\omega^2}$$

czyli

$$l = \frac{1}{\omega^2 c}$$

W ten sposób dane obwodu detektorowego są więc określone z chwilą, gdy znana będzie wielkość oporu r oraz ρ . Wielkość oporu r zależna jest dla danych obwodów rezo-



Fot. 10.

Widok z przodu.

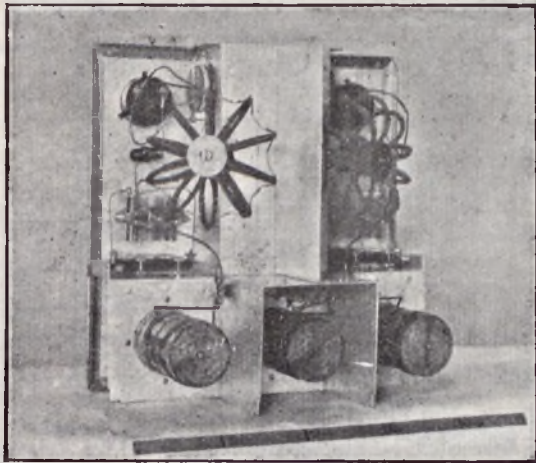
nansowych i dla danej fali — od wielkości sprzężenia n , ta ostatnia zaś — od wielkości SEM-nej kompensacji E_0 , bowiem

$$E_0 = I_1 \omega n_1 \infty I_2 \omega n_2 \dots \dots \dots (88)$$

Dla uzyskania danej czułości, E_0 winno być możliwie duże, co daje się uzyskać przez zwiększanie $I_{1,2}$ lub $n_{1,2}$.

Granicą zwiększania n jest ilość zwojów rotorów warjometrów sprzężenia W_1 i W_2 , bowiem wzrasta z nią fala własna cewek rotorów, a przeto zachodzi obawa, że w obwodzie detektorowym będzie uniemożliwione sumowanie SEM-nych. Granicę zwiększania I_1 i I_2 jest moc pobierana przez obwody rezonansowe oraz grubość przewodów i napięcia w tych obwodach. Zakładając więc pewne E_0 , potrzebne dla uzyskania żądanej czułości, można wybrać dogodne $I_{1,2}$ oraz n . Tem samym określone jest r .

Wielkość oporu ρ detektora nie jest stałą nawet dla danego typu detektora, lecz zmienia się wraz z wyborem punktu pracy ¹⁾ oraz z amplitudą napięcia detektowanego.



Fot. 11.

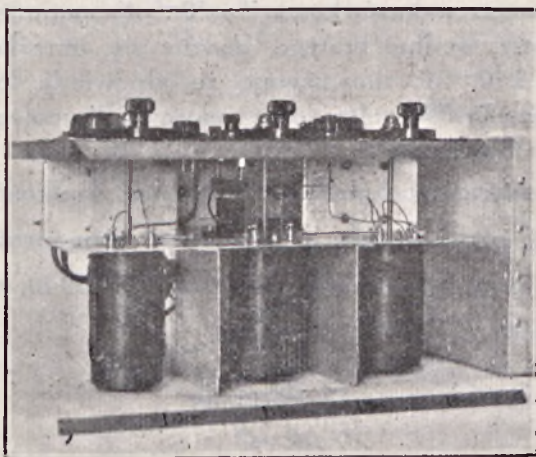
Widok od tyłu po zdjęciu przykrywy.

W celu określenia tego oporu dla danego zespołu detektora i galwanometru, wykonano szereg pomiarów oporu w funkcji napięcia zmiennego detektowanego (względnie prądu zdetektowanego).

¹⁾ Punktem pracy nazywamy miejsce na kryształach detektora oraz początkowe napięcie polaryzujące około którego zachodzą wahania napięcia detektowanego.

Metoda pomiaru oporu ρ była następująca:

Równolegle do kondensatora c obwodu rezonansowego o oporze uprzednio zmierzonym s , dołączono zespół detektor-galwanometr, przyczem znów mierzono opór tego obwodu. Pomiar uskutecziano przez włączanie szeregowo znanego oporu q i zwiększenie SEM-nej, działającej w obwodzie, aż do otrzymania tego samego wychylenia galwanometru, jakie było przed dołączeniem oporu q . Wielkość SEM-nych przed włączeniem oporu q i po włączeniu, obliczano z wielkości prądu indukującego I' i ze współczynnika indukcji wzajemnej M_0 . W ten sposób, dla różnych wychyleń galwanometru



Fot. 12.

Widok z boku po zdjęciu przykrywy.

określono opór obwodu po dołączeniu detektora s' , a stąd opór szeregowy, jaki wnosi detektor $s' - s$.

Opór równoległy oblicza się wówczas jako

$$\rho = \frac{1}{\omega_1 c_1 (s' - s)} \dots \dots \dots (89)$$

Opór ten określono dla prądów wyprostowanych w zakresie od $1 \cdot 10^{-6}$ A do $150 \cdot 10^{-6}$ A, co odpowiada bardziej

i mniej czułym galwanometrom wskazówkowym, które są przewidziane jako wskaźniki w urządzeniu kompensacyjnym.

Wykresy zależności

$$\rho = f(I_{D0})$$

dla detektora z czulej galeny syntetycznej przedstawia rys. 17.

Te same pomiary pozwalają obliczyć wielkość napięć, jakie są potrzebne na zaciskach zespołu detektor-galwanometr dla wywołania danego prądu wyprostowanego I_{D0} .

Zależność ta $V = f(I_{D0})$ przedstawiona jest na rys. 18.

Przyjmując dla wskaźnika o większej czułości (100 omów galwanometr wskazówkowy $I^0 = 10^{-6} A$) najmniejszy prąd wyprostowany, według którego będzie się określać stałość fali, równy $2 \cdot 10^{-6} A$, zauważymy, że odpowiada to napięciu na detektorze 0.003 wolta oraz oporowi równoległemu detektora ok. 3300 omów.

Dane elektryczne obwodu. Ponieważ wielkość SEM-nej kompensacji przy prądzie w obwodach rezonansowych $I_1 \approx I_2 \approx 0,43 A$ przy fali średniej zakresu $\lambda \approx 1100 m$, $\omega \approx 1,7 \cdot 10^6$, wybrano rzędu $E_0 \approx 10 V$, przeto

$$n \approx 14000 cm$$

Przyjmując opór obwodów rezonansowych $R \approx 8 \Omega$, ze wzoru (64) obliczamy

$$r \approx 100 \Omega$$

Dla obliczenia pojemności obwodu przyjmiemy jakąś pośrednią wartość równoległego oporu detektora dla amplitud między 3 mV a 10 mV, np. około 2200 omów.

Pojemność obwodu detektorowego wyniesie zatem według wzoru (87)

$$c \approx 1840 \mu\mu. F \approx 1650 cm$$

oraz indukcyjność

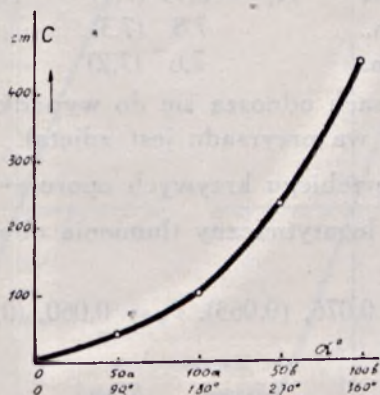
$$l \cong 185000 \text{ cm}$$

W urządzeniu kompensacyjnym wykonane cewki (ruchome rotory warjometrów W^1 , W_2 i W_0) posiadają indukcyjność

$$l = l_1 + l_2 + l_0 \cong 178000 \text{ cm}$$

Jako pojemność zastosowano kondensator stały rzędu 1500 cm. oraz zmienny o max. pojemności 500 cm.

Ponadto w obwodzie znajduje się regulowany opornik o max. oporze 1000 omów, mający za zadanie ograniczanie



Rys. 13.

Pojemności obwodów drgań C_1 i C_2

prądu w detektorze przed uzyskaniem skompensowania układu, a to dla uniknięcia przeciążenia detektora.

Zaciski vv (rys. 9) umożliwiają włączenie dodatkowego galwanometru poza obrębem aparatu.

Obwód zasilający. Obwód zasilający składa się z dwóch cewek sprzężonych z obwodami rezonansowymi oraz ze statora warjometra W_0 . Zawiera on ponadto amperomierz o skali max. 1 A dla kontroli prądu zasilającego.

Zaciski zz służą do doprowadzenia prądu o częstotliwości kontrolowanej.

Dane elektryczne obwodów.

Obwody rezonansowe.

Cewki główne	$L'_1 = 160000 \text{ cm.}$	$L'_1 = 165000 \text{ cm.}$
Cewki sprzężenia	$L''_1 = 25400 \text{ cm.}$	$L''_2 = 26000 \text{ cm.}$
Statory warjometrów	$L'''_1 = 26500 \text{ cm.}$	$L'''_2 = 26800 \text{ cm.}$
Indukcyjność całkowita	$L_1 = 211900 \text{ cm.}$	$L_2 = 217800 \text{ cm.}$
Kondensatory stałe	$C'_1 = 1220 \text{ cm.}$	$C''_2 = 1150 \text{ cm.}$
Kondensatory zmienne max.	$C'_1 = 455 \text{ cm.}$	$C'_2 = 450 \text{ cm.}$

(wykres na rys. 13).

Opór skuteczny obwodów w omach:

dla fali 1040 m.	$R_1 = 8,15 (7,5)$	$R_2 = 7,95 (7,3)$
1110 m.	7,8 (7,3)	7,5 (7,1)
1180 m.	7,6 (7,2)	7,3 (7,0)

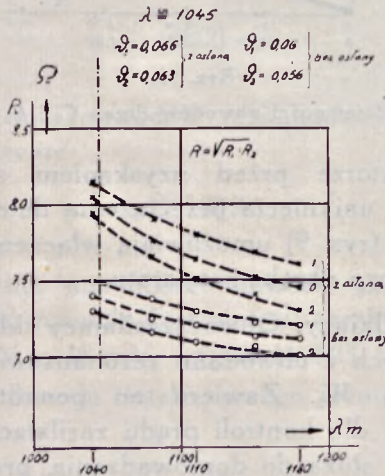
(liczby w nawiasach odnoszą się do wypadku, gdy przykrywa przyrządu jest zdjęta).

(wykres przebiegu krzywych oporu — rys. 14),

Dekrement logarytmiczny tłumienia obwodów

średni

$$\vartheta_1 = 0,076, (0,063); \vartheta_2 = 0,060, (0,056).$$



Rys 14.

Obwód zasilający. Cewki sprzężenia z obwodami rezonansowymi:

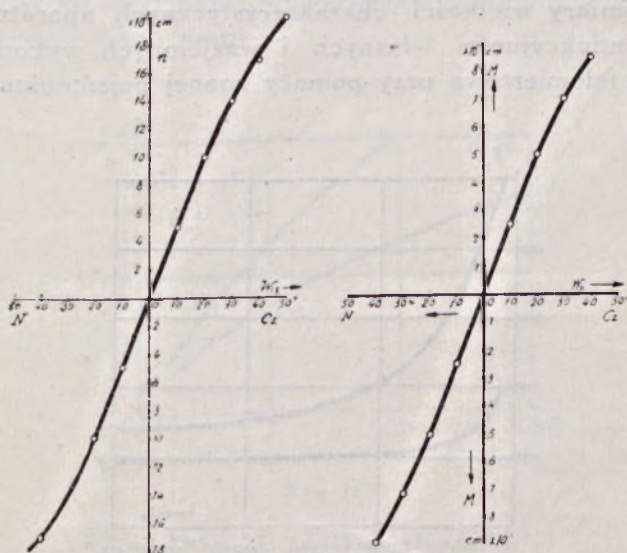
indukcyjność $l_1 = 29600 \text{ cm}$ $l_2 = 30600 \text{ cm}$.

indukc. wzajemna $m_1 = 2200 \text{ cm}$ $m_2 = 2150 \text{ cm}$.

Stator warjometra sprzężenia z obwodem detektorowym

$l_1'' + l_2'' = 25600 \text{ cm}$.

(wykres indukcyjności wzajemnej rys. 16).



Warjometry: lewy 1 i prawy 2.

Warjometr środkowy.

Rys. 15.

Rys. 16.

Wykres indukcyjności wzajemnej.

Obwód detektorowy. Rotory warjometrów sprzężenia z obwodem zasilającym:

$l_0 = 59500 \text{ cm}$.

Rotory warjometrów sprzężenia z obwodami rezonansowymi

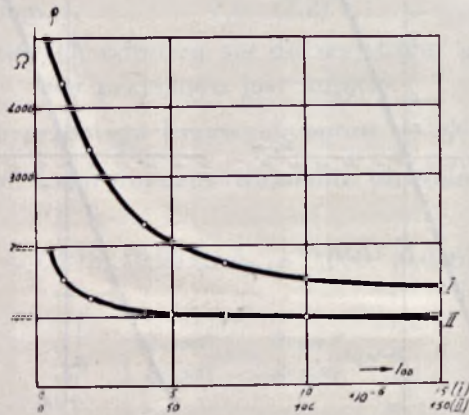
$l_1 = 59200 \text{ cm}$ $l_2 = 59100 \text{ cm}$.

Całkowita indukcyjność	$l =$	177800 <i>cm.</i>
Fala własna	$\lambda =$	96 <i>m.</i>
Kondensator stały	$C'' =$	1400 <i>cm.</i>
„ zmienny	$C' =$	max. 500 <i>cm.</i>

Opór skuteczny (bez detektora) dla fali średniej
ok. 25 omów

(wykresy indukcyjności wzajemnej warjometrów rys. 15).

Pomiary wielkości charakterystycznych aparatu. Pomiary indukcyjności własnych i wzajemnych wykonywano metodą falomierzową przy pomocy znanej pojemności.



Rys. 17.

Opór (równoległy) zespołu „detektor-galwanometr”.
(galena syntetyczna)

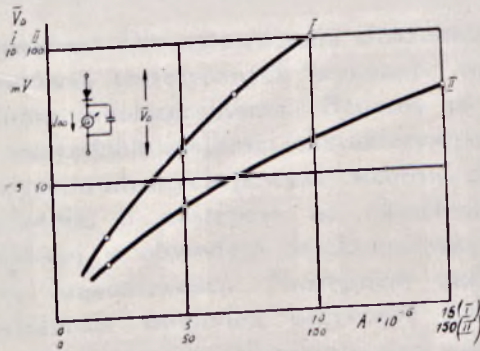
Pomiary pojemności—metodą mostkową przez porównanie z pojemnościami wzorcowymi.

Pomiary oporności obwodów rezonansowych wykonano metodą włączania dodatkowego oporu. Obliczona z danych obwodu wartość dekrementu logarytmicznego sprawdzono przez zdjęcie krzywej rezonansu obwodu. Ponadto opory

obwodów sprawdzono przez pomiar prądu w obwodzie rezonansowym oraz obliczenie SEM-nej, która go wywołuje.

Strojenie aparatu. Strojenie aparatu odbywa się w sposób następujący.

Ustawivszy opornik obwodu detektorowego na maksimum oporu, doprowadza się prąd o częstotliwości kontrolowanej do zacisków z z (sprzężenia warjometrów W_1 , W_2 i W_0 są przytem ustawione na zera) i reguluje się natężenie tego prądu, aż do otrzymania wychylenia amperomierza A_0 w granicach skali (ok. 1 amp).



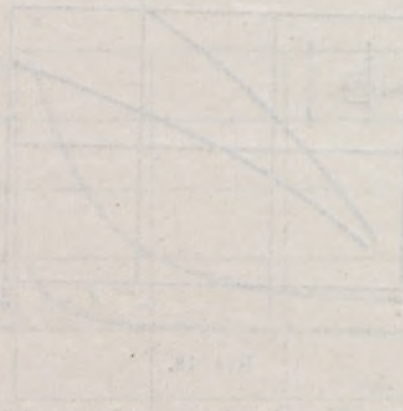
Rys. 18.

Czułość zespołu „detektor-galwanometr”.
(galena syntetyczna)

Następnie, zamknąwszy wyłączniki P_1 i P_2 , nastroja się obwody $L_1 C_1$ i $L_2 C_2$ przez obrót kondensatorów C_1' i C_2' do rezonansu (wychylenie termoamperomierzy ok. 500 mA). Teraz rozstraja się obwody: jeden przez pokręcenie kondensatora np. w lewo (zmniejszenie pojemności) aż do doprowadzenia obwodu do stanu poniżej rezonansu, drugi przez pokręcenie w prawo—powyżej rezonansu—aż do otrzymania wychyleń amperomierzy A_1 i A_2 , wynoszących $\frac{1}{2} \sqrt{3} \approx 0,86$ wartości prądu rezonansowego (ok. 0,430 A).

Następnie ustawia się pewne sprzężenia w warjometrach W_1 i W_2 (jednakowego znaku)¹⁾, które przy pomocy warjometru W_0 kompensuje się. Kompensowanie to stwierdza się—przy stopniowym zmniejszaniu oporu regulowanego opornika obwodu detektorowego w miarę zbliżania się do stanu równowagi—przez sprowadzaniem do zera wychylenia galwanometru wskaźnikowego, które przy równowadze SEM-nych staje się zerem.

Ostatnią czynnością jest dostrojenie obwodu detektorowego do rezonansu przy pomocy kondensatora obrotowego c' .



¹⁾ Kierunki sprzężeń (znaki) są oznaczone na skalach warjometru kolorami: czerwonym (Cz.) i niebieskim (N.).

ROZDZIAŁ III.

Pomiary czułości urządzenia.

Cel pomiarów. Dla sprawdzenia słuszności przeprowadzonych rozumowań teoretycznych wykonano aparat i poddano go badaniu laboratoryjnemu. Badanie to polegało na wymierzeniu wszystkich wielkości charakterystycznych, które wchodzi do wyprowadzonych powyżej wzorów, określających czułość urządzenia, a następnie na określeniu przyrostu prądu lub SEM-nej w obwodzie detektorowym, wywołanego znaną zmianą częstotliwości. Następnym zadaniem było określenie zależności wychyleń przyrządu wskaźnikowego od zmian częstotliwości oraz określenie stąd granicznej czułości urządzenia.

Sprawdzenie wzoru uskuteczono na przyrostach częstotliwości możliwie małych, jednak leżących niezbyt blisko granicy największej czułości urządzenia, a to dla uniknięcia operowania zbyt małymi wielkościami prądów lub napięć.

Sposób badania był następujący.

Aparat skompensowano dla pulsacji ω_0 , poczem zmieniano pulsację o $+\Delta\omega$ lub $-\Delta\omega$ i notowano wychylenie wskaźnika obwodu detektorowego. Następnie, przy tym samym ustawieniu detektora cechowano obwód detektorowy t. j. określano jego opór oraz wielkość prądu w nim płynącego, odpowiadające danemu wychyleniu. Pomiary wykonywano w zależności od: przyrostów częstotliwości, ustawień

detektora, natężenia prądu kontrolowanego, długości fali, oraz sprzężenia obwodu detektorowego.

Przedewszystkiem sprawdzeniu podlega wzór (72), łącznie ze wzorem (62), a więc wyrażenie

$$\Delta I' = \frac{3\pi}{\vartheta} E_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{r + \frac{3\omega^2 n^2}{2R}}$$

Mając w nim znane wszystkie wielkości po prawej stronie równania, można obliczyć $\Delta I'$, jakie ma wywołać znana zmiana $\Delta\omega$. Tu $\Delta I'$ zmierzono w działkach wychYLENIA galwanometru, a następnie zaraz cechowano obwód detektora znaną SEM-ną E_{0c} oraz określano jednocześnie opór r obwodu detektorowego.

Wówczas

$$\Delta I' = \frac{E_{0c}}{r}$$

Sprawdzenie polegało zatem na porównaniu wielkości $\frac{E_{0c}}{r}$ z wartością wyrażenia

$$\frac{3\pi}{\vartheta} E_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \cdot \frac{1}{r + \frac{3\omega^2 n^2}{2R}}$$

Następnym zadaniem — jak już wspomniano — było wyznaczenie zależności

$$\Delta I' = f(\Delta\omega)$$

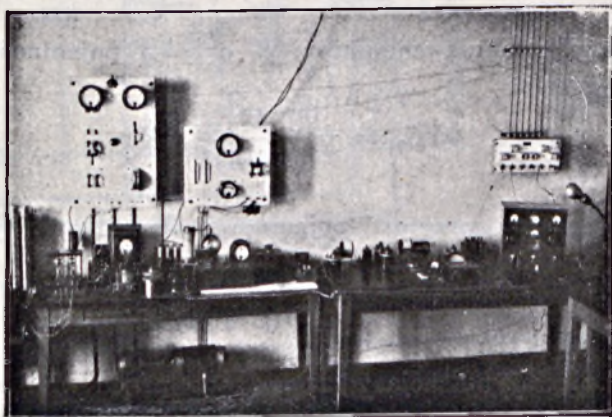
które pozwala obliczyć graniczną czułość urządzenia.

Układ doświadczenia (rys. 19).

Generator prądów wielkiej częstotliwości. Układ połączeń przedstawia rys. 20. Generator lampowy, będący źród-

dłem prądu o częstotliwości kontrolowanej, jest układem o wzbudzeniu obcem. Ma to na celu utrzymanie stałej częstotliwości prądu oraz uniknięcie oddziaływania odbiornika energii — w danym wypadku wskaźnika stałości fali — na tę częstotliwość¹⁾. Dla dalszego uniezależnienia stanu pracy generatora od wpływu urządzenia wskaźnikowego, generator pracował na obwód o dużym oporze omowym.

Filtr. W celu wyeliminowania harmonicznych, a więc uzyskania możliwie czystej fali sinusoidalnej, zastosowano między generatorem a wskaźnikiem stałości fali filtr kilku-



Fot. 19.

Zestaw przyrządów do pomiarów.

członowy pojemnościowo-indukcyjnościowy, nastrojony na częstotliwość fali podstawowej.

Zmiana ω . Zmianę częstotliwości uskuteczniało przez dołączanie, bądź odłączanie dodatkowej pojemności do pojemności obwodu drgań generatora wzbudzającego. Zastosowano tu układ potencjometru pojemnościowego, który pozwala

¹⁾ Sprawdzenie stałości fali uskuteczniało metodą dudnień akustycznych.

na wygodne operowanie zmianami niezbyt małych pojemności dla uzyskania bardzo małych zmian pojemności wypadkowej.

Wystarcza tu jednostopniowy układ potencjometru pojemnościowego. Zasada tego potencjometru jest następująca: W szereg z kondensatorem C włączony jest kondensator o znacznie większej pojemności K , zaś równolegle do tego ostatniego dołącza się małą pojemność ΔK .

Pojemność wypadkowa tego układu dwóch pojemności połączonych w szereg jest

$$C_0 = \frac{KC}{K+C}$$

Przy zmianie pojemności K o $\pm \Delta K$ pojemność C_0 uzyskuje przyrost

$$\Delta C_0 = \pm \frac{C^2}{(C+K)^2} \Delta K$$

Względny przyrost pojemności wypadkowej jest więc

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} = \pm \frac{C \Delta K}{(C+K)K}$$

Ponieważ pulsacja wytwarzanego prądu wielkiej częstotliwości jest

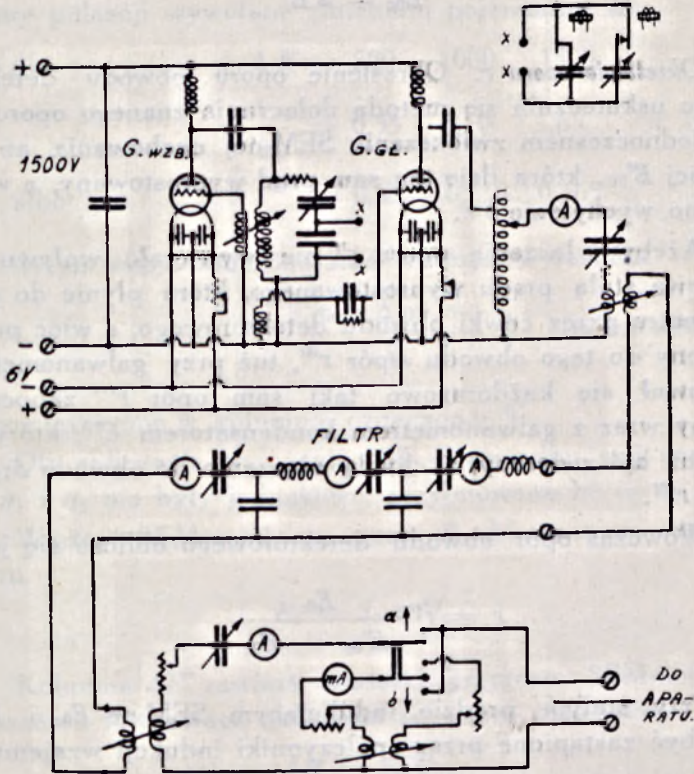
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

przeto względny przyrost pulsacji odpowiadający tej zmianie pojemności jest

$$\pm \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \mp \frac{\Delta C_0}{2C_0} = \mp \frac{C \Delta K}{2(C+K)K} \quad (90)$$

Określenie ΔE . Jeśli układ wskaźnikowy został zrównoważony dla pulsacji ω_0 , to z chwilą włączenia pojemności ΔK lub odłączenia takiej samej pojemności, t. j. przy zmianie pulsacji o $\pm \Delta \omega$ nastąpi wychylenie galwanometru w obwodzie detektorowym o $\Delta \alpha$.

Dla określenia wielkości SEM-nej ΔE , która wychylenie to spowodowała, cechuje się obwód detektorowy przez wzbudzenie w nim np. po przez sprzężenie warjometru W_0 (przy obwodach rezonansowych przerwanym) takiej SEM-nej E_{0c} , która daje to same wychylenie $\Delta \alpha$.



Rys. 20.

Wielkość SEM-nej E_{0c} oblicza się wtedy jako

$$E_{0c} = I_{0c} \omega M_{0c}$$

gdzie I_{0c} jest to prąd indukujący, zaś M_{0c} współczynnik indukcji wzajemnej warjometru W_0 .

Wobec równości prądów w galwanometrze (wyprostowanych) musi istnieć równość napięć na zaciskach detektora, a przeto równość prądów w obwodzie. Wobec stałości oporu obwodu (to samo ustawienie detektora) oznacza to równość SEM-nych. Zatem powyższa SEM-na jest

$$E_{0c} = \Delta E$$

Określenie oporu r . Określenie oporu obwodu detektorowego skutecznia się metodą dołączania znanego oporu r'' przy jednoczesnym zwiększaniu SEM-nej cechowania aż do wartości E'_{0c} , która daje ten sam prąd wyprostowany, a więc to samo wychylenie $\Delta \alpha$.

Ażeby włączenie oporu r'' nie wywierało wpływu na składową stałą prądu wyprostowanego, która płynie do galwanometru przez cewki obwodu detektorowego, a więc przez włączony do tego obwodu opór r''' , tuż przy galwanometrze znajdował się każdorazowo taki sam opór r''' zabocznikowany wraz z galwanometrem kondensatorem C''' , który to opór ten był zwierany, z chwilą włączenia do obwodu drgań oporu r''' .

Wówczas opór obwodu detektorowego oblicza się jako

$$r = r'' \frac{E_{0c}}{E'_{0c} - E_{0c}}$$

Przy stałym prądzie indukującym SEM-ne E_{0c} i E'_{0c} mogą być zastąpione przez współczynniki indukcji wzajemnej:

$$r = r''' \frac{M_{0c}}{M'_{0c} - M_{0c}}$$

Wyniki pomiarów. Wyniki pomiarów zawarte są w tabelicy 1-ej.

Pomiary przeprowadzono dla fali $\lambda = 1040 \text{ m}$. oraz dla fali $\lambda = 1125 \text{ m}$., zmieniając pojemność K o ± 500 , ± 1000 , i $\pm 1500 \text{ cm}$.

Na zasadzie danych potencjometru pojemnościowego

$$C = 2460 \text{ cm.}$$

$$K = 105500 \text{ cm.}$$

obliczamy ze wzoru (90) następujące wartości względnej zmiany pulsacji wywołane zmianami pojemności K :

dla	$\pm \Delta K =$	500	1000	1500	
	$\pm \frac{\Delta \omega}{\omega_0} =$	0,55	1,10	1,65	$\times 10^{-4}$
albo		0,55	0,110	0,165	$\%_{00}$

W dalszym ciągu obliczone stąd wartości wyrażenia

$$\frac{3 \pi}{\delta} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad (\text{patrz wzór 72})$$

są pomieszczone w kolumnie oznaczonej Ψ .

Dla obliczenia wyrażenia (64) w wypadku, gdy sprzężenia n_1 i n_2 nie były jednakowe, przyjmowano $n^2 = n_1 n_2$.

Wartość SEM-nej kompensacji E_0 obliczano na zasadzie wzoru

$$E_0 = I_0 \omega M_0$$

Kolumna ΔE zawiera wartości przyrostu SEM-nej przy naruszeniu równowagi, obliczone ze wzoru (72), jako

$$\Delta E = E_0 \Psi$$

Prąd I_{0c} jest prądem cechowania obwodu detektorowego w położeniu dolnym przełącznika — rys 20.

SEM-na E_{0c} jest to wielkość, jaka jest potrzebna w obwodzie detektorowym, aby wychylenie galwanometru wyniosło $\Delta \alpha$, a więc było takie same, jakie daje zmiana częstotliwości $\Delta \omega$. Oblicza się to E_{0c} jako

$$E_{0c} = I_{0c} \omega M_{0c}$$

T A B L I-

Nr.	λ	ω	ΔK	I_0	I_1	I_2	W_0	M_0	W_1	n_1	W_2	n_2	$\frac{3\omega^2 n^2}{2R}$	E_0
	m	$\frac{2\pi f}{sec}$	cm	A	mA	mA	o	μH	o	μH	o	μH	Ω	V
I 1	1040	$1,82 \cdot 10^6$	± 1000	1,02	430	430	15	3,1	16,2	8,2	17	8,5	44	6,9
				0,94	400	400	15	3,1	16	8,0	17	8,5	43	6,9
				0,88	370	370	15	3,1	16	8,0	16,5	8,3	42	5,9
				0,74	310	310	15	3,1	16	8,0	16	8,0	40	5,0
				0,62	240	240	15	3,1	15,5	7,6	16	8,0	38	4,1
II 1	1040	$1,82 \cdot 10^6$	± 1000	1,02	430	430	10	2,4	10,5	5,3	10,8	5,4	18	4,5
				1,01	430	430	15	3,7	16	8	17	8,3	41	6,9
				1,02	430	430	20	4,9	21	10,3	23	11,2	72	9,1
				1,02	430	430	25	6,0	27	12,8	30	14	112	11,2
				1,02	430	430	30	7,1	36	16	39	17	170	13,2
III 1	1040	$1,82 \cdot 10^6$	± 1500	1,02	430	430	20	4,9	21	10,3	23	11,2	72	9,1
			1000	1,02	432	430	20	4,9	21	10,3	23	11,2	72	9,1
			500	1,02	433	429	20	4,9	21	10,3	23	11,2	74	9,1
IV 1	1125	$1,68 \cdot 10^6$	± 1000	1,01	430	430	10	2,4	11	5,4	11	5,4	16	4,1
							15	3,7	15,5	7,5	16,5	8,2	35	6,3
							20	4,9	21	10,4	22,5	11	64	8,3
							25	6,0	26	12,5	30	14	98	10,2
							30	7,2	36	16,2	39	17	154	12,2

C A . I.

V	ΔE	I_{0c}	W_{0c}	M_{0c}	E_{0c}	W'_{0c}	M'_{0c}	r'''	r	$r + \frac{3\omega^2 n^2}{2R}$	$\Delta\alpha$	$\frac{\Delta E}{3\omega^2 n^2}$	$\frac{E_{0c}}{r}$
												$r + \frac{3\omega^2 n^2}{2R}$	r
$\times 10^{-4}$	mV	mA	o	ηH	mV	o	ηH	Ω	Ω	Ω	o	mA	mA
159	109	9,75	18	4,4	78	37,5	8,2	100	116	160	16	0,68	0,67
159	100	9,60	18	4,4	77	36	8,0	100	124	167	14	0,60	0,62
159	94	9,05	18	4,4	73	35	7,9	100	134	176	12,5	0,53	0,54
159	80	9,15	14	3,5	58	25	6,2	100	123	163	10	0,49	0,47
159	65	8,05	13,5	3,3	48	29	6,9	100	112	150	8	0,43	0,43
159	71	9,40	14	3,4	58	24	6,0	100	120	138	11	0,51	0,48
159	110	9,20	19,5	4,8	80	32	7,4	70	125	165	16	0,67	0,64
159	145	9,50	22,5	5,5	95	37	8,2	60	130	221	20,5	0,66	0,70
159	178	9,45	25	6,1	105	35	7,9	40	135	247	23	0,72	0,78
159	210	9,30	14,5	6,0	102	34	7,8	40	135	267	22,5	0,78	0,76
238	216	9,60	33	7,7	134	42	8,7	20	123	195	33	1,11	1,09
159	145	9,55	22	5,4	94	33	7,5	50	125	197	19,5	0,73	0,75
80	72	9,55	11	2,7	47	19	4,7	80	115	189	7,5	0,38	0,41
159	65	9,80	13	3,2	53	25	6,0	100	115	131	7	0,50	0,46
	100	9,72	18	4,4	72	39	8,4	100	111	146	12	0,68	0,65
	132	9,70	19,5	4,7	77	34,5	7,8	70	107	171	14	0,77	0,72
	162	9,80	21,5	5,3	86	38,5	8,3	70	120	218	16	0,74	0,72
	194	9,80	21	5,2	85	37,5	8,2	70	121	276	15,5	0,70	0,70

Oznaczenia do tablicy I.

λ	—	długość fali prądu kontrolowanego w m .
ω	—	pulsacja „ „ w okr./ 2π sek.
ΔK	—	pojemność dołączana dla zmiany pulsacji w cm .
I_0	—	natężenie prądu kontrolowanego w A .
I_1	—	„ „ w lewym obwodzie rezonansowym w $m A$.
I_2	—	„ „ w prawym obwodzie rezonansowym w $m A$.
W_0	—	położenie sprzężenia obwodu zasilającego z obwodem detektorowym w działkach.
W_1, W_2	—	położenie sprzężenia obwodu rezonansowego lewego wzgl. prawego z obwodem detektorowym w działkach.
M_0	—	spółczynnik indukcyjności wzajemnej warjometru W_0 w μH
n_1, n_2	—	„ „ „ warjometrów W_1 i W_2 w μH
E_0	—	SEM-na kompensacji w V .
Ψ	=	$\frac{3\pi}{\vartheta} \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$
ΔE	—	przyrost SEM-nej w obwodzie detektorowym obliczony wg wzoru (39) w V .
I_{0c}	—	natężenie prądu cechującego obwód detektorowy w $m A$.
W_{0c}, W'_{0c}	—	położenie warjometru W_0 podczas cechowania przy zwartym oporze wzgl, włączonym w działkach.
M_{0c}, M_{0c}	—	spółczynniki indukcji wzajemnej, odpowiadające położeniom W_{0c} i W'_{0c} w działkach.
E_{0c}	—	SEM-na odpowiadająca prądowi cechowania I_{0c} i sprzężeniu W_{0c} w $m V$.
r'''	—	opór dodatkowy włączony dla cechowania obwodu detektorowego w omach.
$\Delta\alpha$	—	wychylenie galwanometru w działkach, odpowiadające zmianie pulsacji $\Delta\omega$.

Opór r obliczony jest według wzoru (91) na zasadzie M_{0c} i M'_{0c} .

Ostatnie dwie kolumny tablicy I-ej zawierają wartości prądów w obwodzie detektorowym: lewa—wartości obliczone na zasadzie danych charakterystycznych urządzenia wskaźnikowego zgodnie ze wzorem (62), prawa—zmierzone pośrednio przez cechowanie obwodu detektorowego. Zgodność wyników jest dostateczną dla stwierdzenia słuszności rozważań teoretycznych.

Istotnie, pomiary serji I-ej Nr.Nr. 1—5 wykazują wpływ natężenia prądu kontrolowanego na czułość urządzenia.

Pomiary serji II-ej Nr.Nr. 1—5 wykazują wpływ sprzężenia obwodów rezonansowych z obwodem detektorowym. Najkorzystniejsze sprzężenie, zgodnie z warunkiem określonym równaniem (64), wynosi tu $n \approx 14000$ cm, co odpowiada oporowi $\frac{3\omega^2 n^2}{2R}$ zawartemu w granicach od 112 do 170 omów

Pomiary serji III-ej mają na celu wykazanie wpływu $\Delta\omega$ na wychylenie przyrządu wskaźnikowego.

Wreszcie pomiary serji IV-ej odnoszą się do innej długości fali i służą jednocześnie za potwierdzenie poprzednich pomiarów.

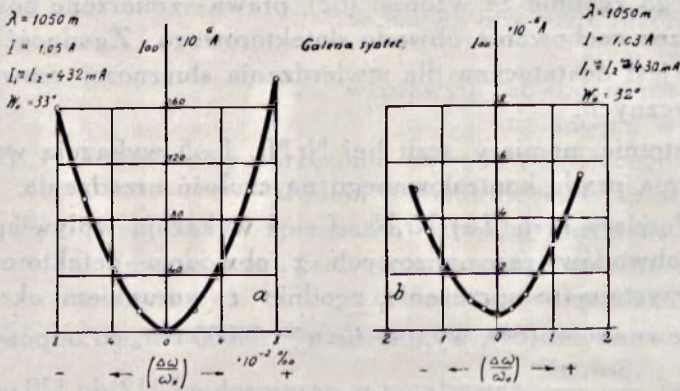
Określenie największej czułości. Dla określenia największej czułości urządzenia zostały wyznaczone zależności prądu wyprostowanego I_{0D} (wychylenie galwanometru) od zmiany częstotliwości $\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)$ w pobliżu częstotliwości ω_0 .

Pomiary wykonano dla mniejszej i większej czułości galwanometru przy dobraniu najkorzystniejszych warunków pracy urządzenia oraz przy możliwie największej czułości detektora.

Wyniki pomiarów przedstawione są na rys. 21 (a —czułość mniejsza, b —czułość większa).

Przy użyciu galwanometru o czułości $1^0 = 10^{-6}$ A przy najstaranniejszem nawet skompensowaniu, nie można otrzy-

mać zupełnego zera (pozostaje wychylenie ok. $0,5 \times 10^{-6} A$). Jest to wywołane częściowo obecnością harmonicznych¹⁾, częściowo pewną modulacją fali nośnej, spowodowaną szumem kolektorów prądnic, który, pomimo zastosowania filtrów



Rys. 21.

Cechowanie czułości.

małej częstotliwości w obwodzie anodowym, w pewnym stopniu, aczkolwiek znikomym, występował.

¹⁾ Dla wykazania, jak nawet znikomo drobne ślady harmonicznych wystarczają dla uniemożliwienia otrzymania zupełnego zera w galwanometrze, obliczmy, jakie wychylenie da np. 3-cia harmoniczna przy skompensowaniu układu, jak w pomiarze np. II, 4 w założeniu, że natężenie prądu odpowiadającego 3-ej harmonicznej ($p = 3$) wynosi $I_p = 1 mA$. Ze wzoru (70) dla $\omega = 1,82 \cdot 10^6$, $M = 6 \cdot 10^{-6}$ mamy $E_{0p} = 3,182 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^{-3} \approx 33 mV$.

Opór pozorny obwodu detektorowego dla tej pulsacji wynosił ok. 850 omów, zaś opór pozorny pojemności kondensatora c ok. 100 omów. Zatem napięcie, jakie powstanie na tej pojemności, będzie ok. $33 \cdot \frac{100}{850} \approx 4 mV$.

Napięcie to, jako występujące na zaciskach detektora, da prąd wyprostowany (wg. wykresu rys. 18) $I_{0D} = 3 \cdot 10^{-6} A$.

Dla otrzymania prądu $I_{0D} \approx 0,5 \cdot 10^{-6} A$ wystarczyłby prąd nie jednego miliampera, lecz mniej niż pół miliampera.

Wobec 1 A prądu kontrolowanego, odpowiadałoby to mniej niż 0,5‰ harmonicznej.

Przy użyciu galwanometru o czułości mniejszej $1^{\circ} = 20 \cdot 10^{-6} A$, przyjmując najmniejsze dostrzegalne wychylenie $0,5^{\circ}$, otrzymamy graniczną czułość

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = 0,015 \text{ ‰}$$

co odpowiada przy $\lambda \approx 1000$ m. zmianie częstotliwości

$$\Delta f \approx 5 \text{ okr./sek.}$$

Natomiast przy użyciu galwanometru o większej czułości $1^{\circ} = 1 \cdot 10^{-6} A$, przyjmując najmniejsze dostrzegalne wychylenie 1° , otrzymamy

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = 0,004 \text{ ‰}$$

czyli

$$\Delta f \approx 1 \text{ okr./sek.}$$

Uwagi końcowe.

Idea tego rodzaju układu kompensacyjnego może znaleźć cały szereg innych zastosowań dla celów radjotechniki (np. jako zasada urządzenia do samoczynnego utrzymania stałości fali oraz jako metoda określania stopnia odchylenia fali prądu zmiennego od sinusoidy).

Dla celów pomiarowych metoda ta może być znacznie jeszcze uczulona przez zastosowanie rezonatorów piezokwarcowych w obu obwodach rezonansowych.

W dalszym rozwinięciu budowy aparatu dla kontroli stałości fali może być przewidziany trzeci jeszcze obwód rezonansowy, nastrojony na częstotliwość kompensacji, umieszczony między obwodem zasilającym a detektorowym, w ten sposób, aby prąd kontrolowany działał na obwód detektorowy również za pośrednictwem dodatkowego obwodu. Będzie to pożądane ze względu na identyczność ewentualnych zmian oporów tych trzech obwodów.

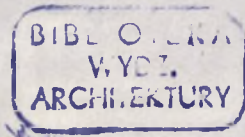
W zakończeniu czuję się w miłym obowiązku jaknajserdeczniej podziękować Panu Profesorowi M. Pożaryskiemu za uwagi i wskazówki udzielane mi przy opracowywaniu tematu, jak również za starania, dzięki którym stało się możliwe wykonanie przyrzędu kompensacyjnego kontroli stałości fali.


Również winien jestem wdzięczność Panu Profesorowi dr. M. Wolfkemu a w szczególności Panu Profesorowi Dr. L. Staniewiczowi za szereg uwag odnośnie strony matematycznej niniejszej pracy.

Laboratorium Radjotechniczne Politechniki Warszawskiej.

DOSTRZEŻONE OMYŁKI.

- Str. 7 w. 4 od góry: po „fali λ ” ma być „a” nie „o”
- Str. 9 rys. 1: ma być M , nie M_0 .
- Str. 11 wzór (17): po prawej stronie równania ma być ω_2 a nie ω_1 .
- Str. 12 pod wzorem (20): ma być „bowiem” zamiast „ponadto”
- Str. 14 pod wzorem (25): ma być $\frac{dA}{dX_2}$ zamiast $\frac{dB}{dX_2}$ oraz w liczniku nie potrzebny jest kwadrat przy X_2
- Str. 14 w odsyłaczu ¹⁾: ma być ωL_1 , a nie L_1
- Str. 15 wzór (31): ma być w mianowniku prawej strony równania ω_0^2 a nie ω^2 oraz $(R^2 + X_0^2)$ ma być w drugiej potędze.
- Str. 38 w. 8 od góry: ma być „galwanometrem” zamiast „galwanometra”.





2852