

PRZEGLĄD RADIOTECHNICZNY

OGŁASZANY STARANIEM SEKCJI RADIOTECHNICZNEJ STOW. ELEKTR. POLSKICH

Rok XVII.

21 Maja 1939 r.

Zeszyt 9—10

Redaktor kpt. STEFAN JASIŃSKI.

Warszawa, Marszałkowska 33 m. 11, tel. 8-40-45.

GRUPA RADIOTECHNICZNA

Generator wzbudzający wileńskiej stacji radiofonicznej

J. Groszkowski i Z. Jelonek
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

1. Wstęp.

W roku 1934 jedyna stacja S. A. „Polskie Radio” w Krakowie posiadała generator wzbudzający o stosunkowo dużej na owe czasy stałości częstotliwości, wykonany przez firmę Marconi's Wireless Tel. Co. Przewidując dalsze zapotrzebowanie na generatory wzbudzające przez Polskie Radio, Państwowy Instytut Telekomunikacyjny przystąpił do przestudiowania możliwości technicznych, a następnie do wykonania jednego generatora wzbudzającego, stabilizowanego kwarcem.

Generator ten miał odpowiadać następującym warunkom:

- 1) zmiany częstotliwości powinny być możliwie małe i nie przekraczać 1:100 000 częstotliwości wyjściowej,
- 2) zasilanie całkowicie z sieci prądu zmiennego 220 V, miał dawać 10 W mocy wyjściowej na oporności 200 Ω .
- 3) dopuszczalne wahania napięcia sieci zasilającej mogły wynosić $\pm 10\%$ wartości nominalnej,
- 4) w razie konieczności większej zmiany częstotliwości (w granicach $\pm 15\%$) powinna być możliwość uskutecznienia jej bez przeróbek obwodów.

Według biuletynu wydawanego U. I. R. (Union International de Radiodiffusion, Centre de Contrôle) częstotliwość stacji w Krakowie wahała się w granicach ± 10 c/s około wartości średniej 986 020 c/s. Przyczyny takich wahań częstotliwości mogą być różnorodne, wszystkie zaś mogą oddziaływać na częstotliwość oscylatora kwarcowego. Są to: 1) wahania temperatury płytki kwarcowej, 2) zmiany w zamocowaniu płytki kwarcowej w jej oprawce, 3) wahania napięć zasilających oscylator kwarcowy, 4) oddziaływanie zwrotne wzmacniacza następującego po oscylatorze kwarcowym i ostatniego stopnia stacji za pośrednictwem silnego pola w. cz., istniejącego w pomieszczeniu stacyjnym.

1. *Wpływ temperatury.* Miarą wpływu temperatury kwarcu na częstotliwość oscylacji jest σ — współczynnik cieplny płytki kwarcowej, wyrażony w milionowych częściach częstotliwości na 1°C . Przeciętne płytki kwarcowe posiadają σ dodatnie lub ujemne, rzędu kilkudziesięciu milionowych. W celu otrzymania możliwie dużej stałości częstotliwości należało starać się uzyskać jak najmniejsze σ . Nawet przy małych σ należy starać się o utrzymanie jak największej stałości temperatury kwarcu.

2. *Wpływ zamocowania kwarcu.* Wpływ zmian zamocowania kwarcu w oprawce jest dość nieokreślony. Sprawa ta wymagała studiów i zaprojektowania odpowiedniej oprawki.

3. *Wpływ napięć zasilających.* Wpływ wahań napięć zasilających i anody oscylatora kwarcowego na częstotliwość oscylacji jest rzędu 10^{-5} na 10% zmian napięć. Powoduje to konieczność stabilizowania napięć zasilających, gdyż napięcie zasilającej sieci prądu zmiennego waha się o $5\div 10\%$.

4. *Wpływ oddziaływania zwrotnego.* Oddziaływanie zwrotne stopnia następującego po oscylatorze kwarcowym polega na przenoszeniu się napięcia z obwodu anodowego przez pojemność anoda—siatka C_{as} do oscylatora kwarcowego, co może zmieniać częstotliwość oscylacji. Można tego uniknąć dając separator o małym C_{as} i ekranując poszczególne stopnie.

Oddziaływanie zwrotne ostatniego stopnia stacji jest tego samego rodzaju co poprzednie, różni się tylko sposobem przedostawania się napięcia do oscylatora kwarcowego. Całe urządzenie znajduje się w pomieszczeniu, gdzie panuje silne pole w. cz., pochodzące z ostatniego stopnia stacji. Pomimo jak najlepszego ekranowania obwodów oscylatora kwarcowego, indukuje się w nich SEM-na o częstotliwości wyjściowej stacji i może wpływać na częstotliwość oscylacji. Wpływ ten byłby znacznie mniejszy, gdyby indukowana SEM-na miała inną częstotliwość niż oscylator kwarcowy. Osiąga się to, dając częstotliwość kwarcu nie równą częstotliwości nominalnej, lecz np. kilkakrotnie niższą i powielając ją w następnych stopniach.

Po wykonaniu niezbędnych studiów zaprojektowano według powyższych zasad generator przeznaczony dla rozgłośni w Wilnie. Jego częstotliwość nominalna wynosiła 536 kc/s, natomiast oscylator kwarcowy dawał częstotliwość równą $\frac{2}{3}$ nominalnej, a więc $f_q = 357,333$ kc/s.

Kwarc o współczynniku cieplnym możliwie małym, umieszczony jest w termostacie o jak największej stałości temperatury. Równolegle do kwarcu dołączony jest kondensator obrotowy o małej pojemności, pozwalający na zmianę częstotliwości w granicach przynajmniej $30 \cdot 10^{-6}$, a więc ok. 15 c/s, przeliczonych na częstotliwość nominalną. Następnym stopniem jest separator, posiadający lampę ekranowaną i obwód nastrojony na częstotliwość kwarcu. Dalej dwukrotny obniżacz częstotliwości z obwodem nastrojonym na częstotliwość dwa razy mniejszą od częstotliwości kwarcu oraz trzykrotny powielacz częstotliwości z obwodem nastrojonym na częstotliwość nominalną. Następnie pierwszy wzmacniacz i urządzenie pozwalające w łatwy sposób regulować moc wyjściową. Wreszcie stopień końcowy z obwodem rezonansowym

i sprzężeniem dopasowanym do oporności rzeczywistej 200 Ω .

Zasilanie generatora zostało tak pomyślane, aby oscylator kwarcowy miał możliwie niezależne zasilanie, na które nie miały by wpływu zmiany obciążenia, wywołane pracą termostatu i regulacją mocy wyjściowej. Zasilanie to było prawie całkowicie stabilizowane. Po wykonaniu i wypróbowaniu generatora został on zainstalowany w Wilnie we wrześniu 1935 roku, gdzie wykazał tak wielką stałość częstotliwości, że stacja w Wilnie może być zaliczona do najlepiej stabilizowanych stacji europejskich radiofonicznych.

2. Kwarce.

Kwarc miał pracować w obwodzie siatki oscylatora z równoległe dołączonym kondensatorem obrotowym, służącym do zmieniania częstotliwości w granicach kilkudziesięciu milionowych. Przyczyny wyboru tego układu będą podane w następnym rozdziale.

Kwarc przeznaczony dla stacji w Wilnie miał oscylować na częstotliwości $f_q = 357,333$ kc/s i utrzymywać tę częstotliwość przez długi czas z jak największą dokładnością. Spośród omówionych we wstępie przyczyn zmian częstotliwości, najbardziej nieokreślony jest wpływ zamocowania kwarcu w oprawce. W zwykłej oprawce płytka kwarcowa leży na metalowej elektrodzie i jest przykryta drugą elektrodą. Płytkę ma pewien luz i po wstrząśnięciu może się przesunąć pomiędzy elektrodami. Pomiar wykazały, że w ten sposób spowodowane zmiany względne częstotliwości osiągają kilkanaście milionowych. Należało więc zastosować precyzyjniejsze zamocowanie. Jednym z najlepszych zamocowań jest zawieszenie kwarcu na nitkach jedwabnych pomiędzy dwiema elektrodami tak, żeby ich nie dotykał*). Zamocowanie to stosuje się w precyzyjnych wzorcach częstotliwości o stałości lepszej niż 10^{-7} . Jednak jest ono tylko wtedy skuteczne, gdy kwarc uwiązuje się w węzłach drgań, co

jest możliwe przy częstotliwościach rzędu kilkudziesięciu kc/s, przy wyższych natomiast odległości między węzłami stają się zbyt małe. Innym dobrym sposobem jest umocowanie kwarcu w węzłach drgań na ostrzach (np. na śrubkach) (rys. 1). Ten sposób jest dobry dla płytki o wyższych częstotliwościach, przy czym wymaga on, aby płytka drgała w kierunku swojej grubości. Swobodne zamocowanie kwarcu między elektrodami daje jeszcze tę korzyść, że można zmieniać częstotliwość drgań w granicach kilkuset milionowych przy pomocy szczelin — odległości między elektrodami i płytką kwarcową. Można w ten sposób uniknąć bardzo

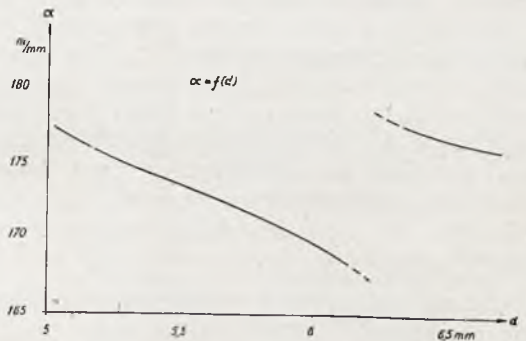
precyzyjnego i znużonego doszlifowywania płytki kwarcowej na żadaną częstotliwość.

Współczynnik cieplny σ kwarcu wynosi przeciętnie kilkanaście do kilkudziesięciu milionowych na 1°C i za-

*) A Scheibe u. U. Adelsberger: „Eine Quarzuhr für Zeit und Frequenzmessung sehr hoher Genauigkeit“. Ztschr. f. Techn. Physik. 1922, Nr. 12.

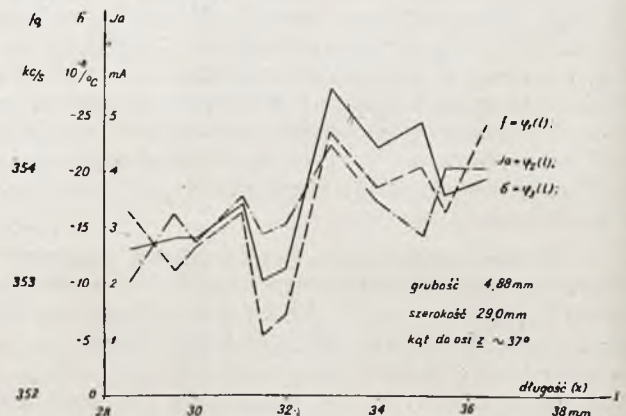
leży od sposobu wycięcia płytki z kryształu, kształtu, wymiarów i wykończenia płytki, wreszcie od temperatury, w sąsiedztwie której mierzymy σ . Chcąc uzyskać dużą stałość częstotliwości należy kwarc umieścić w termostacie o dużej stałości temperatury. Wykonanie takiego termostatu przedstawia jednak poważne trudności. Toteż starano się wykonać kwarc o możliwie małym σ aby nie być zmuszonym do zastosowania zbyt dobrego termostatu. Jednym ze sposobów zmniejszenia σ nawet do zera, jest nadanie płytce kwarcowej kształtu pierścienia**). σ zależy wtedy od grubości, średnicy zewnętrznej i wewnętrznej pierścienia. Zdecydowano się na znany sposób otrzymania małego σ , polegający na wycięciu płytki kwarcowej pod odpowiednim kątem do osi optycznej kryształu (tzw. cięcie kątowe***).

Płytki wycinano pod kątem $55-60^\circ$ do osi z i w ten sposób, aby dłuższa krawędź płytki była równoległa do osi x . Zamocowanie płytki w oprawce przedstawione jest na rys. 1. Każdemu z trzech ostrzy podtrzymujących płytkę odpowiadało drobne wycięcie na bocznej ścianie płytki.



Rys. 2.

W trakcie szlifowania płytek kwarcowych zwracała uwagę nie stała zależność częstotliwości oscylacji od grubości płytki. Jest to wywołane wpływem sprzężonych drgań w kierunku krawędzi płytki. Na rys. 2 jest podana wartość α , równa stosunkowi długości fali odpowiadającej oscylacjom, do grubości płytki w m/mm w funkcji grubości płytki d . Ta nierównomierność zmian częstotliwości przy szlifowaniu była powodem nie jednego przeszlifowania kwarcu.



Rys. 3.

***) W. A. Marrison, „A high precision standard of frequency“. P. I. R. E. 1929.

****) I. Koga, „Piezoelectric Oscillating Quartz Plates with Temperature Coefficients less than $10^{-7}/^\circ\text{C}$ “. J. L. E. E. Japan, 1933.

Rys. 3 przedstawia zmiany częstotliwości f , współczynnika σ i łatwości oscylacji jednej z płytek, której długość była stopniowo szlifowana przy niezmiennych pozostałych wymiarach.

Miarą łatwości oscylacji jest tu spadek prądu anodowego oscylatora przy powstawaniu drgań, wywołany detekcją siatkową. Na wykresie jest podany prąd anodowy I_a podczas oscylacji przy stałej pojemności obwodu drgań. Bez oscylacji I_a wynosiło 5,5 mA. Uderza tu zgodność przebiegów krzywych. Wspólną przyczyną wszystkich zmian są sprzężone drgania płytki w kierunku jej długości. Po zmniejszeniu długości płytki do 28,5 mm, zmniejszono jej szerokość od 29 do 24 mm. Towarzyszył temu stały wzrost częstotliwości o około 4 kc/s na mm., σ wahało się w granicach 13,3÷17,2, I_a natomiast w granicach 2,7÷3 mA.

Spółczynnik cieplny płytek kwarcowych był określany w następujący sposób: Na badaną płytkę kwarcową, umieszczoną w zwykłej oprawce, dołączonej do układu oscylacyjnego, nakładano pudło z grzejnikiem i termometrem tak, aby termometr dotykał metalowych części oprawki kwarcu. Włączywszy do grzejnika prąd z sieci, notowano co pewien czas temperaturę i zmiany częstotliwości. Częstotliwość mierzono przy pomocy dodatkowego oscylatora kwarcowego o stałej częstotliwości, zbliżonej do częstotliwości badanego kwarcu (tzw. częstotliwości odniesienia). Odbiornikiem lampowym odbierano obydwa oscylatory i mierzono ton różnicowy mostkiem Siemens'a (z dokładnością do 1 c/s). Przy bardzo małych zmianach częstotliwości (np. przy σ bliskim zera) korzystano z akustycznego generatora dudnieniowego i mierzono dudnienia obu częstotliwości akustycznych. Pomiaru te dawały dokładność σ do 1.10⁻⁶ °C. Błąd pomiaru pochodził wtedy głównie z niestałości częstotliwości odniesienia. Odczytane wartości częstotliwości umieszczano na wykresie i obliczano σ z nachylenia krzywej.

Po wielu próbach doszlifowano ostatecznie płytkę prostokątną o danych charakterystycznych umieszczonych w tabelce (I kwarc). Generator wzbudzający posiada jeszcze jeden analogiczny kwarc zapasowy, potrzebny na wypadek uszkodzenia kwarcu zasadniczego. Ponieważ użycie jego jest mało prawdopodobne, więc może mieć on gorsze własności niż kwarc podstawowy. W generatorze został umieszczony kwarc o danych zamieszczonych w tabelce (kwarc II).

	cięcie pod kątem do osi	długość mm	szerokość mm	grubość mm	szerokość szczeliny mm	częst. kc/s	σ przy temp. 45° C.
I kwarc	58°	34,7	27,5	4,85	0,3	357,33	-1.10 ⁻⁶ /°C
II kwarc	58°	33,7	26,0	4,88	0,3	357,33	-12.10 ⁻⁶ /°C

3. Termostat.

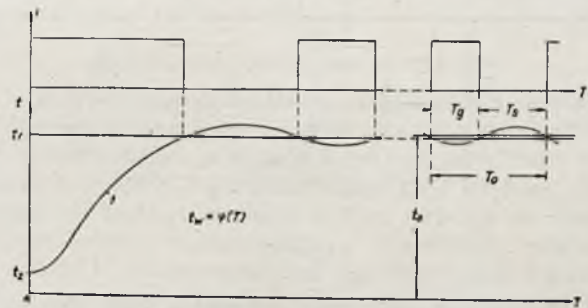
W czasie projektowania generatora spodziewano się uzyskać kwarc o współczynniku cieplnym nie mniejszym niż 5.10⁻⁶ °C, więc przy budowaniu termostatu liczonego dla pewności z wartością 10.10⁻⁶ °C. Chcąc osiągnąć zmiany częstotliwości generatora mniejsze niż 1.10⁻⁶ założono zmiany wywołane temperaturą kwarcu rzędu 0,5.10⁻⁶. Prosty rachunek daje stałość temperatury rzędu 0,05° C. Przeciętne termostaty mają stałość temperatury rzędu kilku dziesiątych °C. Należało więc tu poważnie zastanowić się nad konstrukcją termostatu. Zbudowano

termostat próbny i badano jego zachowanie się w różnych warunkach, aby móc sobie wytworzyć pogląd na przebiegi w nim zachodzące. Jednocześnie szukano w literaturze sposobów zbudowania możliwie dobrego termostatu. Niżej będą przedstawione zebrane tymi drogami wiadomości.

Najprostszy termostat z automatyczną regulacją temperatury posiada pudło zewnętrzne z materiału izolacyjnego a (rys. 4), grzejniki elektryczne g , regulator bimetaliczny R i termometr T . Pudło wewnętrzne b wyobraża na rysunku izolację cieplną między grzejnikiem i regulatorem. W rzeczywistości przeważnie nie stosuje się tego pudła, izolacja cieplna natomiast istnieje zawsze w postaci mniejszej lub większej przestrzeni powietrznej między regulatorem i grzejnikiem. Regulator bimetaliczny posiada sprężynę bimetaliczną złożoną z dwóch warstw metali o różnych współczynnikach rozszerzalności cieplnej. Sprężyna ta jest śrubowo zwinięta i przymocowana jednym końcem do podstawy regulatora, a drugim do osi ruchomej. Do osi tej przymocowana jest sprężyna kontaktowa. Sprężyna i śruba kontaktowa włączone są w obwód grzejników. Przy ogrzewaniu sprężyna bimetaliczna rozkręca się, obracając oś ze sprężyną kontaktową i przerywając w ten sposób obwód grzania.



Rys. 4.



Rys. 5.

Po włączeniu termostatu do sieci grzejniki wydzielają ciepło i temperatura t_w w pudle wewnętrznym b podnosi się do wartości t_r (rys. 5), przy której regulator przerywa obwód. Jednak, chociaż grzejniki już nie grzeją, fala ciepła przechodzi do wnętrza, podnosząc tam temperaturę. Po pewnym czasie dopiero dojdzie do wnętrza fala stygnięcia, powodując obniżenie się temperatury do wartości t_r i połączenie kontaktów regulatora. Temperatura wewnątrz nadal się obniża, aż dojdzie do grzejników nowa fala ciepła itd. Przebiegi te pokazane są na rys. 5 (krzywa 1). Na poziomej osi odłożony jest czas τ , liczony od chwili włączenia termostatu do sieci. Na pionowej osi dolnego wykresu odłożona jest temperatura, a na górnym wykresie prąd w grzejnikach i . Krzywa 1) przedstawia przebieg $t_w = f(\tau)$. Okresy grzania i stygnięcia stają się stopniowo coraz krótsze, aż osiągną wartość ustaloną τ_g i τ_s . Całkowity okres pracy regulatora oznaczymy przez $\tau_o = \tau_g + \tau_s$. W stanie ustalonym t_w oscyluje prawie sinusoidalnie dokoła swej średniej wartości t_o zbliżonej do t_r .

Przejdźmy teraz do obliczenia niektórych wartości charakterystycznych termostatu. Aby utrzymać wewnątrz pudła temperaturę średnią t_o , trzeba doprowadzić do grzejników pewną moc średnią P' , która zależy jeszcze od temperatury zewnętrznej t_z i od oporności cieplnej r_a pudła zewnętrznego a . Otrzymujemy równanie

$$P' = \alpha \frac{t_0 - t_z}{\tau_a} \dots \dots \dots (1)$$

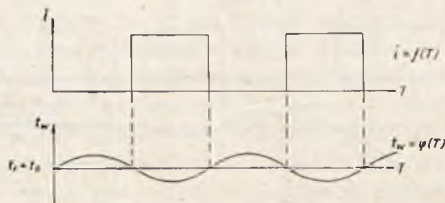
gdzie α — współczynnik zależny od przyjętych jednostek.

Ażebymy termostat dobrze działał, należy doprowadzić do niego w czasie grzania moc $P > P'$. Żeby średnia moc była równa P' musi zachodzić związek:

$$\tau_g \cdot P = \tau_o \cdot P' \dots \dots \dots (2)$$

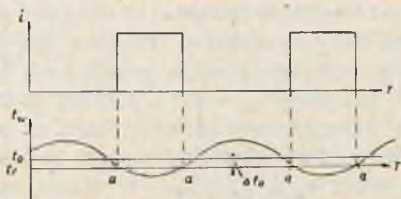
Ponieważ, jak się później okaże, najdogodniej jest, gdy $\tau_g \cong \tau_s$, więc powinniśmy dawać $P \cong 2P'$.

Jeśliby do wnętrza termostatu włożyć jeszcze jedno pudło c (rys. 4), otaczające termometr, to temperatura w nim t_t oscylowałaby tak, jak t_w około wartości t_0 , jednak amplituda oscylacji byłaby znacznie stłumiona. W przeważnej ilości termostatów znajduje się pudło c właśnie w celu stłumienia tych wahań temperatury. Nie one jednak decydują o stałości temperatury termostatu. Podstawowe znaczenie bowiem mają wahania średniej temperatury Δt_0 wywołane dwiema przyczynami: wahaniami temperatury zewnętrznej Δt_z i wahaniami napięcia sieci zasilającej Δv . Postaramy się niżej wyjaśnić wpływ Δt_z i Δv na Δt_0 . Rozpatrzmy w tym celu przypadek takiego t_z , że $\tau_g = \tau_s$. Na rys. 6 jest przedstawiony wykres $t_w = f(\tau)$ dla tego przypadku obok wykresu $i = f(\tau)$ w stanie ustalonym. Wykres $t_w = f(\tau)$ jest zbliżony do sinusoidy. Jego średnia wartość t_0 zbiega się teraz z wartością t_r .



Rys. 6.

Następnie rozpatrzmy przypadek dość dużego t_z tak, że $\tau_g < \tau_s$ (rys. 7). Wartość t_r jest nie zmienna, gdyż zależy tylko od nastawienia termoregulatora; t_0 natomiast wzrosło o Δt_0 w tym celu, aby krzywa $t_w = f(\tau)$ przecinała rzędną t_r w punktach a a odległych o τ_g wzgl. τ_s . W przypadku więc, gdy t_z wzrosło ($\Delta t_z > 0$) otrzymaliśmy $\Delta t_0 > 0$. Widoczny jest więc wpływ temperatury zewnętrznej na temperaturę wewnątrz termostatu. Przy tym t_z wpływa na t_0 za pośrednictwem zmiany stosunku τ_g/τ_o . Łatwo zauważyć, że zmiany stosunku τ_g/τ_o można wywołać nie tylko przez zmiany temperatury zewnętrznej, ale także przez zmianę P (wzór 2), czyli przez zmianę napięcia zasilającego przy stałym t_z (P' jest wtedy stałe).

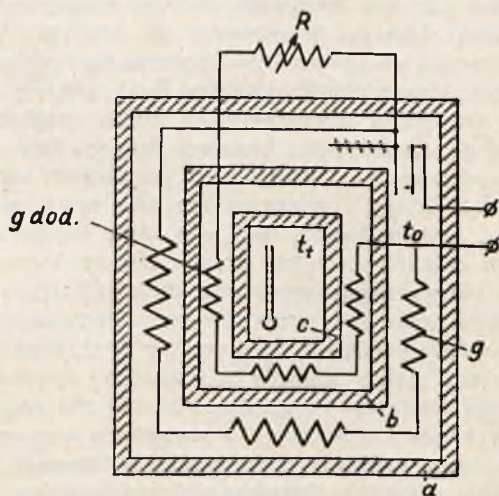


Rys. 7.

Po omówieniu zmian t_0 rozpatrzmy sposoby ich zmniejszania wzgl. usunięcia. Jeżeli chodzi o usunięcie zmian wywołanych wahaniami napięcia sieci, to radykalnym sposobem jest włączenie baretera w obwód grzejników ($i = \text{const.}$), przez co P jest stałe w dużym zakresie zmian napięcia sieci. Wpływ t_z można znacznie zmniejszyć,

a nawet usunąć kilkoma sposobami. Jednym z nich jest regulowanie ręczne mocy P tak, aby $\tau_g = \tau_s$. Jeżeli więc t_z zmieni się trwałe (zmiana pogody lub intensywności ogrzewania pokoju, wzgl. zmiana pory roku), to zmieni się także τ_g/τ_o , co łatwo stwierdzić przy pomocy stopera. Wtedy reguluje się moc P tak, aby $\tau_g = \tau_s$ dzięki czemu t_0 będzie zawsze równe t_r , a więc będzie stałe.

Drugim sposobem jest umieszczenie termostatu w drugim termostacie większym, w którym dopuszczalne są stosunkowo duże zmiany temperatury (np. w granicach 1° C) wywołane zmianami t_z lub v . Temperatura wewnątrz dużego termostatu stanowi t_z dla termostatu wewnętrznego, w którym utrzymamy już dużą stałość t_0 . Sposób powyższy jest jednak bardzo kłopotliwy i kosztowny, gdyż wymiary zewnętrznego termostatu muszą być o wiele większe od wewnętrznego, a poza tym komplikuje się układ elektryczny wskutek stosowania dwóch termoregulatorów. Toteż stosuje się takie podwójne termostaty tylko w precyzyjnych urządzeniach laboratoryjnych.



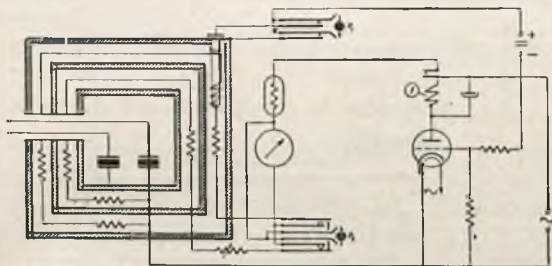
Rys. 8.

Trzecim sposobem wreszcie jest zastosowanie dodatkowego grzejnika (rys. 8). Grzejnik ten g dod. umieszczony jest pomiędzy dwoma pudłami wewnętrznymi i dołączony przez opornik regulowany R równolegle do grzejnika głównego. Oba grzejniki pracują więc jednocześnie. Działanie dodatkowego grzejnika można krótko wyjaśnić w ten sposób: przyrost dodatni t_z o Δt_z pociąga za sobą dodatni przyrost Δt_0 i ujemne przyrosty mocy wydzielonej w grzejnikach. Przyrost mocy grzejnika dodatkowego P'_b da na oporności pudła (b) ujemny przyrost temperatury, kompensujący częściowo lub całkowicie dodatni przyrost Δt_0 .

Moc P'_b można łatwo zmieniać przy pomocy regulowanego opornika R (rys. 8). Ostatecznie więc wewnątrz termostatu temperatura może być stała w dość dużym zakresie zmian t_z . Pozostaje jednak konieczność stabilizowania prądu grzejników.

Spośród różnych przyczyn wahań temperatury wewnątrz termostatu pominęliśmy wadliwą konstrukcję termostatu, przy której rozptył ciepła nie odpowiada przedstawionemu schematowi, a np. wahaniam t_z przedostają się do wnętrza termostatu, nie wiele wpływając na termoregulator (omijając go niejako). Może to mieć miejsce także w termostatach dobrze skonstruowanych, gdy poddamy je jednostronnemu ogrzewaniu wzgl. chłodzeniu. Np. naświetlanie słońcem jednej strony termostatu może wywołać w ciągu godziny wahanie t_0 rzędu 1° C. Dlatego

też termostat należy zabezpieczyć przed nierównomiernym grzaniem wzgl. chłodzeniem (słońce, kaloryfer, kanał wentylacyjny). W celu zmniejszenia tych wpływów niektóre termostaty posiadają regulator tak skonstruowany, że otacza ze wszystkich stron pudło wewnętrzne (regulator rtęciowy lub toluenowy).



Rys. 9.

Po tych teoretycznych rozważaniach, które się nasunęły przy projektowaniu termostatu do generatora wzbudzającego, a także po skonstruowaniu, w trakcie jego badania, przystąpimy do opisu samego termostatu. Jego konstrukcja jest widoczna na rys. 9. Na tym rysunku przedstawione są trzy pudła: każde z nich natomiast zbudowane jest z dwóch pudeł aluminiowych, przedzielonych azbestem. Przednia ściana zrobiona jest w formie odejmowanej pokrywy o przekroju analogicznym do reszty ścian. Zastosowano grzejnik dodatkowy. Grzejniki są rozmieszczone na wszystkich ścianach i na pokrywie z wyjątkiem ściany górnej, na której nie należy dawać grzejników, gdyż i tak u góry jest najwyższa temperatura z powodu wznoszenia się cieplejszego powietrza ku górze i chłodzenia termostatu prądem powietrza, idącym od dołu. Grzejnik główny posiada oporność 160 Ω a dodatkowy 800 Ω. Ponieważ sumaryczny prąd zasilający jest stabilizowany bareterami (Philips 1920) na wartości 0,5 A, więc moc wydzielona w czasie grzania wynosi w przybliżeniu 35 W (średnia ok. 17 W). Termometr ma podziałkę od 40 do 60°C co 0,1°C. Dokładność staranego odczytu — 0,01°C.

Zastosowano regulator rtęciowy, jako znacznie precyzyjniejszy od bimetalicznego. Zbudowany jest podobnie, jak termometr, posiada tylko wtopione dwa kontakty: jeden do zbiornika z rtęcią, drugi do kapilary. Gdy temperatura podniesie się o tyle, że słupek rtęci dotknie drugiego kontaktu, przekaźnik przerwie prąd grzania. Konieczne jest tu zastosowanie czułego przekaźnika, gdyż kontakt regulatora wytrzymuje tylko niewielkie prądy. Lampa Philips E 424 N spełnia rolę pierwszego przekaźnika i uruchamia przekaźnik mechaniczny „1“*). W układzie tym można było otrzymać prąd kontaktu regulatora mniejszy niż 20 μA, co zwiększało pewność pracy. Przełącznik P₁ pozwalał zwierać lub rozwierać obwód regulatora, dzięki czemu można było dowolnie włączać i wyłączać grzejniki. Przełącznik P₂ pozwalał odczytywać na amperomierzu prąd grzejnika głównego, dodatkowego lub ich sumę. Na regulatorze nawinięty został grzejniczek, dzięki któremu τ₀ zostało zmniejszone od wartości 2 min. do 45 sek. Niżej zostaną podane niektóre wyniki pomiarów opisanego termostatu.

Okres pracy regulatora ustalał się na wartości 45 sek. Termometr, na którym można było dostrzec zmianę

*) Cyfry w cudzysłowie oznaczają numery przyrządów na schematach.

temperatury o 0,01°C, nie wykazywał żadnych wahań w czasie okresu pracy regulatora. Świadczy to o dobrym tłumieniu pudeł wewnętrznych. Pomiar wykazał, że po 10 godz. od chwili włączenia termostatu, temperatura wewnętrzna różniła się jeszcze o 0,1°C od ustalonej.

Z wielu pomiarów temperatury przy różnych prądach grzejnika dodatkowego i_g , zestawiono poniższą tabelkę. Δt_z oznacza tam największą różnicę temperatury dziennej, mierzonej w danym okresie czasu (temperatury nocnej nie mierzone).

Δt_t jest to największa różnica temperatury w termostacie, $\Delta t_z / \Delta t_t$ jest miarą dobroci termostatu — stopniem tłumienia zmian temperatury zewnętrznej. Wynik osiągnięty przy $i_g = 93$ mA (średnia moc ok. 4 W) można uważać za zupełnie zadawalający. Dalsze zwiększenie i_g , wywołuje znowu większe Δt_t , lecz odwrotnego znaku niż poprzednio, pogarsza więc dobroć termostatu.

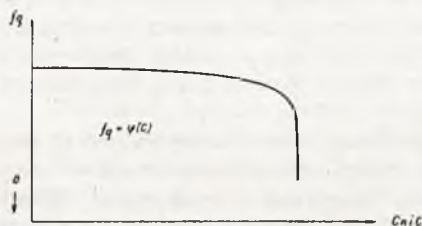
Czas pomiaru	2 dni	3 dni	11 dni	3 dni
i_g , mA	70	76	93	114
Δt_z °C	2,7	2,0	5,2	3,7
Δt_t °C	0,12	0,09	0,03	0,08
$\Delta t_z / \Delta t_t$	20	22	170	46

4. Oscylator kwarcowy i separator.

Spśród różnych sposobów stabilizowania oscylatora lampowego przy pomocy kwarcu, włączenie kwarcu między siatkę i katodę wykazuje najwięcej zalet. Mały kondensator zmienny C_n (kilkadziesiąt pF), włączony równolegle do kwarcu, pozwala w tym układzie na prawie liniową zmianę częstotliwości w niewielkich granicach ($10 \div 50 \cdot 10^{-6}$). Kwarc poza tym ma tylko jedno doprowadzenie izolowane. Zakres zmian częstotliwości uzyskanych przy pomocy kondensatora C_n , zależy od wielu czynników. Jego wielkość ograniczona jest z jednej strony przez początkową pojemność „siatka-katoda“; składają się na nią pojemność międzyelektrodowa lampy, pojemność przewodu łączącego kwarc z lampą i początkowa pojemność kondensatora C_n . Z drugiej strony zakres ten ogranicza pojemność C_n , przy której drgania się zrywają. Zerwanie się drgań następuje przy pojemności tym większej, im większa jest oporność rzeczywista między siatką i katodą, im lepszy jest obwód drgań w anodzie oraz im lepszy, tj. skłonniejszy do oscylacji jest kwarc; ten ostatni czynnik wywiera tu największy wpływ. Należy więc dbać przede wszystkim o dobrze oscylujący kwarc, dobry obwód w anodzie oraz małe straty i pojemności w siatce.

Spśród czynników zmieniających częstotliwość oscylatora kwarcowego omówiliśmy już szczegółowo temperaturę kwarcu i jego zamocowanie w oprawce. Pozostają do omówienia: wpływ pojemności obwodu drgań C, wpływ napięć zasilających i obcych SEM-nych, wprowadzonych do układu. Krzywa zmian częstotliwości w funkcji C ma kształt przedstawiony na rys. 10. Na płaskiej części krzywej częstotliwość zmienia się w granicach ok. $10 \cdot 10^{-6}$; na stromej części, gdy obwód jest już blisko rezonansu, zmiany sięgają $100 \cdot 10^{-6}$. Na płaskiej części krzywej drgania są słabe, a wzmacniają się w pobliżu zerwania drgań. Zmiany napięć zasilających wpływają na częstotliwość drgań za pośrednictwem oporności wewnętrznej lampy i harmonicznych*). Na płaskiej części krzy-

wej (rys. 10) wpływ ten jest mały, a rośnie wraz ze stromością krzywej. Wszystko więc wskazuje na to, że należy pracować na płaskiej części krzywej, a więc z dala od rezonansu. Na to jednak można sobie pozwolić tylko wtedy, gdy układ łatwo i silnie oscyluje.



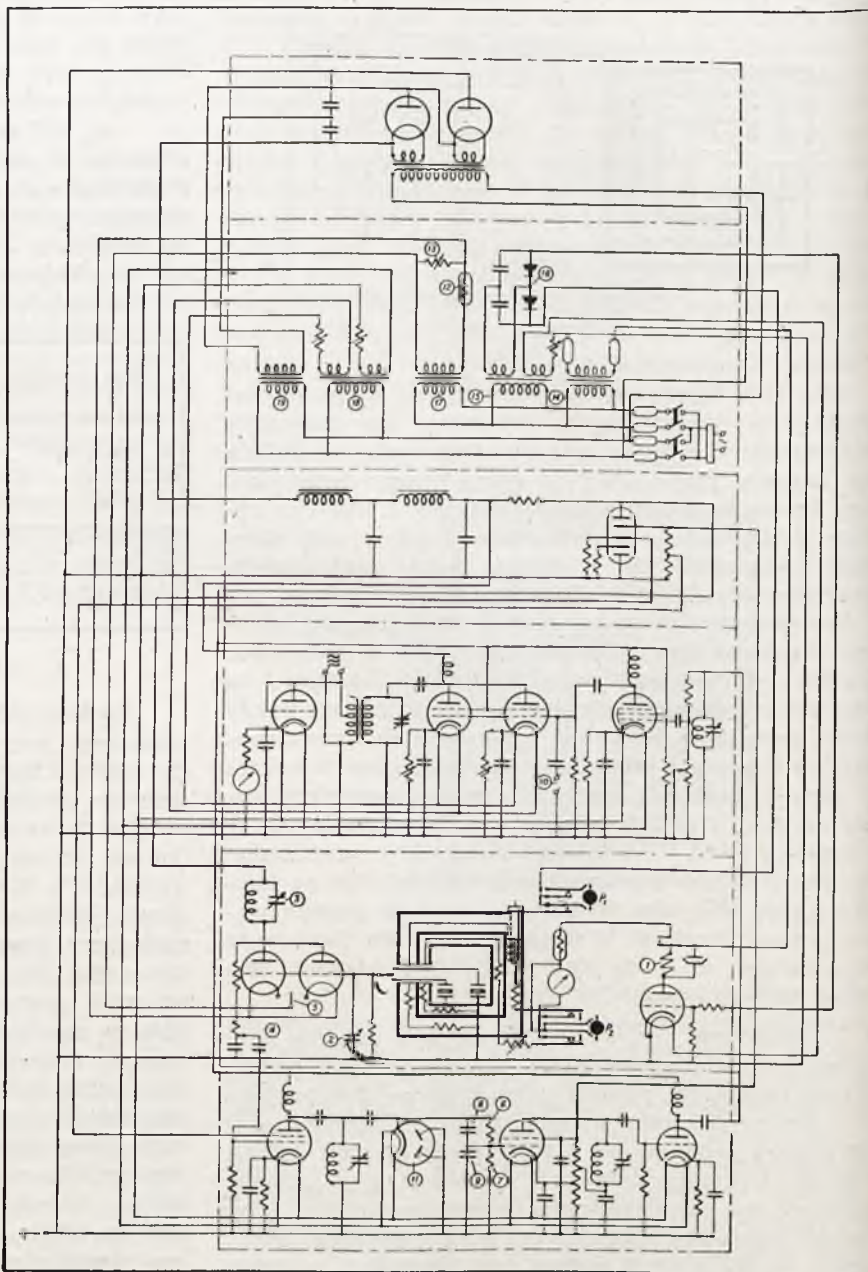
Rys. 10.

Obca SEM-na, wprowadzona do układu (np. do obwodu drgań) może wpływać na częstotliwość tylko wtedy, gdy jej częstotliwość jest równa częstotliwości oscylatora lub jest jej prostą wielokrotnością**). W tym ostatnim przypadku wpływ jest znacznie mniejszy. Nie jest on stały, gdyż zależy od różnicy faz obcej SEM-nej i drgań oscylatora***). Wpływ ten jest rzędu kilku do kilkunastu milionowych.

Obca SEM-na może pochodzić z dwóch źródeł: z ostatniego stopnia stacji nadawczej (wzgl. pola anteny) i ze stopnia wzmacnienia bezpośrednio następującego po oscylatorze kwarcowym. Silne pole elektromagnetyczne, panujące w pomieszczeniach stacji, może wzbudzić SEM-ną w cewce obwodu drgań oscylatora kwarcowego, pomimo jej ekranowania. Faza tego pola zależy od nastrojenia obwodów wzmacniaczy, rozstrojenia anteny wskutek wpływów atmosferycznych itp. Radykalnym środkiem zapobiegawczym przeciw tym wpływom jest powielanie częstotliwości kwarcu, co będzie omówione w następnym rozdziale.

Od wpływu wzmacniacza następującego po oscylatorze kwarcowym łatwo się uwolnić przez zastosowanie lampy ekranowej separującej. Lampa

ta nie powinna wносить zmiennego obciążenia do oscylatora (np. prąd siatki). A więc separator powinien mieć początkowe ujemne napięcie siatki, a jego napięcie wzbuźdające trzeba tak regulować, aby nie było prądu siatki. Do tego celu wybrano lampę Philips E 442.



Rys. 11.

*) J. Groszkowski. „Zmiany częstotliwości a zawartość harmonicznych w układach oscylacyjnych. Generatory o stałej częstotliwości“. Przegl. Radj. 1932/33.

**) Z. Jelonek. „Mechanizm synchronizowania i obniżania częstotliwości“. Przegl. Radj. 1935.

***) Do oscylatora kwarcowego możnaby zastosować następujące rozumowanie: Jak wiadomo, ustala się taka częstotliwość oscylacji, przy której suma oporności urojonej obwodu drgań, kwarcu i pojemności „anoda-siatka“ równa jest zeru. Wprowadzenie obcej SEM-nej o tej samej częstotliwości, lecz dowolnej fazy do obwodu drgań zmieni jego efektywną oporność urojoną. W celu zachowania warunku fazy oporność urojona kwarcu będzie musiała również się zmienić, co pociągnie za sobą niewielką zmianę częstotliwości. W warunku fazy należałoby również uwzględnić reakcję urojoną lampy. Lampa jednak decydującą rolę gra dopiero przy rozpatrywaniu wpływu obcej SEM-nej o częstotliwości wielokrotnej w stosunku do częstotliwości drgań.

W konkretnym wykonaniu (rys. 11) generator posiadał dwa kwarcy (jeden zapasowy).

Przepusty przez ścianę termostatu zrobiono z dwóch rurek mosiężnych $\varnothing 7$ mm zakończonych korkami z trólitulu z drutem $\varnothing 0,3$ mm wewnątrz. Przełączanie kwarców odbywa się przy pomocy wtyczki i dwóch gniazdek nazewnanych termostatu.

Kondensator C_n „2“ o pojemności ok. 30 pF dawał zmiany częstotliwości w granicach $35 \cdot 10^{-6}$ przyczem daleko jeszcze było do zerwania drgań.

Obrócenie kondensatora C „3“ o 1 działkę (na 100) w lewo i w prawo powodowało zmianę f o $0,15 \cdot 10^{-6}$. Zmiana napięcia anodowego o 10% powodowała zmianę f o $5 \cdot 10^{-6}$, a taka sama zmiana napięcia żarzenia

o 1.10^{-6} . Ponieważ jednak oba napięcia były stabilizowane, więc można było nie obawiać się wahań napięcia sieci zasilającej.

Sprzężenie z separatorem należało dać regulowane, aby można je było dostosować do oscylacji kwarcu. Wybrano sprzężenie potencjometryczne oporowe. Obracanie potencjometru „4” od zera do max. zmieniało częstotliwość o $0,1 \cdot 10^{-4}$.

Oscylator kwarcowy posiada lampę Philips E424N *)

5. Przemiana częstotliwości i wzmacniacze.

Celem przemiany częstotliwości jest zmniejszenie wpływu SEM-nej indukowanej w obwodach oscylatora kwarcowego na stałość częstotliwości. Wpływ ten jest największy, gdy częstotliwość f SEM-nej i f_q kwarcu są sobie równe. Obniżenie częstotliwości kwarcu nie osiągnie celu, gdyż końcowy stopień nadajnika będzie promieniował odpowiednią harmoniczną o częstotliwości f_q . Celowym natomiast jest powielanie częstotliwości przynajmniej 4-ro krotne, gdyż wtedy f jest kilkakrotnie większe od f_q . Im większe jest f/f_q , tym mniejszy jest wpływ indukowanej SEM-nej. Jednak już przy 4-ro krotnym powielaniu częstotliwości kwarcu jest tak niska, że kwarc wypada zbyt gruby, aby mógł mocno i pewnie oscylować. Natomiast powielanie niżej 4-ro krotnego mijają się z celem, gdyż przy f/f_q równym 2 lub 3 wpływ indukowanej SEM-nej byłby dość duży. Wpływ ten jest natomiast znacznie mniejszy, gdy stosunek f/f_q jest liczbą ułamkową, w której i licznik i mianownik są większe od jedności. Wybrano więc przemianę częstotliwości w stosunku 3/2. Wtedy $f_q = 536:3/2 = 357,33$ kc/s., a grubość kwarcu równa jest ok. 5 mm. Tę przemianę częstotliwości osiąga się przez 2-krotne obniżanie i 3-krotne powielanie.

Do dwukrotnego obniżania częstotliwości zastosowano układ pliodynatronowy z lampą ekranowaną Philips E442S, której charakterystyka dynatronowa posiada dostatecznie duże nachylenie. Napięcie synchronizujące wprowadzono z separatora do siatki kierującej. Napięcie dynatronu wzbudza powielacz z lampą Philips E424N, w którego obwodzie anodowym wyławia się trzecią harmoniczną.

Samowzbudny generator dynatronowy jest tu pod pewnym względem niebezpieczny. W przypadku zerwania drgań oscylatora kwarcowego wzmacniacze byłyby nadal zasilane napięciem z dynatronu, który nie byłby już stabilizowany i dawałby częstotliwość różniącą się nawet o kilka kc/s od pożądanej. Chcąc temu zapobiec zastosowano układ z prostownikiem (rys. 11) (duodioda Philips ABI „11”), który daje dodatnie napięcie stałe na siatkę pliodynatronu i jest zasilany z obwodu separatora. Bez tego napięcia siatka ta ma zerowy potencjał początkowy, natomiast katoda dynatronu ma stałe dodatni potencjał (10 V) czerpany z potencjometru napięcia anodowego. W tym stanie dynatron nie może oscylować. Oscyluje więc on tylko wtedy, gdy separator dostarczy napięcia zmiennego, które po wyprostowaniu podniesie potencjał siatki do poziomu katody.

Chcąc dobrać odpowiedni potencjał stały otrzymywany z prostownika, zastosowano potencjometr oporowy „6” „7”. Aby jednak siatka otrzymywała potrzebne do synchronizowania napięcie zmienne, zastosowano równoległe potencjometr pojemnościowy „8” „9”. Oba potencjometry nie przeszkadzają sobie wzajemnie.

*) Obecnie już przestarzałe typy lamp były projektowane w r. 1934/35.

Ostatecznie zakres synchronizmu (wzgl. obniżania) wynosi ok. 8 dz (na 100) skali kondensatora dynatronu. Jako wskaźnik synchronizmu można użyć woltomierz lampowy, mierzący napięcie wyjściowe: przy obracaniu skali kondensatora dynatronu widać w pewnym momencie skok wskazówki woltomierza, co świadczy o wpadnięciu w synchronizm; po przejściu zakresu synchronizmu wskazówka woltomierza równie nagle wraca do poprzedniego położenia. Określiwszy w ten sposób granice synchronizmu, kondensator należy ustawić w położeniu pośrednim, aby było jak najmniejsze prawdopodobieństwo wyskoczenia z synchronizmu.

W celu dalszego ułatwienia nastrojenia dynatronu zastosowano dodatkowe urządzenie. W obwodzie anodowym pierwszego wzmacniacza włączono poprzez kondensator gniazdko dla słuchawek „10”. W pobliżu zakresu synchronizmu amplituda drgań dynatronu jest modulowana z częstotliwością akustyczną, równą różnicy częstotliwości dynatronu i $1/2 f_q$. Ta modulacja wskutek detekcji we wzmacniaczu daje w obwodzie anodowym składową akustyczną prądu, którą słychać w słuchawce włączonej do gniazdka. Na granicy zakresu synchronizmu ton znika.

Można by się obawiać, że napięcie dynatronu, przedostając się w minimalnej ilości przez separator do oscylatora kwarcowego, może zmieniać jego częstotliwość. (Jego druga harmoniczna ma częstotliwość równą f_q). Po sprawdzeniu jednak okazało się, że zmian tych nie można było dostrzec, a więc musiały być mniejsze od $0,1 \cdot 10^{-6}$.

Obwód powielacza nastrojony na częstotliwość wyjściową załączony jest na siatkę następnego stopnia, pracującego w układzie oporowym. Ostatni wreszcie stopień ma znowu obwód strojony. W ten sposób unika się sprzężeń, mogących wywołać samowzbudne oscylacje wzmacniacza. Obywa się tu bez neutralizacji komplikującej układ i jego strojenie. W powielaczu posiadającym w siatce i anodzie obwody rezonansowe oscylacje nie mogą się wzbudzać, gdyż obwody te nastrojone są na zupełnie różne częstotliwości.

Regulacja mocy wyjściowej odbywa się w siatce pierwszego wzmacniacza (rys. 11).

W pierwszym wzmacniaczu zastosowano pentodę końcową Philips E453 o mocy admisyjnej 6 W, która wystarczała do wzbudzenia następnego stopnia złożonego z dwóch równoległe połączonych pentod E463 o mocy admisyjnej 9 W każda.

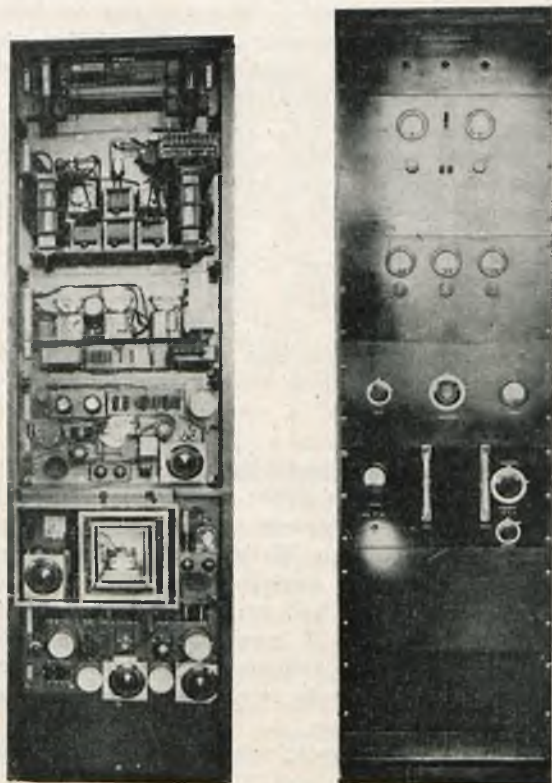
Do mierzenia napięcia wyjściowego służy woltomierz lampowy, załączony na zaciski wyjściowe. Posiada on lampę Philips E442N użytą jako kenotron (siatka zwarta z anodą).

6. Zasilanie i jego kontrola. Konstrukcja.

Przy projektowaniu zasilania generatora szczególną uwagę zwrócono na wpływ na stałość częstotliwości i na pewność pracy. Z punktu widzenia stałości częstotliwości istotna jest stałość napięć, zasilających oscylator kwarcowy. Na tę stałość mogą mieć wpływ wahania napięcia sieci zasilającej i zmiany obciążenia pozostałych elementów generatora.

Aby usunąć wpływ wahań napięcia sieci, zastosowano neonowy stabilizator napięcia anodowego i bareter, stabilizujący prąd żarzenia lampy oscylacyjnej „12” (rys. 11). Wybrano typ baretera 1910 Philipsa o prądzie regulacji 1,5 A przy napięciu 3 — 10 V. Ponieważ lampa E424N wymaga prądu żarzenia 1 A, więc nadmiar prądu baretera zboczniowano regulowanym opornikiem „13”,

Aby uchronić się od wpływu zmian obciążenia w generatorze, rozdzielono zasilanie na pięć niezależnych transformatorów. Najbardziej zmienne jest zasilanie grzejników termostatu, to też posiada on własny transformator „14”. Transformator „15” dostarcza napięcia żarzenia (5 V) lampie przekaźnikowej termostatu i zasilają kuprytowy prostownik „16” (10 V), dający ujemne napięcie siatki lampy przekaźnikowej, regulowane przez termoregulator rtęciowy. Transformator „17” służy do żarzenia lampy oscylatora kwarcowego (8 V). Pozostałe lampy żarzone są z transformatora „18” (2×5 V). Prostownik anodowy zasilany jest z transformatora „19” przy napięciu 300 V.



Rys. 12.

Przy pracy generatora wzbudzającego przewidziane jest nieprzerwane działanie termostatu, natomiast generator ma być włączany tylko w razie potrzeby. Jednak lampa oscylatora kwarcowego znajduje się w sąsiedztwie termostatu i jej włączanie mogłoby się odbić na stałości temperatury wskutek zmiennego ogrzewania jednej ściany termostatu mocą 4 W wydzielaną w grzejniku katody. Aby tego uniknąć lampa ta jest stale żarzona, a więc jej transformator żarzenia jest włączany razem z transformatorami termostatu.

Z punktu widzenia pewności pracy jest ważne nie tylko, żeby nie było nie przewidzianych przerw w pracy z powodu uszkodzenia, ale w razie uszkodzenia żeby można było szybko je znaleźć i łatwo usunąć. Do ułatwienia znalezienia uszkodzenia wzgl. innej przyczyny wadliwego działania służą przyrządy kontrolne, pozwalające zmierzyć każde napięcie zasilające i prąd pobierany. W generatorze wzbudzającym jest kilkadziesiąt napięć i prądów, które należałoby mierzyć. W celu uniknięcia nadmiernej ilości przyrządów pomiarowych, prawie każdy przyrząd służy do kilku pomiarów.

Generator posiada wyłącznik zasilania termostatu i żarzenia oscylatora kwarcowego oraz wyłącznik zasilania

reszty urządzenia. Poza tym zastosowany jest główny wyłącznik automatyczny nadmiarowy przeciwdziałający przeciążeniom wywołanym przez ewentualne uszkodzenie. Niezależnie od tego zabezpieczenia, wtórne uzwojenia transformatorów anodowego i termostatu, jak również pierwotne uzwojenia (za wyłącznikami) posiadają bezpieczniki topikowe. Dla ułatwienia kontroli pracy generatora z odległości służą trzy kolorowe żarówki, z których jedna sygnalizuje włączenie termostatu, druga włączenie generatora, a trzecia przepalenie któregośkolwiek bezpiecznika topikowego.

Mechaniczna konstrukcja generatora wzbudzającego była opracowana przez inż. T. Jarońskiego. Całość (rys. 12) jest zamontowana na stojaku żelaznym o wysokości 220 cm i szerokości 62 cm. Poszczególne elementy są zamontowane w sześciu blokach (panel) i rozdzielone w taki sposób, jak przedstawiono na schemacie ogólnym. Przy rozmieszczeniu bloków kierowano się wygodą obserwacji przyrządów i manipulacji wyłącznikami i organami regulacji. Z zewnątrz można regulować moc wyjściową, częstotliwość oraz dostrojenie obwodu wyjściowego.

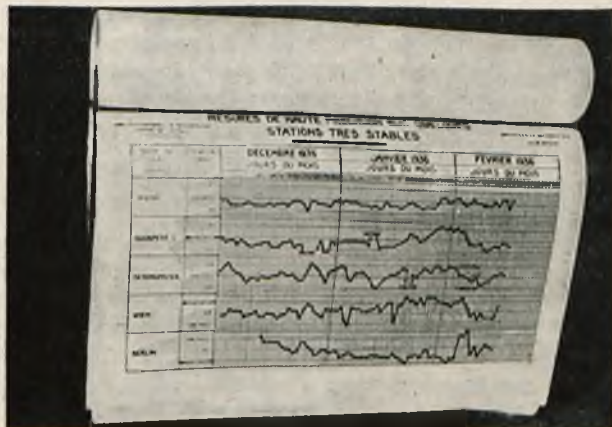
7. Osiągnięte wyniki.

Po uruchomieniu generatora w pomieszczeniu stacyjnym w Wilnie i po ogrzaniu się termostatu do ustalonej temperatury wyregulowano częstotliwość przy udziale Działu Kontroli Nadawców PIT. Okazała się konieczność zmiany szczeliny w oprawce kwarcowej, którą wyregulowano tak, aby kondensator C_n , służący do regulacji częstotliwości, znajdował się w pobliżu środka zakresu.

Regulację uskuteczniło z dokładnością do 1 c/s, co się potwierdziło w następujących pomiarach. Oprócz pomiarów PIT korzystano z omówionych we wstępie miesięcznych biuletynów U. I. R. z Brukseli, które podawały częstotliwość z dokładnością do 1 c/s. Według tych biuletynów w czasie pierwszych miesięcy pracy generatora stacja wileńska posiadała najlepszą stałość częstotliwości z radiofonicznych stacji europejskich. Częstotliwość jej nie zmieniała się w granicach dokładności biuletynu, nie można więc było wnioskować o rzeczywistej stałości częstotliwości, która mogła być znacznie lepsza od 1 c/s.

Właściwą opinię o tej stałości można było powziąć dopiero na podstawie biuletynu za okres 1.12.1935 ÷ 17.2.1936 r. widocznego na rys. 13.

Dokładność pomiaru sięgała tu 0,1 c/s. Zamieszczono pięć najlepiej stabilizowanych stacji, z których Wilno wykazało najlepszą stałość.



Rys. 13.

Wahania częstotliwości stacji wileńskiej byłyby jeszcze mniejsze, gdyby nie stałe powolne obniżanie się jej średniej wartości o ok. 0,2 c/s na miesiąc. Jak się okazało, to powolne obniżanie się wywołane było stopniowym wzrostem temperatury termostatu z szybkością ok. 0,5° C na miesiąc. Dzięki temu trzeba było co kilka miesięcy przeregulowywać częstotliwość, aby nie dopuścić do zbytniego oddalenia się jej od częstotliwości nominalnej.

Stały wzrost temperatury termostatu wywołany był

destylowaniem rtęci w termoregulatorze z kapilary do bańki na końcu kapilary. Rtęć osiadała kropelkami na ściankach bańki, która znajdowała się blisko ściany zewnętrznej termostatu, a więc w niższej temperaturze niż kapilara. W 1937 roku kapilara została skrócona tak, aby bańka była poniżej ścianki, a poza tym nałożono na tę część regulatora grzejniczek, który jeszcze podwyższał tam temperaturę. Od tej pory częstotliwość stacji nie wykazuje tendencji do obniżania się.

Radiofoniczne stacje synchroniczne

Inż. Z. Jelonek i Inż. J. Keller
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

1. CHARAKTERYSTYKA OGÓLNA PRACY SYNCHRONICZNEJ STACJI.

W związku z postępem radiofonizacji wysuwa się problem udostępnienia najszerszym masom odbioru radiowego. Jednak zapewnienie możliwie we wszystkich punktach kraju dobrego odbioru przedstawia trudności techniczne.

Najczęściej spotykany odbiornik jest prostej konstrukcji (mało czuły i bez automatycznej regulacji) i wymaga silnego i stałego pola — a więc pola bezpośrednio promieniowania stacji.

Pole przyziemne jednak zanika prawie *wykładniczo z odległością*, a jest proporcjonalne do *pierwiastka z mocy* promieniowanej przez stację. Zwiększenie zatem zasięgu jednej stacji byłoby nieproporcjonalnie kosztowne. Poza tym dla każdej długości fali istnieje niezależna od mocy promieniowanej graniczna odległość, poza którą pola odbite i bezpośrednie są tego samego rzędu, w konsekwencji czego występujące zaniki czynią odbiór mało wartościowym.

Początkowo radzono temu przez budowanie większej liczby słabych stacji, z których każda pracowała na własnej fali.

W zakresie częstotliwości przyznanym radiofonii na konferencji radiofonicznej w Lucernie (1933) 150 ÷ 290, 340 ÷ 430; 520 ÷ 1500 kc/s, przy przestrzeganiu odstepu 9 kc/s, może się zmieścić 135 stacji.

Już 10 lat temu ilość ta była prawie wyczerpana.

Istnieje kilka sposobów, umożliwiających zwiększenie liczby radiostacji na wyznaczonych zakresach częstotliwości.

Pierwszy polega na ograniczeniu promieniowania radiostacji do fali nośnej i jednej ze wstęg bocznych. Dla urzeczywistnienia tego sposobu należałoby zmienić układ każdej radiostacji i stosować odbiornik z detekcją kwadratową — z tych względów rozwiązanie to wydaje się nieaktualne.

Drugi sposób, stosowany obecnie, polega na przyznaniu tej samej fali dwóm stacjom o tyle odległym od siebie, aby mało przeszkadzały sobie w odbiorze.

Takie dwie stacje mają obowiązek utrzymywania możliwie stałej częstotliwości, przynajmniej w granicach ± 10 c/s od częstotliwości nominalnej. Przykładem takiej współpracy były radiostacje Torunia i Genui, ponieważ jednak stacje te bardzo sobie przeszkadzały, na fali Torunia pracuje stacja w Bolonii, Genuę zaś włączono do włoskiej sieci synchronicznej.

Drugim przykładem pracy na jednej fali jest Wilno i Bolzano. Jednak, poza bezpośrednim zasięgiem, odbiór Wilna jest często zakłócany. Tłumaczy się to tym, że amplituda fali odbitej nie maleje nawet na odległo-

ściach setek kilometrów, zaś w razie chwilowego zaniku jednej stacji, druga, nawet o słabszej mocy, zaczyna przeważać.

Rozwiązanie to okazuje się niezadawalające, zwłaszcza wobec realizowanej wielkiej rozbudowy sieci stacji.

Najbardziej aktualne rozwiązanie przewiduje sposób trzeci, polegający na pokryciu obszaru siecią kilku stacji słabszej mocy, pracujących na tej samej fali z tym samym programem.

W obszarach leżących wokół każdej stacji przeważa pole tej stacji i odbiór jest niezakłócony. W obszarach zaś znajdujących się między stacjami, pola poszczególnych stacji są podobnej siły, znoszą się, lub dodają, powodując zakłócenia, bądź wręcz uniemożliwiając odbiór.

Na wahania siły odbieranych sygnałów oraz wielkość zniekształceń wpływa szereg czynników, a mianowicie: 1) położenie odbiornika między stacjami, 2) ilość synchronicznych radiostacji, 3) stopień synchronizmu radiostacji, 4) pora odbioru, 5) różnica faz napięć modulujących na stacjach nadawczych, 6) typ odbiornika, a mianowicie rodzaj detekcji i automatycznej regulacji.

Od wymienionych czynników zależy rzecz najważniejsza, a mianowicie stosunek obszaru odbioru użytecznego do obszaru odbioru nieużytecznego, tj. obszaru zakłóceń. Z wymienionych czynników możemy wpływać na pierwszy i drugi, umieszczając stacje w przewidywanych największych skupieniach abonentów, dalej na trzeci, zapewniając wysokowartościowy synchronizm i wreszcie na piąty, korygując fazę napięć modulujących.

Zależnie od doboru wyszczególnionych warunków, obszar użyteczny będzie się zmieniał w granicach około 20 ÷ 80% obszaru, jaki pokryłyby stacje, pracując każda na innej fali.

W każdym razie jednak będą istniały obszary zakłóceń.

Dla zapewnienia wszystkim obszarom dobrego odbioru należałoby sieć stacji podzielić na dwie, wzgl. więcej grup, z których każda grupa pracowałaby na własnej fali, ewentualnie z własnym programem (plan Hanemann'a). Przy tym podział należałoby przeprowadzić w ten sposób, aby stacje, należące do jednej grupy, znajdowały się w środku obszarów zakłóceń stacji drugiej grupy.

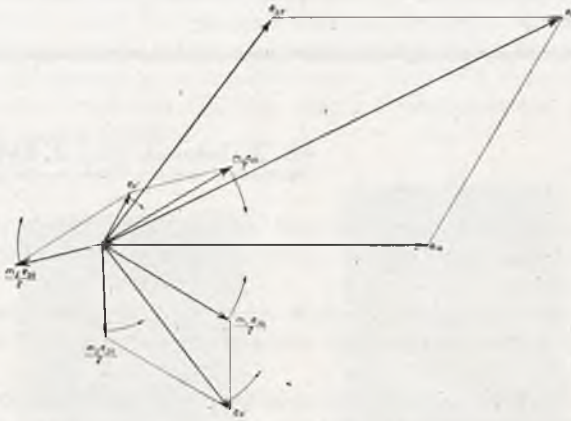
Wtedy w obszarach korzystnych abonent miałby do wyboru dwa programy, w obszarach upośledzonych — zapewniony jeden program.

2. POLE W PUNKCIE ODBIORU.

Pole panujące pomiędzy stacjami jest sumą pól bezpośredniego i odbitego promieniowania poszczególnych

stacyj, natężenia ich zależą w pierwszym rzędzie od odległości i mocy nadajników.

Poszczególne pola pochodzą do punktu odbioru z różnymi i zmiennymi wielkościami: amplitudy, częstotliwości nośnej i wstęp bocznych, fazy fali nośnej i modulującej, powodując wahania siły odbieranego sygnału, stopnia zniekształceń oraz szumu.



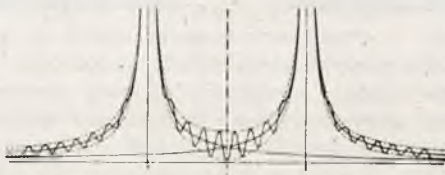
Rys. 1.

Dla przykładu podany jest na rys. 1 wykres pola dziennego w przypadku dwóch stacji modulowanych jednym tonem: wektory e_{10} i e_{20} oznaczają falę nośną stacji pierwszej i drugiej i wirują z prędkościami ω_1 wzgl. ω_2 ;

wektory $\frac{m_1}{2} e_{10}$, $\frac{m_2}{2} e_{20}$ oznaczają fale boczne stacji i wirują z prędkościami $\omega_1 + \Omega$; $\omega_1 - \Omega$; $\omega_2 + \Omega$; $\omega_2 - \Omega$ ($\frac{\Omega}{2\pi}$ — częstotliwość tonu modulującego).

Z wykresu wynika wyraźnie, że nawet w przypadku $\omega_1 = \omega_2$ nie można uważać wypadkowych wektorów fal bocznych e_0' i e_0'' za fale boczne wypadkowej fali nośnych e_0 .

W przypadku dwóch stacji synchronicznych, promieniujących fale niemodulowane rozkład amplitudy pola na linii łączącej stacje przedstawia rys. 2 (1)*.



Rys. 2.

Gdy częstotliwość jednej stacji różni się trochę od częstotliwości drugiej stacji, maksima i minima amplitudy pola przesuwają się z czasem, powodując zmienną siłę odbioru fali nośnej w danym punkcie.

Interesującym jest jednak nie tyle obraz pola, ile otrzymywane napięcie akustyczne po detekcji. Zależy ono oczywiście od rodzaju detekcji: prostoliniowej dla odbiorników superheterodynowych oraz kwadratowej dla reakcyjnych.

W literaturze spotyka się wiele mniej lub więcej ogólnych obliczeń efektu akustycznego dla dwóch fal i różnego typu detekcji. Wspólną ich cechą jest nieprzejrzystość formy matematycznej, ograniczone zastosowanie wyników i trudność wyciągnięcia praktycznych wniosków. (1, 2, 3, 4, 5, 6).

*) Cyfra w nawiasie odnosi się do literatury podanej na końcu artykułu.

Najprzejrzyście wydaje się następujące wyprowadzenie Aikena (5) dla dwóch fal.

Napięcie na wejściu detektora:

$$e = e_1 \cos \omega_1 t + e_2 \cos (\omega_2 t + \varphi)$$

gdzie $e_1, \frac{\omega_1}{2\pi}$ — amplituda i częstotliwość fali pochodzącej od jednej stacji zaś $e_2, \frac{\omega_2}{2\pi}, \varphi$ amplituda, częstotliwość i przesunięcie fazy fali drugiej stacji.

Stacje są modulowane napięciami o jednakowej częstotliwości $\frac{\Omega}{2\pi}$ przesuniętymi w fazie o kąt Φ względem siebie, zatem:

$$e_1 = e_{10} (1 + m_1 \cos \Omega t)$$

$$e_2 = e_{20} [1 + m_2 \cos (\Omega t + \Phi)]$$

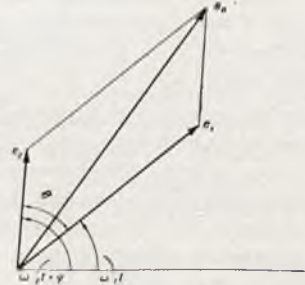
z rys. 3 amplituda pola wypadkowego:

$$e_0 = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 + 2 e_1 e_2 \cos [(\omega_2 - \omega_1) t + \varphi]}$$

oznaczając $\Theta = (\omega_2 - \omega_1) t + \varphi$ otrzymamy chwilową wartość pola wypadkowego:

$$e = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 + 2 e_1 e_2 \cos \Theta \cos (\omega t + \xi)}$$

gdzie ω jest zawarte między ω_1 i ω_2 a ξ jest wolnozmenną funkcją czasu.



Rys. 3.

Zakładając detektor prostoliniowy Aiken otrzymał napięcie całkowite na wyjściu detektora wyrażone ogólnym wzorem Fouriera

$$v_c = \frac{e_0}{\pi} f(t)$$

gdzie $f(t)$ jest szeregiem funkcyjnym zależnym od czasu, ale wyłącznie za pośrednictwem wielkiej częstotliwości.

Ponieważ składowa szybkozmienna jest zwarta kondensatorem pozostanie na wyjściu napięcie o częstotliwości akustycznej:

$$v = \frac{e_0}{\pi} = \frac{1}{\pi} \sqrt{e_1^2 + e_2^2 + 2 e_1 e_2 \cos \Theta}$$

Stosując rozwinięcie na szereg otrzymamy po przekształceniach:

$$v = e_1 + e_2 \left[\cos \Theta + \sin \Theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n(n+1)} \left(\frac{e_2}{e_1} \right)^n \frac{dP_n}{d\Theta} \right]$$

gdzie funkcja P_n zależy wyłącznie od Θ . Otrzymane ostateczne rozwiązanie jest słuszne dla $\frac{e_2}{e_1} \ll 1$, co jest zawsze spełnione, gdy $\frac{e_{20}}{e_{10}} \frac{1+m}{1-m} \ll 1$

Dyskusja otrzymanego równania pozwala wyciągnąć szereg ciekawych wniosków.

W przypadku szczególnym równej głębokości modulacji i gdy nie ma przesunięcia fazy napięć modulujących:

$$m_1 = m_2 = m \quad \text{i} \quad \Phi = 0$$

otrzymane równanie upraszcza się do postaci:

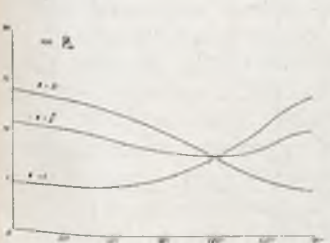
$$v = \sqrt{e_{10}^2 + e_{20}^2 + 2 e_{10} e_{20} \cos \Theta (1 + m \cos \Omega t)}$$

Zatem dla wszystkich wartości przesunięcia fazy częstotliwości nośnej i wszelkich stosunkach obu pól odbieranych (spełniających poprzednio podaną nierówność) modulacja jest niezniekształcona, tzn. nie ma harmonicznych.

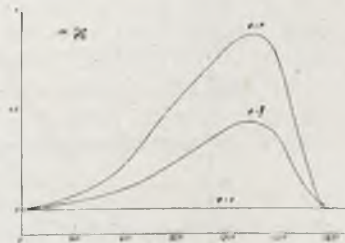
Dla przypadku szczególnego:

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega, m_1 = m_2 = 0,3 \text{ oraz } \frac{e_{20}}{e_{10}} = 0,5$$

Aiken otrzymał krzywe przedstawione na rys. 4 i 5.



Rys. 4.



Rys. 5.

Rysunek 4 przedstawia procentowy stosunek amplitudy napięcia o częstotliwości akustycznej podstawowej e_p otrzymanego po detekcji do amplitudy napięcia fali nośnej e_{10} w funkcji przesunięcia fazy odbieranych pól θ dla trzech różnych przesunięć fazy Φ napięć modulujących na stacjach.

Rysunek 5 przedstawia analogicznie do rys. 4, drugą harmoniczną odbieranego sygnału.

Rysunki 4 i 5 otrzymano przy spełnionym warunku $\frac{e_2}{e_1} < 1$ dla większych głębokości modulacji zniekształcenia wzrosną b. silnie.

Dla przypadku niepełnego synchronizmu fal nośnych otrzymane wykresy nie tracą wartości. W punkcie odbioru występuje wtedy powolna zmiana kąta przesunięcia fazy θ obu odbieranych pól, w następstwie czego będzie się wahać nie tylko siła odbioru, ale i stopień zniekształceń. Wielkość przesunięcia fazy Φ modulacji wpływa decydująco na jakość odbioru nawet aparatów wysokiej klasy. W przypadku $e_1 \approx e_2$, aparat zależnie od chwilowego θ i Φ pod wpływem automatycznej regulacji odbiera raz silnie audycję ($\Phi = 0$), w następnej chwili odbiór staje się zniekształcony ($\Phi = 180^\circ$) i dalej zanika ($\theta = 180^\circ, \Phi = 180^\circ$). Ponieważ Φ zależy od częstotliwości modulacji, niektóre tony mogą zniknąć ($\Phi = 180^\circ$) podczas, gdy inne będą zniekształcone ($\theta \neq 0, \Phi \neq 0$).

Wynika stąd wielkie znaczenie prawidłowego skompensowania przesunięcia fazy dla każdej częstotliwości modulującej.

Przesunięcie to występuje na kablu łączącym stację nadawczą ze źródłem napięcia modulującego (studio) i jest różne dla różnych długości kabla i różnych częstotliwości modulujących oraz w układzie modulatora na stacji.

Z rysunku 4 wynika, że nawet przy prawidłowo skompensowanych fazach napięć modulujących, amplituda odbieranego sygnału będzie wahała się w granicach 1:3 zależnie od chwilowego θ .

W przypadku e_2 mniejszego od e_1 o tyle tylko, że wpływ bezpośredni pola przeszkadzającego daje się już pominąć, wystąpi charakterystyczny wzrost zniekształceń pochodzących od szumu odbiornika (5,7). Zniekształcenia te w takt powolnych zmian fazy θ fal nośnych będą zmieniać swój cha-

rakter, a wielkość ich w przypadku silnej modulacji i detekcji kwadratowej może stać się uciążliwą.

Wynika stąd, że dla otrzymania możliwie dobrego odbioru, trzeba nie tylko skompensować Φ ale zapewnić niezmiennosc θ przez możliwie dobrą synchronizację stacji.

W przypadku zupełnego synchronizmu siła odbioru i zniekształcenia będą różne w zależności od położenia anteny odbiorczej (przy tym zmiany odległości już kilkudziesięciu metrowe będą decydujące) w czasie jednak będą niezmiennie.

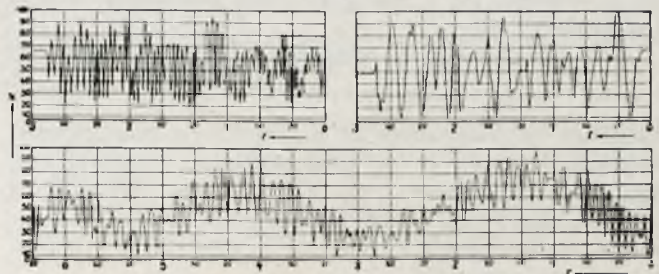
Najogólniejsze rozważania dla przypadku detekcji kwadratowej przeprowadził Vilbig (2), otrzymując jednak nieprzejrzyste wzory.

Wyniki otrzymane różnią się od wyników Aikena tym, że oprócz zniekształceń otrzymanych przez niezgodność faz napięć modulujących Φ dochodzą zniekształcenia spowodowane potęgową charakterystyką detektora.

Dla zilustrowania wyników podane są doświadczalnie zdjęte wahania natężenia pola w funkcji czasu (8).

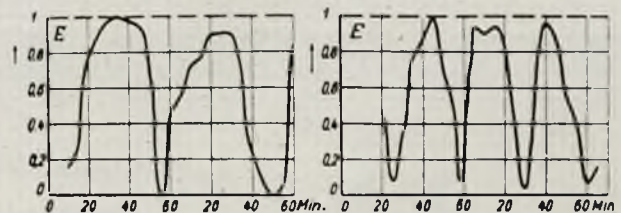
Rysunek 6 przedstawia pomiary wykonane w Niemczech przez Vilbiga na modelu dwóch stacji synchronicznych w warunkach nocnych odbioru, tj. przy obecności czterech pól.

Wartości pól promieniowania przyziemnego i odbitego wybrano w stosunku 4:2:1:1.



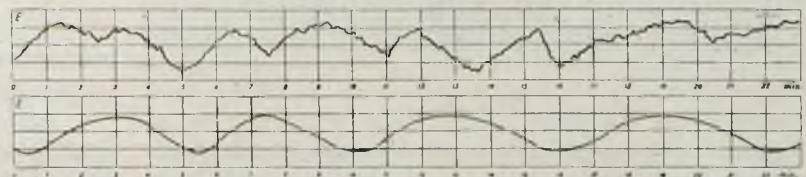
Rys. 6.

Rysunek przedstawia tętnienia pól: wykres pierwszy odnosi się do przypadku, gdy częstotliwość dudnień wskutek niesynchronizowania jest większa od częstotliwości zmian fali odbitej. Wykres drugi dla przypadku podobnej częstotliwości. Wykres trzeci przedstawia dudnienia, gdy stacje są dobrze zsynchronizowane.



Rys. 7.

Rysunek 7 przedstawia pomiary pola dwóch stacji zsynchronizowanych aparaturą firmy Lorenz (9), a rysunek 8 aparaturą firmy Telefunken (15).

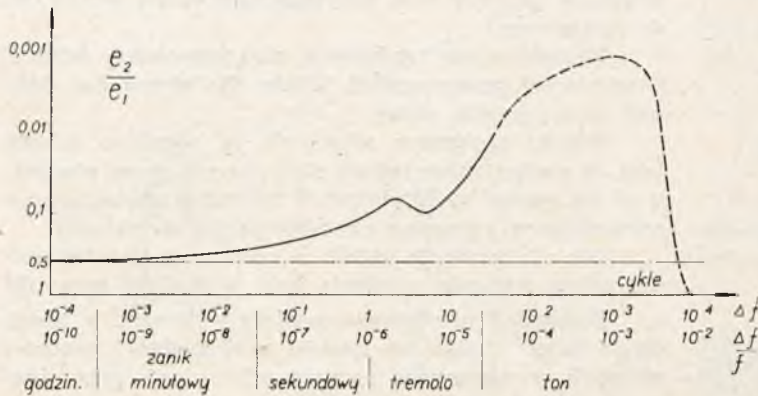


Rys. 8.

3. OBSZARY DOBREGO I ZŁEGO ODBIORU.

Podstawowym zagadnieniem przy projektowaniu stacji synchronicznych jest określenie wypadkowego obszaru użytecznego.

Obszar użyteczny zależy będzie od dopuszczonego stosunku pola odbieranego i przeszkadzającego. Dla określenia tego stosunku przeprowadzono szereg pomiarów subiektywnych: pierwsze angielskie Gilleta (10), da-

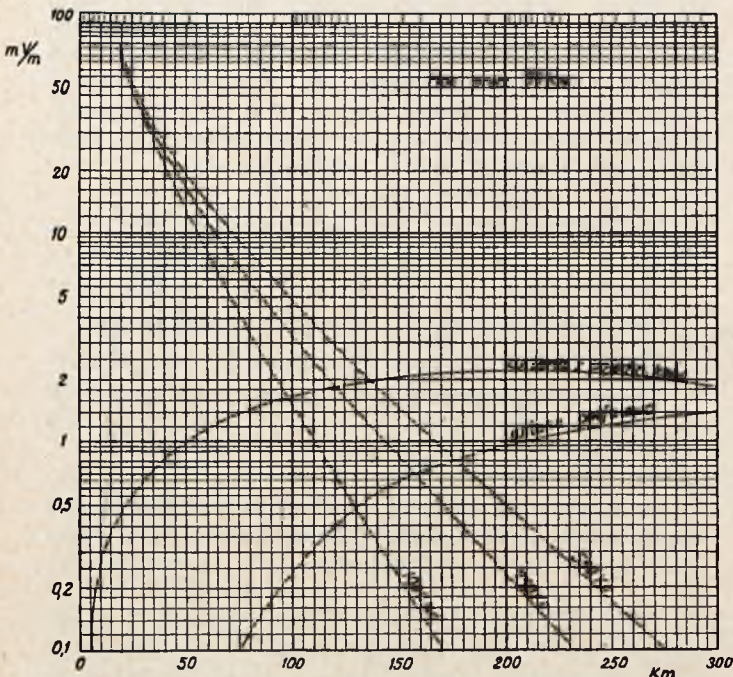


Rys. 9.

lej niemieckie (2) i sowieckie (11) i ostatnio w PIT J. Glišńskiego (12).

Na podstawie tych pomiarów wypośredkowana jest krzywa dopuszczalnego stosunku $K = \frac{e_{20}}{e_{10}}$ pola przeszkadzającego do pożądanego w zależności od częstotliwości dudnień tych pól, tj. od niedoskonałości synchronizmu (rys. 9). Na podstawie rys. 9 i wykresu rozchodzenia się pola dla jednej stacji, przedstawionego na rys. 10, można określić obszar użyteczny dwóch stacji synchronicznych w dzień.

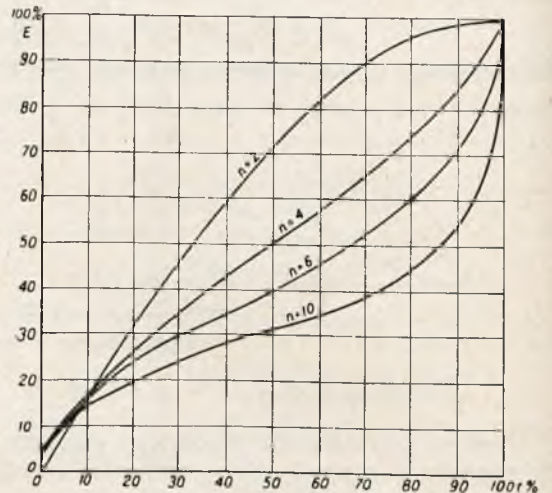
Dla określenia obszaru użytecznego większej sieci



Rys. 10.

w dzień i w nocy trzeba obliczyć wypadkowe pole przeszkadzające, a zatem znać prawo sumowania pól przeszkadzających.

Według Eckersley'a amplituda efektywnego pola przeszkadzającego będzie równa pierwiastkowi kwadratowemu z sumy kwadratów pól poszczególnych. W rzeczywistości należy się liczyć z wartością większą, pośrednią między wartością tak obliczoną, a sumą arytmetyczną wszystkich pól.



Rys. 11.

Gillet (10) przedstawia rodzinę krzywych (rys. 11) przedstawiających prawdopodobieństwo chwilowej sumy n sygnałów.

Z rysunku tego wynika, że np. przy pięciostacyjnej sieci, w punkcie odbioru, położonym w pobliżu stacji pierwszej, pole pochodzące od pozostałych odległych czterech stacji przez 75% ogólnego czasu nie przekroczy 70% swojej maksymalnej wartości. Dla większej sieci pole przeszkadzające jest większe, ale mniej niż proporcjonalnie, zaś poziom jego ulega mniejszym wahaniom w czasie.

Wykresy 9, 10 i 11 pozwalają wyciągnąć cały szereg ciekawych wniosków, dotyczących projektowania sieci synchronicznych.

Dla jak najmniejszego uszczuplenia zasięgu (zwłaszcza dziennego) każdej stacji sieci należałoby rozrzucić je na możliwie wielkie odległości dochodzące zależnie od mocy i częstotliwości do kilkuset km.

W przypadku sieci np. trzystacyjnej (o stacjach odległych na tyle, że fale przyziemne można pominąć), dopuszczając 30% czasu złego odbioru, wynika z rys. 11, że należy się liczyć z polem przeszkadzającym 90% arytmetycznej sumy pól promieniowania odbitego.

Dla stacji o mocy np. 9 kW, pracujących na fali 400 m, pole odbite (z rys. 10) wynosi około

$$2 : \sqrt{\frac{36}{9}} = 1 \text{ mV/m.}$$

Należy się liczyć z polem przeszkadzającym od dwóch stacji $2 \cdot 1,0,9 = 1,8 \text{ mV/m}$.

Większość stacji Polskiego Radia jest obecnie wzbudzana z generatorów o stałości rzędu $1 \cdot 10^{-6}$, którą można poprawić do $0,5 \cdot 10^{-6}$ przy okresowym doregulowaniu. Na podstawie rys. 9 można oszacować, dla wzajemnej stałości stacji $0,6 \cdot 10^{-6}$, wartość pola bezpośredniego potrzebnego do odbioru na około $\frac{1}{0,2} \cdot 1,8 = 9 \text{ mV}$.

Z rys. 10 wypadnie wtedy zasięg o promieniu 50 km.

Jeżeliby stacje były synchronizowane na wzór zagranicznych, tętnienia zależałyby prawie wyłącznie od chwilowej drogi odbytej przez każdy z promieni (tj. od stanu jonosfery).

Na podstawie rys. 9, zakładając powolne tętnienie, wystarczy jeżeli pole pożądane wyniesie 3,6 mV/m. Obszar użyteczny będzie określony kołem o promieniu 75 km.

W razie zastosowania anten nadawczych „antifadingowych“ obszary użyteczne znacznie wzrosną.

Rozmieszczenie stacji jednak zależy od położenia miast, program zaś dostosowywany jest do potrzeb dzielnicowych, poza tym zasilanie wspólnym programem stacji rozrzuconych na wielkie odległości przedstawia trudności techniczne wobec braku kabli.

Praktyka zagraniczna wykazała, że odległość między stacjami synchronizowanymi zaczyna się od 50 km, wynosi przeważnie 100 km i dochodzi do 300 km.

W skład sieci wchodzi zwykle: jedna stacja silniejsza ($10 \div 100$ kW) i parę słabszych ($0,5 \div 10$ kW), lub w ogóle tylko słabe stacje.

Przy odległościach międzystationicznych rzędu 100 km na jakość odbioru jednej stacji wpływają już nie tylko dudnienia fal odbitych wszystkich stacji sieci, ale i pola bezpośredniego promieniowania.

Obszar użyteczny będzie w pierwszym rzędzie zależał od częstotliwości, tych dudnień. Przyjmując, jako typowy zanik wywołany przez fale bezpośrednią i odbitą jednej stacji o okresie minutowym, trzeba stacje zsynchronizować między sobą przynajmniej na 10^{-8} c/s, aby nie przyspieszyć dudnień.

wzbudzać stację lub tylko doregulowywać jej częstotliwość.

Jeden z systemów polegał na użyciu specjalnego nadajnika krótkofalowego modulowanego częstotliwością danej sieci synchronicznej.

Na poszczególnych stacjach odbiorniki krótkofalowe odbierały nadawaną falę, a napięcie otrzymane po detekcji służyło do wzbudzania radiostacji.

System ten jednak nie dał dobrych wyników wskutek częstych i szybkich zaników fal krótkich.

Częstotliwość modulacji otrzymana po detekcji wskutek nakładania się kilku fal była zmienna i różna dla każdej stacji, powodując szybkie dudnienia stacji ze sobą.

Większość sieci synchronicznych europejskich, a mianowicie dwie sieci niemieckie, jedna włoska i dwie norweskie posiadają urządzenia synchronizujące firmy Lorenz.

Początkowo sieci niemieckie były synchronizowane systemem bezpośrednim, polegającym na tym, że zainstalowany na stacji kierującej generator kamertonowy o dużej stałości częstotl. wzbudzał po powieleniu częstotliwości stację kierującą. Równocześnie napięcie generatora kamertonowego było rozsyłane kablami telefonicznymi do stacji zależnych, gdzie po przejściu przez filtry kamertonowe i powieleniu częstotliwości, wzbudzało nadajniki.

Układ ten posiadał dwie zasadnicze wady: w razie przerwy połączenia kablowego, stacja przestawała pracować i, po drugie, przeszkody indukowane w kablu wpływały bezpośrednio na częstotliwość, powodując skoki fazy i modulację fazy.

Modulacja fazy jest specjalnie szkodliwa, ponieważ przy nałożeniu pól kilku stacji zamienia się w modulację amplitudy.

Obecnie stacje są synchronizowane systemem pośrednim, którego schemat przedstawia rys. 14.



Rys. 12.

Rys. 13.

Dla przykładu obliczono szereg przypadków przedstawionych na rys. 12, 13.

Rysunek 12 przedstawia trzy stacje 9, 4 i 1 kW odległe między sobą o 80, 70 i 50 km.

Obszary użyteczne stacji wyznaczono z rys. 9 i 10 przyjmując, że z polem przyziemnym każdej stacji dudni suma arytmetyczna fal odbitych i bezpośrednich pozostałych stacji, z częstotliwością dudnień kilku minut.

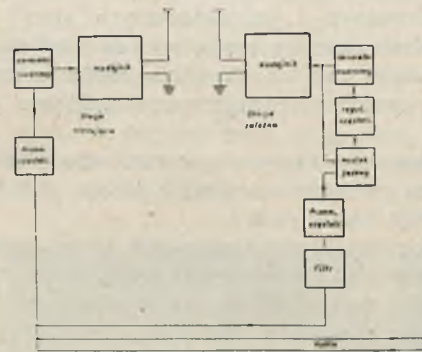
W dzień, wobec nieobecności fal odbitych, dokładne zsynchronizowanie stacji okazuje się specjalnie korzystne.

Rys. 13 przedstawia te same trzy stacje w przypadku dziennego odbioru. Krzywe zewnętrzne określają obszar użyteczny tych stacji w przypadku dobrego (10^{-8}) synchronizmu. Krzywe wewnętrzne obejmujące mniejsze obszary są ważne dla stacji pracujących bez synchronizacji ze stałością częstotliwości uwarunkowaną przez dotychczas używane gen. wzbudz. przy okresowym doregulowywaniu.

4. UKŁADY SYNCHRONIZACJI STACJI.

Synchronizowanie stacji między sobą może zachodzić kilkoma sposobami, które podzielić można w zależności od sposobu przesyłania impulsów synchronizujących, rodzaju tych impulsów i ich działania.

Impulsy mogą być przesłane drogą radiową, linią napowietrzną lub kablem telef., mogą być akustycznej lub wielkiej częstotliwości i wreszcie mogą bezpośrednio



Rys. 14.

Napięcie z generatora kwarcowego stacji kierującej po synchronicznym obniżeniu częstotliwości na częstotliwość akustyczną (13) doprowadzane jest kablami do wszystkich stacji zależnych.

Na stacji zależnej napięcie z kabla poprzez filtr akustyczny doprowadzone jest do układu powielania częstotliwości. Napięcie otrzymane po powieleniu, o częstotliwości równej częstotliwości sieci, doprowadzone jest do mostka fazowego. Do tego samego mostka dochodzi napięcie miejscowego generatora wzbudzającego. Napięcie różnicowe mostka, zależne od różnicy fazy obu napięć, wzbudza wzmacniacze, których prądy kierowane są do regulatora częstotliwości. Regulator częstotliwości składa się z przyrządu prądu stałego, na którego osi zamocowane są płytki kondensatora, dołączonego do generatora kwarcowego. W przypadku przesunięcia fazy,

powstały prąd stały obraca przyrząd prądu stałego tak długo, aż otrzymana zmiana pojemności doreguluje częstotliwość i fazę napięcia miejscowego generatora kwarcowego do częstotliwości i fazy napięcia otrzymanego po powieleniu.

Przyrząd regulujący nie posiada momentu zwracającego, więc w razie jakiegokolwiek przeszkody (np. przerwa połączenia kablowego) częstotliwość generatora wzbudzającego nie ulegnie zmianie i będzie miała stałą wartość określoną dobrocią samego kwarcu.

Zastosowany regulator zmienia częstotliwość w zakresie $\pm 0,6$ cykła, posiada tłumienie olejowe i jest zamknięty w hermetycznym naczyniu o specjalnej konstrukcji.

Stażność samych generatorów kwarcowych jest rzędu 10^{-7} (w ciągu kilku godzin) zaś stażność wzajemna sieci w przypadku synchronizacji — 10^{-9} tzn. tętnienia wzajemne mają okres blisko 2 godziny.

Tętnienia te są spowodowane powolną zmianą fazy napięcia synchronizującego w kablach łączących stacje zależne ze stacją kierującą pod wpływem zmian temperatury.

Częstotliwość napięcia przesyłanego kablem wybrano około 2 kc/s. Przy pracy sieci na fali 250 m częstotliwość przesyłana wymaga powielenia 600-krotnego. Przy obrocie fazy w kablu wynoszącym tylko $1,2^\circ$ w ciągu połowy godziny, fala nośna wykona obrót o 720° , czyli nastąpią dwa pełne zaniki. Wybór wyższej częstotliwości sterującej jest ograniczony ze względu na częstotliwość graniczną kabla wynoszącą około 2700 c.

PROJEKTY I PRACE PAŃSTWOWEGO INSTYTUTU TELEKOMUNIKACYJNEGO.

Państwowy Instytut Telekomunikacyjny (na zamówienie P. R.) opracował własny projekt synchronizacji sieci radiostacji.

Ze względu na potrzebę synchronizowania wielkiej ilości budowanych i projektowanych stacji rozrzuconych po całym obszarze kraju, oraz ze względu na szczupłą ilość dotąd położonych kabli telefonicznych, zaprojektowano synchronizowanie wszystkich sieci drogą radiową.

Do tego celu byłyby zbudowany specjalny nadajnik umieszczony w centrum kraju, który promieniowałby pole o stałej częstotliwości.

To promieniowanie odbierane przez każdą stację, po synchronicznej przemianie częstotliwości na częstotliwość danej sieci służyłoby do doregulowania częstotliwości i fazy tej stacji (zgłoszono w Urz. Pat. R. P. Nr. P 61199).

Zasadniczym czynnikiem decydującym o skuteczności takiej synchronizacji będzie stażność fazy odbieranej fali. Z tych względów zdecydowano się na wybór częstotliwości centralnego nadajnika w zakresie 30 — 60 kc/s. Dla fali 5 — 10 km tłumienie promieniowania odbitego przez jonosferę jest dostatecznie duże, tak że pulsacje fazy powstałe na skutek superpozycji fali odbitej będzie można zaniedbać.

Moc specjalnego nadajnika wyniosłaby około 2 kw, jako anteny możnaby użyć masztów radiostacji Warszawa 1.

Oporność promieniowania 200 metrowego masztu radiostacji Warszawa 1 dla częstotliwości np. 56 kc/s wyniesie:

$$R_p \approx 1600 \left(\frac{0,5 \cdot 200}{5600} \right)^2 = 0,55 \Omega,$$

przyjmując oporność strat równą około 12Ω otrzymamy, przy mocy doprowadzonej do anteny 1 kW, moc wypromieniowaną 46 watów.

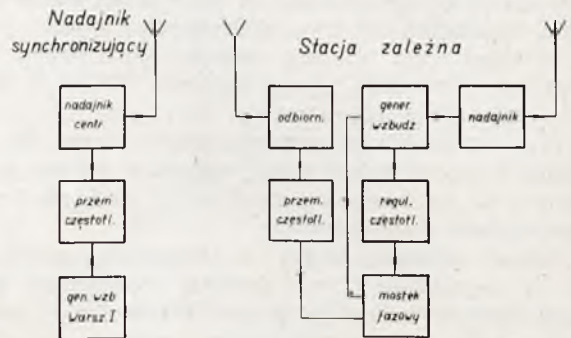
Pole uzyskane na odległości 500 km wypadnie (pomijając wzgl. niewielkie tłumienie ziemi dla tak długiej fali):

$$E = \frac{300}{500} \sqrt{0,046} = 130 \mu \text{ V/m.}$$

Wartość ta zapewni dostatecznie dobry odbiór.

Do wzbudzenia nadajnika posłużyłoby napięcie z generatora wzbudzającego Warszawę 1 po czterokrotnym obniżeniu częstotliwości z 224 na 56 kc.

Dla ułatwienia przemiany częstotliwości na stacjach odbiorczych, fala promieniowana mogłaby być modulowana tonem kilku kilocykli, otrzymanym przez dalszy podział 56 kc.



Rys. 15.

Rysunek 15 przedstawia projektowany układ synchronizacji.

Drugim ważnym warunkiem dobrego odbioru stacji synchronicznych jest, jak wynika z drugiej części artykułu, zgodność faz napięć modulujących falę nośną wszystkich stacji dla pasma akustycznego.

Ze studia, znajdującego się przy jednej ze stacji sieci, napięcie akustyczne rozsyłane jest do wszystkich stacji liniami telefonicznymi o różnej długości.

Stacja odległa od studia np. o 100 km otrzyma napięcie akustyczne z opóźnieniem, które przy połączeniu kablowym wyniesie kilka msek. Opóźnienie to przy tym jest różne dla różnych częstotliwości. Wskutek tego, faza różnych tonów na obu stacjach będzie różna.

Aby temu zapobiec, należy opóźnić napięcie przychodzące do miejscowej stacji o czas przejścia przez linię kablową. Zagadnienie to opracowuje w PIT inż. W. Nowicki. Wyniki prac zostaną ogłoszone osobno. Projektowane urządzenie składa się z części opóźniającej jednakowo wszystkie częstotliwości, oraz z części korygującej różnice czasów przejścia różnych częstotliwości. Urządzenie to znajdzie się na stacji rozsyłającej program.

Urządzenie każdej stacji zależnej składałoby się z odbiornika fali synchronizującej, układu przemiany częstotliwości odbieranej na częstotliwość sieci, do której dana stacja należy, mostka fazowego i regulatora częstotliwości.

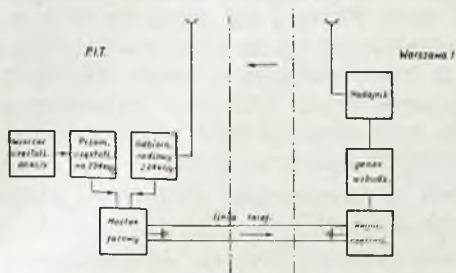
Przez zastosowanie do synchronizowania wyższej częstotliwości (56 kc) niż w układzie Lorenza (2 kc) oraz z powodu nieobecności kabli, będących źródłem zaburzeń, utrzymanie stałości fazy wydaje się łatwiejsze.

Dla przeprowadzenia prób zbudowano specjalny odbiornik do pomiaru natężenia pola z dołączonym przyrządem samopiszącym; w stanie końcowych prób znajduje się nadajnik 1 kw przeznaczony na pracę w zakresie od 30 kc wzwyż.

Dla przestudiowania elementów wchodzących w skład projektowanych urządzeń, a zwłaszcza przemiany częstotliwości, mostka fazowego oraz regulatora często-

tliwości, zbudowano urządzenie synchronizujące generator wzbudzający radiostacji Warszawa 1 z kwarcowym wzorcem częstotliwości PIT.

Zasadę działania urządzenia przedstawia rys. 16, uproszczony schemat najważniejszych fragmentów układu rys. 17, wygląd zewnętrzny fotografie na rys. 18, 19 i 20.

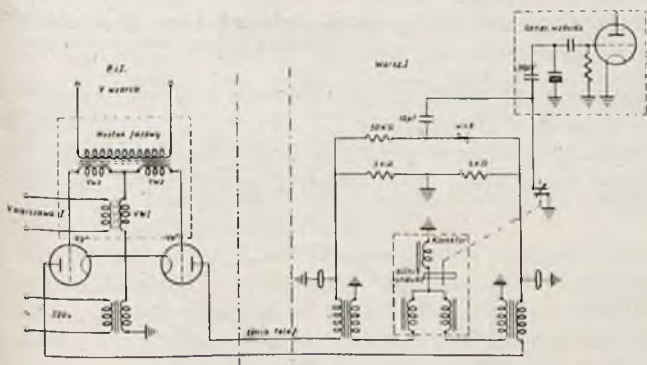


Rys. 16.

Napięcie pola promieniowanego przez Warszawę 1 odebrane przez antenę odbiornika umieszczonego w PIT po wzmocnieniu i pozabawieniu modulacji kierowane jest do mostka fazowego, znajdującego się w obwodzie siatek dwóch końcowych lamp w układzie różnicowym. Do tego samego mostka doprowadzane jest napięcie z wzorca częstotliwości, znajdującego się w PIT (po synchronicznej przemianie częstotliwości z 60 kc/s na 224 kc/s). Anody obu lamp różnicowych zasilane są napięciem zmiennym 50 c/s z sieci. Oba otrzymane prądy tętniące zamykają się przez transformator zasilający, lampy, dwuprzewodową linię PIT — Warszawa I, transformatory dopasowujące, opory, uzwojenie silniczka indukcyjnego i ziemię.

W stanie równowagi (zgodności faz napięć na mostku) oba prądy są równe i ich działanie napędowe na silnik korektora i prostownik kompensuje się. Przy przesunięciu fazy napięć mostka prąd anodowy w jednej z lamp różnicowych rośnie, w drugiej równocześnie maleje, powodując obrót silniczka korektora w jedną lub drugą stronę, oraz przesunięcie punktu pracy prostownika w kierunku, zależnym od kierunku przesunięcia fazy.

Silnik obraca płytkę z dielektryka między płytkami kondensatora włączonego równolegle do jednego z kwarców generatora doregulowując stopniowo częstotliwość.



Rys. 17.

Prostownik zmienia rozplływ prądu szybkozmiennego kwarcu powodując szybką zmianę częstotliwości i zapewniając równowagę stałą układu.

Oscylograf znajdujący się w stojaku w P. I. T. (rys. 18) umożliwi bezpośrednią obserwację faz obu napięć z Warszawy I i wzorca.

Napięcia te tworzą elipsę, która przy wyłączonym synchronizmie obtacza się z częstotliwością zależną od odstrojenia generatora wzbudzającego Warsz. I. Po włączeniu synchronizmu elipsa szybkim obrotem zajmuje ustalone położenie i pozostaje nieruchoma nawet po wyłączeniu synchronizmu. Dopiero po upływie pewnego czasu (rzędu kilkudziesięciu minut) zaczyna się powoli obtaczać.

W bloku korektora na stacji Warsz. I (rys. 19 i 20) znajduje się okienko pozwalające obserwować ruchy tarczy korektora, a zatem i samego kondensatora regulującego. Tarcza ta ustawia się w zakresie 180° zależnie od chwilowego odstrojenia częstotliwości gen. wzb. (np. pod wpływem zmian temperatury).

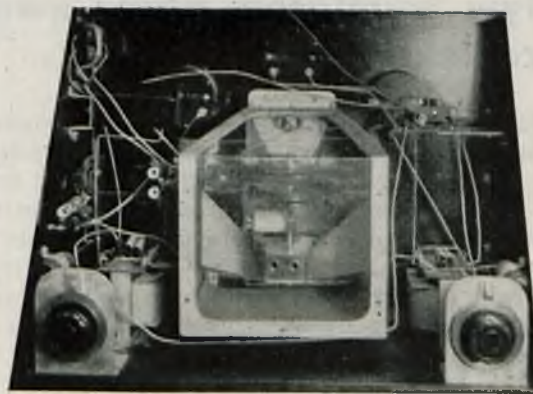


Rys. 18.



Rys. 19.

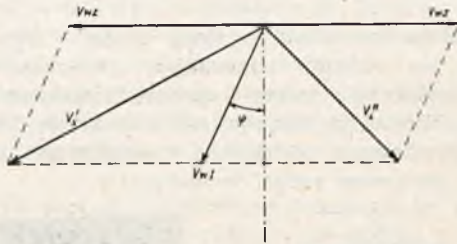
W razie, gdy odstrojenie to przekroczy zakres regulacji korektora wynoszący przeszło 1 c/s, tarcza zacznie się obracać wahając, a zatrzyma się dopiero po podregulowaniu ręcznym częstotliwości generatora wzbudzającego. Obecnie znajduje się na ukończeniu drugi model korektora o szerszym zakresie regulacji. Urządzenie



Rys. 20.

czynne zasadniczo bez przerwy zaopatrzone jest w blokadę włączającą względnie wyłączającą automatycznie prądy synchronizujące wraz z uruchomieniem względnie przerwą pracy radiostacji Warsz. I. Blokada sygnalizuje również ewentualną przerwę linii lub uszkodzenie anteny odbiorczej.

Przemiana częstotliwości 60 kc/s na 224 kc/s składa się z obniżenia częstotliwości 60 kc/s na 4 kc/s w dwóch stopniach dynatronowych synchronizowanych w siatce, zmieszania 4 kc/s i 60 kc/s w układzie z oktodą i wreszcie z 4-krotnego powielenia uzyskanych w ten sposób 56 kc/s na 224 również w układzie dynatronowym i synchronizacją w siatce.



Rys. 21.

Do porównania faz użyto układ mostkowy (9) (4), którego działanie nie zależy od amplitudy przyłożonych napięć i którego czułość jest największa przy małych odchyleniach fazy. Rys. 21 przedstawia wykres wektorowy napięć V'_s i V''_s indukowanych na siatkach lamp różnicowych z rys. 17. W stanie równowagi napięcia V_{wz} i V_{wI} przesunięte są w czasie o 90° i wtedy $V'_s = V''_s$. Gdy faza napięcia V_{wI} otrzymanego przez odbiornik z Warsz. I, odchyli się o kąt ψ od położenia równowagi napięcie jednej siatki wzrośnie, a drugiej zmaleje. Z rysunku wynika, że dla $\psi > 0$ jest $V'_s > V''_s$ a dla $\psi < 0$ jest $V'_s < V''_s$

a zatem układ reaguje na zwrot fazy.

Szczegółowy opis układu regulującego częstotliwość będzie tematem specjalnej pracy.

Cechą charakterystyczną układu jest współdziałanie kondensatora obracanego silniczkami indukcyjnym z prostownikiem (zgłoszono w Urz. Pat. R. P. Nr. P 61317).

Na podstawie rozważań matematycznych (potwierdzonych całkowicie przez doświadczenie) okazuje się, że sam kondensator korektora bez prostownika raz wytrącony z równowagi nie ustali swego położenia nawet przy b. dużym tłumieniu; dopiero dodanie prostownika umożliwia pracę stabilną.

Ponieważ korektor nie ma momentu zwracającego, a prostownik działa tylko w momentach nierównowagi fazy, w razie zniknięcia napięcia synchronizującego, częstotliwość generatora wzbudającego pozostanie bez zmiany, tak jak ostatnio była doregulowana, a stałość jej będzie określona dobrocią samego generatora.

Wahania częstotliwości samego generatora wzbudającego stacji Warsz. I wg pomiarów U. I. R. wynoszą w ciągu miesiąca od 0,2 do 1 c/s. Po uruchomieniu synchronizacji, które nastąpiło w końcu stycznia b. r., wahania nie przekraczały 0,01 c/s z wyjątkiem kilku dni, w których synchronizacja była wyłączona, dla wykonania ostatecznych zmian w układzie.

Stałość ta przekroczyła dokładność pomiarów dokonywanych przez U. I. R.

W razie realizacji projektu synchronizowania stacji drogą radiową stałość częstotliwości wszystkich stacji synchronizowanych byłaby równa stałości radiostacji Warszawa I, która obecnie jest pod tym względem najlepsza w Europie.

LITERATURA.

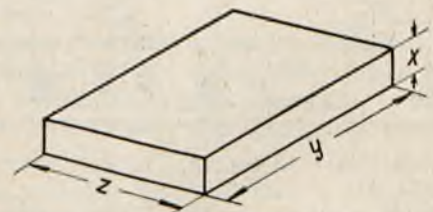
- 1) F. Vilbig T. F. T. 1933, str. 314.
- 2) F. Vilbig T. F. T. 1935, str. 163.
- 3) Ernst Prokott Lor. Ber. 1936, Nr. 3/4.
- 4) C. B. Aiken P. I. R. E. 1931, str. 120.
- 5) C. B. Aiken P. I. R. E. 1933, str. 601.
- 6) C. B. Aiken P. I. R. E. 1933, str. 1265.
- 7) C. B. Aiken B. S. T. J. 1934, str. 333.
- 8) F. Vilbig T. F. T. 1936, str. 196.
- 9) E. Schulze-Herringen Lor. Ber. 1936, Nr. 3/4.
- 10) G. D. Gillet P. I. R. E. 1931, str. 1347.
- 11) Documents du CCIR 1934, Lisbon Troisième Réunion Question 17.
- 12) J. Gliński B. B. S. P. R. 1937, Nr. 5. Zastosowanie stacji synchronicznych w radiofonii.
- 13) Haensel. Phys. Zeitschrift. 1929, str. 274.
- 14) A. Schwaiger Tel. Zeit. 1938, Nr. 79.

Wpływ wymiarów płytki kwarcowej na jej drgania piezoelektryczne

Inż. Z. Jelonek i Inż. St. Stefański
(Państwowy Instytut Telekomunikacyjny)

Rozważania przybliżonego wzoru na częstotliwość podłużnych drgań własnych materiałów sprężystych prowadzą do wniosku, że częstotliwość drgań płytki w kierunku grubości (grubościowych) względnie długości (konturowych) jest odwrotnie proporcjonalna tylko do grubości wzgl. długości płytki. W rzeczywistości częstotliwość drgań grubościowych płytki kwarcowej zależy nie tylko od grubości, ale i od pozostałych wymiarów konturowych; od wszystkich trzech wymiarów zależy także w pewnym stopniu współczynnik cieplny częstotliwości drgań. Lack *) wyjaśnił istotę tych zależności, przeprowadzając analogię między drganiami płytki kwarcowej, a systemem sprzężonych obwodów elektrycznych. Obserwował on stosunkowo prosty przypadek sprzęgania się dwóch określonych drgań w płytce cięcia „X”. Opisane

niżej pomiary miały na celu badanie wpływu wymiarów na drgania w płytce cięcia „X”. Płytkę tę wykazywała b. często spotykane w praktyce liczne rezonanse, całe ich grupy, na miejscu spodziewanych pojedynczych rezonansów.



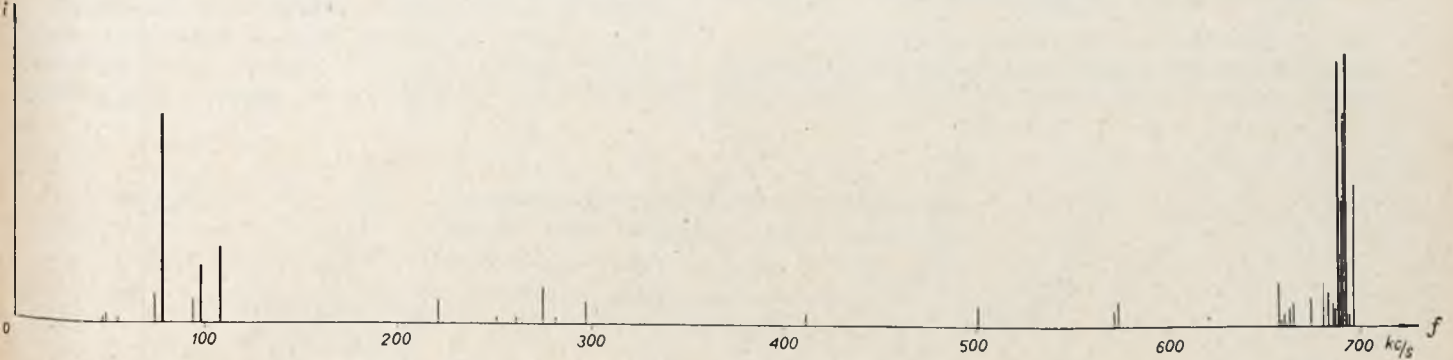
Rys. 1.

Płytkę (rys. 1) o początkowych wymiarach:
 $x = 4,160$ mm (bok wzdłuż osi X)
 $y = 31,21$ mm („ „ „ Y)
 $z = 29,69$ mm („ „ „ Z)

*) F. R. Lack. „Observations on modes of vibration and temperature coefficients of quartz crystal plates“. P. I. R. E. 1929, str. 1123.

miała widmo rezonansów pokazane na rys. 2. Na poziomej osi odłożone są częstotliwości rezonansów, a na pionowej — prąd przepływający przez płytkę przy pobudzeniu jej napięciem o częstotliwości danego rezo-

Rys. 4, 5 i 6 dają obraz wpływu zmniejszania wymiaru y na drgania. Rys. 4 odnosi się do drgań grubościowych, podaje częstotliwości oscylacji i ich współczynniki cieplne. Rys. 5 jest powiększonym fragmentem tych sa-



Rys. 2.

nansu. Rezonanse, które były podstawą samowzbudnych oscylacji płytki w układzie Pierce'a oznaczono grubszymi liniami. Takie silne rezonanse są zgrupowane około 100 kc/s (konturowe) i około 690 kc/s (grubościowe). Ściślejsze rozróżnienie ich jest dość trudne. Nie ma wątpliwości tylko co do rezonansów w okolicy 690 kc/s. Z krzywych opublikowanych przez Bechmanna *) można określić częstotliwość grubościowych drgań podłużnych („a“) takiej płytki, jako

$$f_a = \frac{2860}{4,16} = 687 \text{ kc/s}$$

i ich współczynnik cieplny $K_t = -20,10 \text{ } ^\circ\text{C}$. Omawiane rezonanse zgadzały się co do częstotliwości i współczynnika cieplnego z tymi wartościami.

Wśród rezonansów okolicy 100 kc/s wyróżniają się wielkością trzy, o częstotliwościach około 78, 98, 108 kc/s, wszystkie o dużych ujemnych współczynnikach cieplnych. Z krzywych Bechmanna można obliczyć możliwe częstotliwości drgań konturowych:

$$f_a = \frac{2920}{31,2} = 94 \text{ kc/s; } (K_t = -20);$$

$$f_b = \frac{2170}{31,2} = 70 \text{ kc/s; } (K_t = -85);$$

$$f_c = \frac{1920}{31,2} = 62 \text{ kc/s; } (K_t = +90);$$

Z podanych niżej pomiarów drgań konturowych, jako funkcji wymiaru y (rys. 6) widać, że drgania o częstotliwości 108 kc/s przy początkowych wymiarach płytki były sprzężone z innymi. Dopiero po zmniejszeniu wymiaru y o kilka mm. można było z większą pewnością stwierdzić, że drgania o początkowych częstotliwościach 108 kc/s są to drgania podłużne „a“, zaś 78 kc/s są drganiami poprzecznymi „b“.

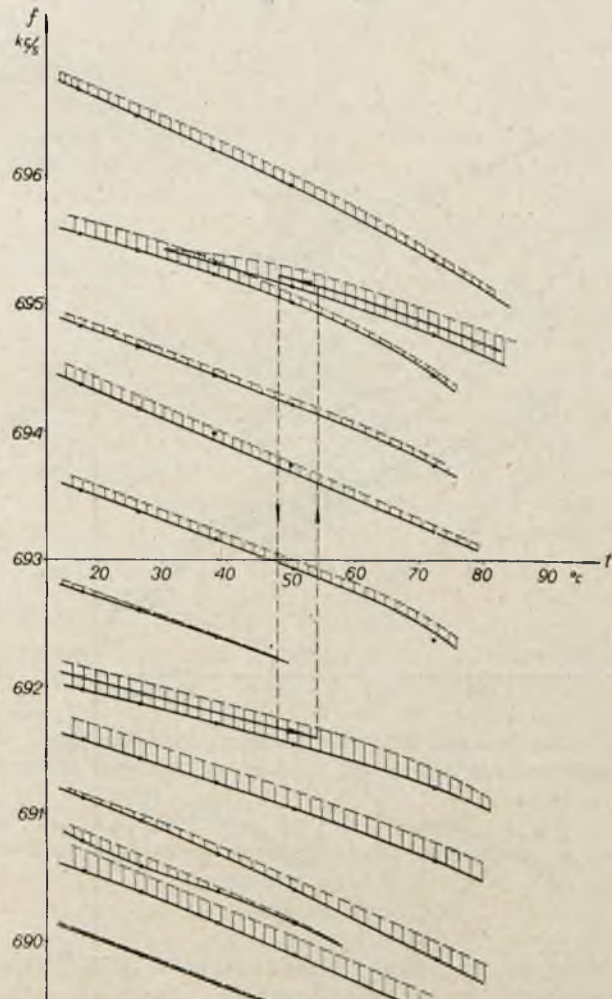
Podstawą identyfikacji były, jak i poprzednio, częstotliwości i współczynniki cieplne.

W okolicy 690 kc/s widać całą grupę kilkudziesięciu rezonansów różnej wielkości. Wszystkie te rezonanse zachowują się podobnie w funkcji temperatury czy wymiarów. Zależność ich od temperatury podano na rys. 3. Narzucono na ich tle częstotliwości oscylacji, które powstawały w układzie Pierce'a i które były o kilkadziesiąt cykli wyższe od najsilniejszego rezonansu. Te liczne rezonanse, t. zw. „wielofalowość“, są objawem b. częstym i nie pożądanym.

mych zależności, które przedstawia rys. 4, tylko tu obserwowano zachowanie się całej grupy najsilniejszych rezonansów. Rys. 6 odnosi się do drgań konturowych.

Częstotliwość i amplituda rezonansów grubościowych w funkcji temperatury $f=F(t)$.

Wymiary płytki w mm.: $x=4,160$, $y=30,10$, $z=29,69$.
Pionowe kreski są miarą wielkości rezonansów



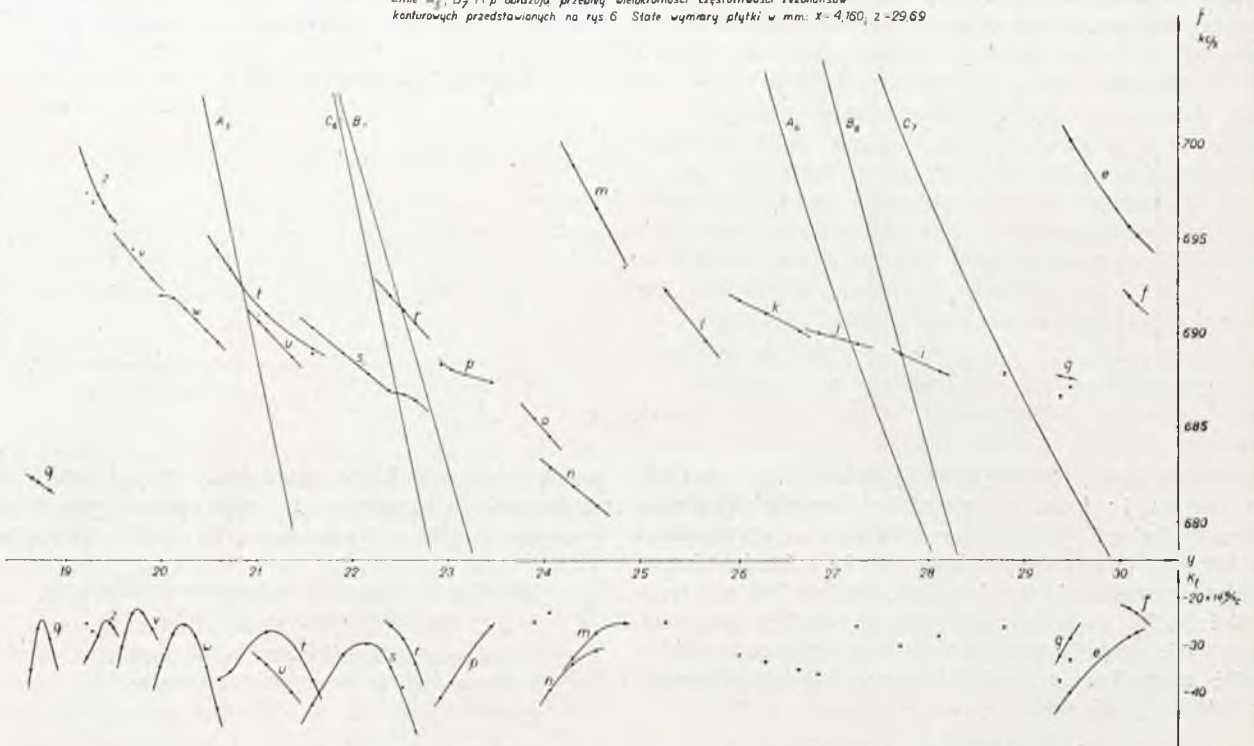
Rys. 3.

Obserwowano tu głównie dwa silne rezonanse o częstotliwościach skrajnych, poza tym jeden słabszy o częstotliwości pośredniej.

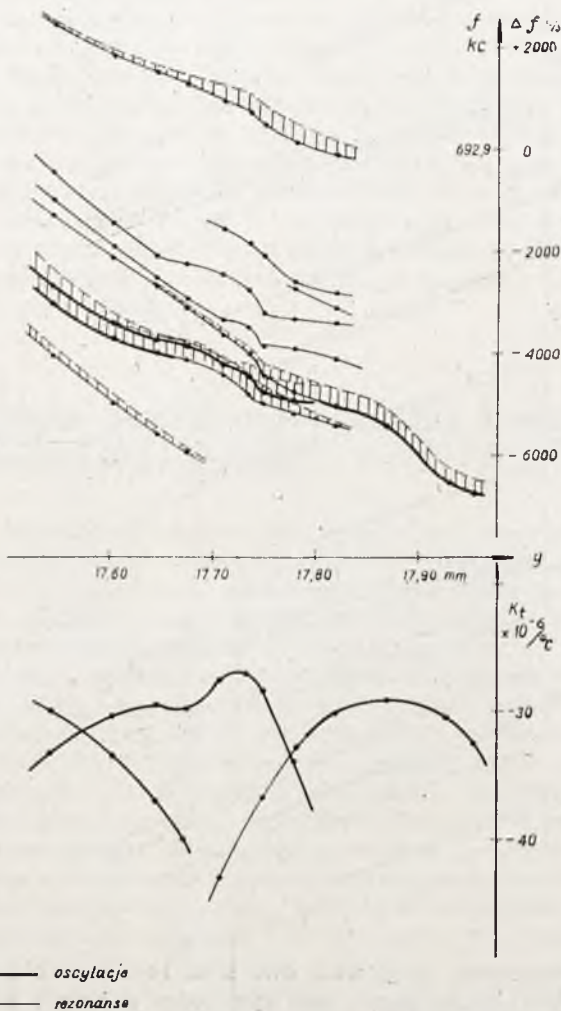
*) R. Bechmann. „Untersuchungen über die elastischen Eigenschwingungen piezoelektrisch angeregter Quarzplatten“. ZS f. techn. Phys. 1935 Nr. 12 str. 525.

Częstotliwości oscylacji grubościowych i ich współczynniki cieplne w funkcji wymiaru wzdłuż osi Y $f = F_1(y)$; $K_T = F_2(y)$.

Linie A_1, B_2 itp. obrazują przebieg wielokrotności częstotliwości rezonansów konturowych przedstawianych na rys. 6. Stałe wymiary płytki w mm: $x = 4,160$, $z = 29,69$



Rys. 4.



Rys. 5.

Na podstawie trzech ostatnich rysunków można wyciągnąć szereg wniosków dotyczących drgań grubościowych i konturowych badanej płytki.

Drgania grubościowe:

1. Nie ma rezonansów o częstotliwości nie zależnej od wymiaru y ; rezonanse są najsilniejsze w okolicy 690 kc/s, a ściślej w otoczeniu częstotliwości oscylacji.

2. Oscylacje istnieją przy najsilniejszych rezonansach — przy jednym lub kolejno przy paru. Przy zmianie wymiaru y częstotliwość oscylacji zmienia się w sposób ciągły w zakresie zmian y nie przekraczającym 30/0; po tym oscylacje przeskakują na inny rezonans.

3. Nachylenie krzywych częstotliwości (rys. 4) jest zmienne; odpowiada ono na ogół zjawisku sprzężeń z drganiami konturowymi (szczególnie wyraźnie przy $y = 25 \div 19$ mm). Wzrost częstotliwości od 681 kc/s do 700 kc/s powtarza się z prawie stałym okresem; okres ten wynosi średnio 5,25 mm zmiany y . Otrzymana średnia winna mieć się do grubości $x = 4,16$ mm odwrotnie, jak stałe c (kcmm) drgań biorących udział w sprzężeniu:

$$\frac{5,25}{4,16} = 1,26; \quad \frac{2860}{2150} = 1,33.$$

Można z powyższego wnioskować, że okres „wielki” zmian częstotliwości grubościowej, jak na rys. 4, wynika ze sprzężeń z konturowymi drganiami poprzecznymi, oznaczonymi na rys. 6 literą B.

4. Ciągłość zmiany współczynnika cieplnego częstotliwości oscylacji pokrywa się z ciągłością zmian częstotliwości. Kształt poszczególnych krzywych współczynnika cieplnego jest podobny do odwróconej paraboli. Wierzchołki parabol mieszczą się w granicach — 20 do — 30.10⁻⁶/°C, granice zaś całkowitych zmian współczynnika cieplnego wynoszą — 20 do — 50.10⁻⁶/°C; na ogół drgania o współczynnikach cieplnych równych około — 40 do — 50.10⁻⁶/°C, są słabe i chwiejne.

— oscylacja
— rezonanse

Drgania konturowe.

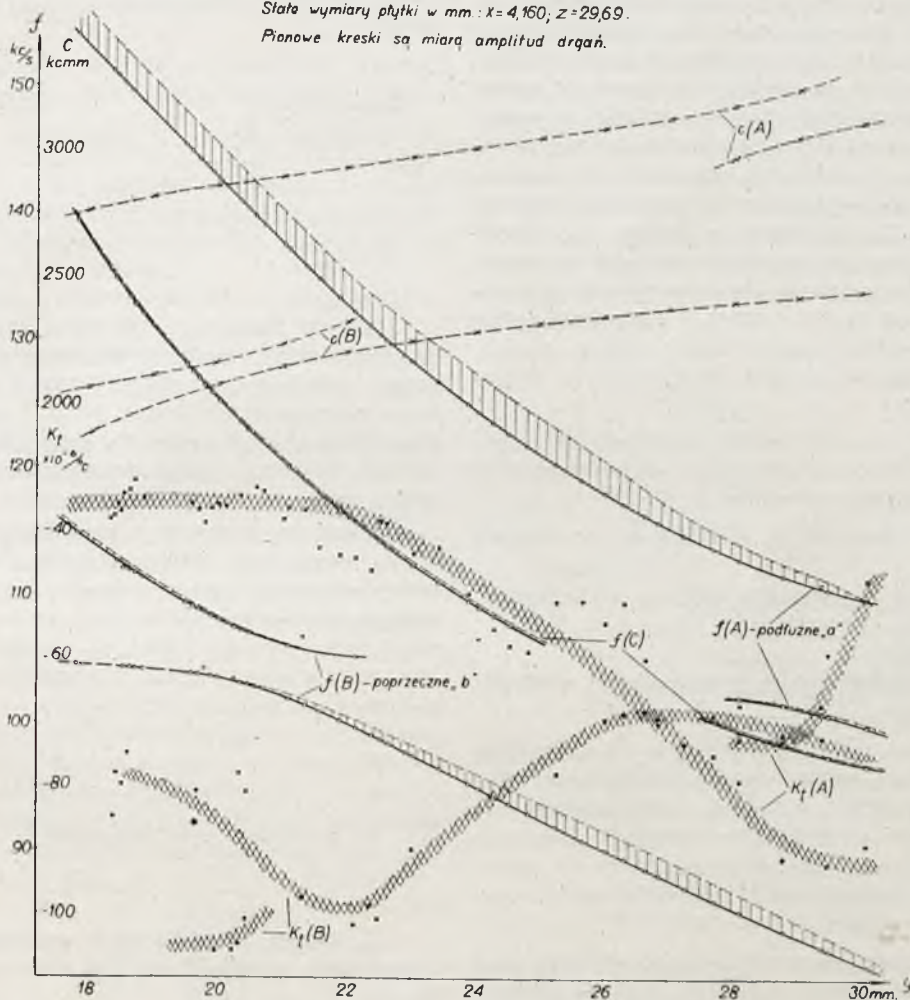
5. W przebiegu zmienności częstotliwości rezonansów nie ma śladów odchylenia, wynikających ze sprzężeń i odpowiadających „skokom“ częstotliwości grubościowych. Ewentualne b. małe odchylenia mieszczą się w granicach błędów pomiaru. Natomiast charakterystyczne odkształcenia zachodzą przy $f = 105$ kc/s; powodem ich

bieżności punktów od wypośredkowanej krzywej nie można przypisać błędów pomiaru; wiążą się one prawdopodobnie ze sprzężeniami różnych drgań; jakiejś regularności tych zmian nie dało się jednak uchwycić.

Po kilku zmianach wymiaru z stwierdzono, że częstotliwości rezonansów grubościowych zależą także i od tego wymiaru, choć w niewielkim stopniu. Miarą udziału

Częstotliwości, współczynniki cieplne częstotliwości i stałe drgań rezonansów konturowych w funkcji wymiaru wzdłuż osi Y $f = F_1(y)$; $K_t = F_2(y)$; $c = F_3(y)$.

*Stale wymiary płytki w mm: $x = 4,160$; $z = 29,69$.
Pionowe kreski są miarą amplitud drgań.*



Rys. 6.

nie są sprzężenia z drganiami grubościowymi, bo obraz musiałby się powtórzyć dwa lub trzy razy w granicach rysunku; natomiast obliczenie częstotliwości podłużnych drgań własnych płytki wzdłuż kierunku równoległego do osi Z daje wynik 105,8 kc/s.

Wskutek elektrycznej nieczynności osi Z, drgania o tej częstotliwości nie mogą być wywołane zmiennym polem elektrycznym; można jednak wymusić je mechanicznie, przy czym to wymuszenie będzie wtórnym zjawiskiem drgań wymuszonych elektrycznie wzdłuż osi X lub Y.

6. Ogólny charakter zmienności współczynnika cieplnego wiąże się tu wyraźnie z omówionymi ostatnio sprzężeniami: zagięciom krzywych w okolicy częstotliwości asymptotycznej 105 kc/s odpowiadają maksymalne wartości bezwzględne współczynników cieplnych. Dużych roz-

we wpływaniu na częstotliwość rezonansów może być stosunek procentowy zmian, który np. dla wymiaru z będzie: $\frac{\Delta f/f}{\Delta z/z} \cdot 100$;

stosunek ten wahał się w pewnych granicach:

- dla zmian x : 50 ÷ 75%
- „ „ y : 30 ÷ 20%
- „ „ z : 3 ÷ 10%

Zwykle suma tych stosunków zbliżała się do 100%, co jest w zgodzie z przytaczaną w literaturze *) zasadą podobieństwa.

*) I. Koga, „Notes on piezoelectric quartz crystals“. P. I. R. E., 1936, str. 510.

Pojemnościowy dzielnik napięcia dla fal ultrakrótkich

Inż. Czechowski Antoni

Wyciąg z pracy dyplomowej pod tyt. „Generator sygnałów wzorcowych do badania odbiorników telewizyjnych”, wykonanej pod kierownictwem p. prof. Groszkowskiego Janusza w r. 1937.

W związku z rozwojem telewizji wysunęła się sprawa wykonania dobrego odbiornika telewizyjnego i zbadania go pod względem elektrycznym — tak, jak bada się odbiorniki radiofoniczne: ich czułość, selektywność i wierność odtwarzania. Do wykonania tego rodzaju badań potrzebny jest generator sygnałów wzorcowych na zakres fal 3 do 10 metrów, modulowany częstotliwością od kilkunastu c/s do 10^6 c/s, wymagana głębokość modulacji do 100%. Generator taki musi umożliwiać: a) nastawienie za pomocą pokrętki dowolnej wielkości fali w zakresie $\lambda = 3 \div 10$ m i odczytanie długości fali, dawanej przez generator, z położenia pokrętki; b) nastawienie dowolnej częstotliwości modulującej w zakresie $f_m = 50 \div 10^6$ c/s i odczytanie jej wprost z jakiegoś przyrządu na generatorze; c) nastawienie dowolnej głębokości modulacji w zakresie od $m = 0 \div 100\%$ i odczytanie jej na przyrządzie wmontowanym na przedniej ścianie generatora; d) ciągłą regulację napięcia wyjściowego w granicach od $1 \mu\text{V}$ do 1 V.

Zajmiemy się obecnie szerzej punktem d), który sprowadza się do wykonania specjalnego dzielnika napięć, spełniającego następujące warunki:

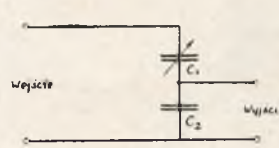
- 1) niezależność wskazań od częstotliwości w zakresie do $f = 100 \cdot 10^6$ c/s;
- 2) wielki zakres zmienności napięcia wyjściowego;
- 3) małe tłumienie początkowe;
- 4) ciągłość regulacji;
- 5) stały opór dla generatora niezależnie od wielkości napięcia wyjściowego.

Oporowy dzielnik napięcia nie nadaje się na wielkie częstotliwości, gdyż nie spełnia warunku pierwszego. Mianowicie przedstawia on skomplikowany układ oporów pozornych, składających się z oporów omowych zabocznikowanych pojemnościami szkodliwymi, które to opory pozorne w funkcji częstotliwości zmieniają swoją wartość w szerokich granicach.

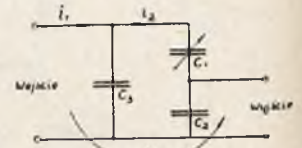
Kondensatorowy dzielnik napięcia spełnia wszystkie wyżej wymienione warunki. Wskazania jego na niskich częstotliwościach będą zależne od częstotliwości, jeżeli przewodność izolacji będzie rzędu przewodności pojemnościowej. Ponieważ jednak można uzyskać izolację o oporze $10^{10} \Omega$, przeto zależność wskazań dzielnika od częstotliwości wystąpi dopiero dla bardzo małych pojemności rzędu 0,01 cm i poniżej częstotliwości 10^4 c/s. Górna granicę stosowalności pojemnościowego dzielnika napięcia stanowią częstotliwości, przy których pojemność statyczna kondensatorów zamieni się w dynamiczną, czyli gdy rozkład ładunków na płytkach kondensatorów nie będzie równomierny, oraz gdy trzeba będzie się liczyć z indukcyjnością doprowadzeń i indukcyjnością wzajemną między wejściem i wyjściem dzielnika. Wpływ niejednostajnego rozkładu ładunków na płytach występuje — wg. przeliczeń F. Ollendorfa (Grundlagen der Hochfrequenztechnik, Berlin 1936)—dopiero przy częstotliwościach rzędu 10^9 c/s. Indukcyjność, jako opór ωL , jest szkodliwa wtedy, gdy opór pojemnościowy dzielnika schodzi poniżej 1Ω , co przy pojemności dzielnika rzędu $200 \mu\text{F}$ daje

graniczną częstotliwość stosowalności pojemnościowego dzielnika napięć $f = 10^9$ c/s.

Pojemnościowy dzielnik napięcia przedstawia dwa kondensatory połączone w szereg (rys. 1), przy czym C_1 jest to kondensator zmienny w bardzo szerokich granicach, np. od 0,01 cm do 200 cm, a kondensator C_2 jest stały o dużej pojemności, tak, aby podłączane równolegle do niego opory obciążenia były procentowo duże w stosunku do oporu kondensatora C_2 i nie zmieniały cechowania.



Rys. 1.



Rys. 2.

Układ zastępczy dzielnika pojemnościowego, z uwzględnieniem indukcyjności wzajemnej M między wejściem i wyjściem, przedstawia rys. 2. Pojemności C_1 i C_2 są to pojemności użyteczne, a C_3 — całkowita pojemność bocznikująca źródło napięcia, składająca się z pojemności między ruchomą płytką kondensatora C_1 i zewnętrzną osłoną oraz z pojemności przewodów.

Oznaczmy przez V_1 — napięcie na wejściu, przez V_2 — napięcie na wyjściu dzielnika. Zakładamy, że obwód zewnętrzny nie bierze prądu; wtedy możemy napisać następujące równania:

$$V_1 = (i_1 - i_2) \frac{1}{j\omega C_3} \dots \dots \dots (1)$$

$$\frac{i_2 - i_1}{j\omega C_3} + i_2 \frac{C_1 + C_2}{j\omega C_1 C_2} = 0 \dots \dots \dots (2)$$

$$V_2 = \frac{i_2}{j\omega C_2} \pm j\omega M i_1 \dots \dots \dots (3)$$

Po przekształceniu otrzymamy:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \mp \omega^2 M \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_3 \right) \dots \dots (4)$$

Z dużym przybliżeniem możemy stosować wzór uproszczony, słuszny tylko dla idealnych warunków, gdy $M = 0$:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \dots \dots \dots (5)$$

Jeżeli np. żądamy, by błąd wskutek stosowania przybliżonego wzoru (5) nie przekraczał 5%, to warunek ten wyrażamy następująco:

$$\frac{\omega^2 M \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_3 \right)}{\frac{C_1}{C_1 + C_2}} \leq 0,05 \dots \dots \dots (6)$$

Dla przykładu wykonamy przeliczenie dla najgorszego przypadku, gdy $f = f_{\max} = 10^9$ c/s, zakładając: $C_1 = C_{1\max} = 200 \mu\text{F}$; $C_2 = 2000 \mu\text{F}$; $C_3 = 200 \mu\text{F}$. Dla tych warunków obliczona wartość M , taka, by błąd wskutek stosowania równania (5) nie przekraczał 5%, wynosi około $30 \mu\text{H}$. Przy starannym wykonaniu dzielnika napięć można zejść z indukcyjnością wzajemną M nawet niżej $30 \mu\text{H}$, co pozwala na całkowitą swobodę w stosowaniu wzoru (5).

Wielki zakres zmienności napięcia wyjściowego można osiągnąć jedynie przez uzyskanie dużego stosunku pojemności maksymalnej do minimalnej kondensatora zmiennego: $\frac{C_{1max}}{C_{1min}}$.

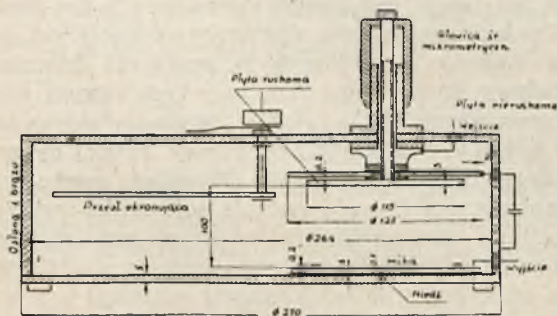
Pojemność C_{1max} ograniczona jest wymiarami kondensatora oraz wykonaniem mechanicznym, gdyż jest to kondensator powietrzny i dla otrzymania dużego C_{1max} należy dać odległość ruchomych płytek około 0,2 mm, co trudno zrealizować, oraz duże wymiary płytek — co czyni dzielnik dużym, ciężkim i niewygodnym w użyciu. Możliwie małą pojemność C_{1min} osiąga się przez ekranowanie płytki ruchomej od stałej kondensatora C_1 i jako granicę, nie dającą się przekroczyć, należy przyjąć $C_{1min} = 0,01$ cm.

Stołość pojemności wejściowej dzielnika wymaga się dlatego, by generator zasilający przy zmianie stosunku $\frac{V_2}{V_1}$, czyli $\frac{C_1}{C_2}$, nie podlegał wahaniom obciążenia, bo spowodowałyby to zmianę napięcia zasilającego V_1 , i aby nie zmieniał długości fali wytwarzanej przez generator. Warunek stołości pojemności wejściowej spełnia się za pomocą kondensatora różnicowego.

Wzięto pod uwagę trzy możliwości rozwiązania konstrukcyjnego dzielnika:

- 1) kondensator zmienny w postaci dwu cylindrów koncentrycznych, z których jeden jest ruchomy względem drugiego;
- 2) kondensator zmienny z płytkami płaskimi, z których jedna jest odsuwana od drugiej;
- 3) kondensator zmienny z płytkami płaskimi, z których jedna może się pokręcać w stosunku do drugiej.

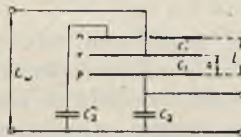
Wykonanie dzielnika napięć wg alternatywy pierwszej jest konstrukcyjnie bardzo trudne, bo trzeba by cylinder miedziany posuwać za pomocą pewnej przekładni mechanicznej wewnątrz drugiego cylindra, przy czym odległość między cylindrami w każdym punkcie winna wynosić około 0,5 mm; trudno byłoby otrzymać pojemność zmienną minimalną rzędu 0,01 cm; wymiary zewnętrzne dzielnika byłyby dość duże, a przede wszystkim dzielnik byłby bardzo wysoki, np. wysokość całkowita wynosiłaby 30 cm, a średnica podstawy ≈ 12 cm. Dlatego też pierwszą alternatywą rozwiązania konstrukcyjnego nie zajmowano się dłużej.



Rys. 3.

Na rys. 3 przedstawiony jest szkic dzielnika pojemnościowego, odpowiadającego alternatywie drugiej. Cylinder miedziany o średnicy 27 cm i wysokości 13 cm połączony jest z podstawą miedzianą, na której leży płytkę mikową o grubości 0,1 mm, pokryta po obu stronach cynfolią z bardzo małym dodatkiem wazeliny celem lepszego przylegania folii; z góry przykryta jest mika znów płytką miedzianą, która wraz z podstawą tworzy okładki kondensatora stałego C_2 . Płytkę ruchomą jest poruszana

za pomocą śruby mikrometrycznej, która na swej głowicy ma skalę noniuszową. Przy górnej granicy drogi płytki ruchomej znajduje się przesłona ekranująca, połączona z korpusem, która ma na celu uzyskanie możliwie małej pojemności C_{1min} ; dzieje się to w ten sposób, że pokręcając przesłonę ekranującą, umieszczamy ją między płytką ruchomą i płytką pokrywającą mikę, przy czym odległość między przesłoną i płytką ruchomą wynosi około 1 mm. Wtedy większość linii pola elektrycznego zamyka się od płytki ruchomej do przesłony, a między płytką ruchomą i płytką pokrywającą mikę nie ma prawie zupełnie linii pola elektrycznego i pojemność C_{1min} jest bardzo mała. Zatem ten dzielnik napięcia będzie miał dwa zakresy: jeden otrzymuje się przez ruch pionowy płytki ruchomej i odczytywanie napięcia wyjściowego na podziałce śruby mikrometrycznej, drugi otrzymuje się przez obrót przesłony ekranującej i odczytywanie napięcia wyjściowego na skali kąta obrotu tejże przesłony. Wyrównywane pojemności wejściowej dzielnika uzyskuje się za pomocą płytki nieruchomej, umieszczonej ponad płytką ruchomą, i połączonego w szereg z nią kondensatora C_2' o pojemności równej pojemności kondensatora C_2 . Schemat zastępczy dzielnika pojemnościowego z wyrównaniem jest podany na rys. 4a, który da się sprowadzić do schematu jak na rys. 4b.



Rys. 4a.



Rys. 4b.

Oznaczmy:

- C_w — pojemność wejściowa dzielnika napięcia;
- l — odległość płytki ruchomej r w jej górnym granicznym położeniu od płytki p ; położeniu temu odpowiadają C_{1min} oraz C_{1max}' , bo wtedy odległość między płytkami r i n jest najmniejsza i wynosi l_0 ;
- l_0 — najmniejsza odległość między płytkami p i r , w tym położeniu pojemności przybierają następujące wartości: $C_1 = C_{1max}$ oraz $C_1' = C_{1min}'$;
- x — odległość płytki ruchomej r od płytki p dla dowolnego napięcia wyjściowego.

Założmy idealne warunki wykonania dzielnika, tj. $C_2 = C_2'$, $l_0 = l_0'$, oraz $C_{1max} = C_{1max}'$, $C_{1min} = C_{1min}'$, czyli że płytki p , r i n są zupełnie identycznie wykonane.

W tych warunkach pojemność wejściowa dzielnika C_w dla dowolnego położenia płytki r wyrazi się wzorem:

$$C_w = \frac{C_{1max} \cdot C_2 \cdot \frac{l_0}{l}}{C_{1max} \cdot \frac{l_0}{l} + C_2 \cdot \frac{x}{l} \left(1 - \frac{x}{l+l_0}\right)} \quad (7)$$

Dla interpretacji liczbowej wzoru (7) podstawimy weń odpowiednie wartości zaprojektowanego dzielnika, a mianowicie:

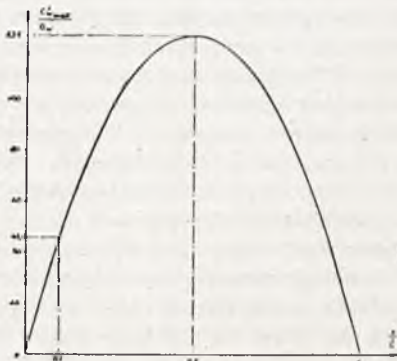
$$\frac{C_2}{C_{1max}} = \frac{8000 \text{ cm}}{400 \text{ cm}} = 20; \quad \frac{C_{1max}}{C_{1min}} = \frac{l}{l_0} = \frac{100 \text{ mm}}{0,2 \text{ mm}} = 500$$

Wtedy wzór (7) przekształci się następująco:

$$C_w = C_{1max} \frac{20}{1 + 10000 \cdot \frac{x}{l} \left| 1 - \frac{x}{l} (1 + 0,002) \right|} \quad (7a)$$

Otrzymany wzór (7a) zilustrowany jest na rys. 5, z którego widać, że pojemność wejściowa dzielnika napięć

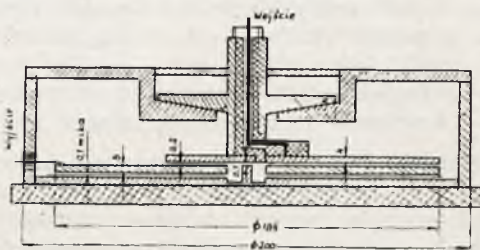
osiąga maksymalną wartość w dwu położeniach granicznych, a z oddaleniem się płytki ruchomej r od położen granicznych ku środkowi pojemność wejściowa szybko maleje i osiąga minimum przy $x = \frac{l}{2}$. Minimum to jest mniejsze 125 razy od wartości maksymalnej pojemności C_w . Gdybyśmy nie używali płytki n , czyli gdybyśmy usunęli wogóle wyrównywanie pojemności wejściowej, to stosunek największej pojemności wejściowej do najmniejszej byłby w przybliżeniu równy $\frac{C_{1max}}{C_{1min}} = 500$.



Rys. 5.

Wyciągamy stąd wniosek, że wyrównywanie pojemności wejściowej w tego rodzaju układzie dzielnika napięć jest mało skuteczne, co jest fizycznie w zupełności zrozumiałe, bo jeżeli np. z położenia granicznego przy $x = 0,2$ mm przesuniemy płytkę r do $x = 1$ mm, to pojemność C_1 zmaleje prawie 5 razy, a pojemność C_1' prawie w ogóle nie zmieni się i dlatego całkowita pojemność wejściowa C_w zmaleje gwałtownie. Zaprojektowany wg rys. 3 dzielnik napięć ma główne wady:

- 1) wyrównywanie pojemności wejściowej jest bardzo mało skuteczne,
- 2) używanie śruby mikrometrycznej i przesłony ekranującej komplikuje manipulację.

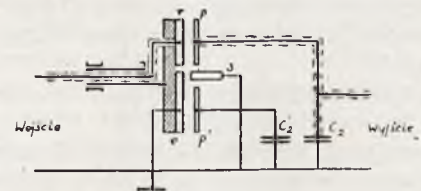


Rys. 6.

Z tych też względów pojemnościowy dzielnik napięć wg rys. 3 nie został wykonany, ale wg rys. 6, które to rozwiązanie odpowiada alternatywie trzeciej. Ideowy schemat takiego dzielnika napięć podany jest na rys. 7. Dzielnik składa się z rotora i statora. Rotor tworzą dwie płytki r i e . Stator składa się z dwóch płytek p i p' , które równocześnie służą jako okładki kondensatorów stałych C_2 i C_2' , oraz z pręta ekranującego S . Część płytki r , leżąca nad płytką p , tworzy pojemność C_1 , a pozostała część płytki r , leżąca nad płytką p' , tworzy pojemność C_1' . Możliwie małą pojemność C_{1min} uzyskuje się za pomocą płytki e i przesłony S . Mianowicie w położeniu granicznym płytki r nad płytką p , gdyby pręta S nie było, część linii pola elektrycznego zamykałaby się jednak między płytkami r i p . Jeżeli zastosujemy pręt S i płytkę e , które są

połączone z korpusem i tworzą pudełko ekranujące płytkę r od płytki p , to te rozproszone linie pola elektrycznego chętnie zamkną się nie do płytki p , a do płytki e i przesłony S . Ze względu na skuteczność ekranowania jest tu bardzo krytyczna odległość między płytką e i prętem S i powinna wynosić 0,1 mm. Oczywiście przewody doprowadzające powinny być możliwie krótkie i dobrze ekranowane, gdyż w przeciwnym wypadku pojemność przewodów może być znacznie większa od C_{1min} i wszelkie wysiłki w kierunku uzyskania możliwie małej pojemności C_{1min} byłyby bezcelowe.

W wykonaniu technicznym tego rodzaju dzielnika napięć największe trudności przedstawia uzyskanie odległości 0,1 mm między płytkami e i S , oraz odległości 0,2 mm między płytkami r i p , przy czym odległości te muszą nie zmieniać się w czasie, bo w innym wypadku cechowanie dzielnika napięć trzebaby zbyt często powtarzać. Rozwiązano to za pomocą bardzo precyzyjnego wykonania stalowego łożyska o dużej powierzchni tarcia. Celem zahamowania zbyt nagłego wzrostu napięcia wyjściowego V_2 przy oddalaniu się od jego minimum, płytką r wykonana została w postaci spirali logarytmicznej, wszystkie inne płytki mają kształt połówek kół. Całość ujęta w osłonę cylindryczną z miedzi o średnicy 20 cm, wysokości 4,5 cm, zamknięta jest z góry i od dołu pokry-



Rys. 7.

wami miedzianymi. Zaciski wejściowe i wyjściowe są koncentryczne i rozstawione możliwie daleko od siebie celem zmniejszenia indukcyjności wzajemnej. Dielektryki stałe (izolacja) są tak rozłożone, że ich straty są związane z pojemnościami C_2 i C_3 ; opór strat kondensatora C_3 bocznikuje tylko źródło zasilające dzielnik, a kondensator C_2 ma tak dużą pojemność i dielektryk tak dobry (mika), że efekt przewodzenia dielektrycznego można zupełnie bezpiecznie pominąć. Kondensator C_1 , którego pojemność maleje do bardzo małych wielkości i przedstawia wtedy duży opór, jest powietrzny i zupełnie bez strat.

Dzielnik napięć wg alternatywy trzeciej jest prostszy w obsłudze i pewniejszy w pracy niż dzielnik wg alternatywy drugiej; poza tym, przy tych samych warunkach granicznych na C_{1max} i C_{1min} , wymiary pojemnościowego dzielnika napięć wg alternatywy trzeciej są mniejsze niż wg alternatywy drugiej. Pozostaje jeszcze zagadnienie skuteczności wyrównywania pojemności wyjściowej dzielnika. W celu przekonania się o tym, założymy idealne warunki wykonania dzielnika, czyli że płytki wszystkie są półkoliste i odległość między płytkami p i p' jest bardzo mała. Układ zastępczy dzielnika będzie analogiczny jak dla omawianego poprzednio przypadku (rys. 4a i 4b) i oznaczenia zostawimy te same co poprzednio. Przy założeniu idealnego wykonania dzielnika pojemność C_1 rośnie proporcjonalnie do kąta obrotu kondensatora α czyli wg prawa:

$$C_1 = k\alpha \dots \dots \dots (8)$$

Współczynnik proporcjonalności określimy z warunku:

$$k = \frac{C_{1max}}{\alpha_{max}} \dots \dots \dots (9)$$

W tych warunkach pojemność wejściowa dzielnika wyrazi się:

$$C_w = C_2 \frac{1 + 2 \frac{C_{1max}}{C_2} \left[\frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \right) \right]}{1 + \frac{C_2}{C_{1max}} + \frac{C_{1max}}{C_2} \left[\frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \right) \right]} \quad (10)$$

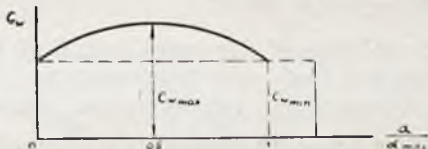
$\left(\frac{\alpha}{\alpha_{max}} \right)$ zmienia się od 0 do 1; w tym zakresie czynnik $\left[\frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \right) \right]$ rośnie od zera do maksimum, które występuje przy $\frac{\alpha}{\alpha_{max}} = \frac{1}{2}$, i znów maleje do 0 przy $\frac{\alpha}{\alpha_{max}} = 1$. Wartość maksymalna tego czynnika wynosi:

$$\left[\frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \right) \right]_{max} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2} \right) = \frac{1}{4}$$

Ponieważ $\frac{C_{1max}}{C_2} \cdot \frac{1}{4} \ll 1$, więc wzór (10) możemy uprościć do następującej postaci:

$$C_w = \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_{1max}}} \left[1 + 2 \frac{C_{1max}}{C_2} \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \left(1 - \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \right) \right] \quad (10a)$$

Gdyby pojemność C_2 była nieskończenie wielka, to pojemność wejściowa dzielnika byłaby niezależna od kąta obrotu α i wynosiłaby C_{1max} . Ponieważ jednak warunek taki nie może być spełniony, gdyż wtedy byłoby zawsze $V_2 = 0$, więc pojemność C_w przy skończonej pojemności C_2 zmienia się wg rys. 8.



Rys. 8.

Pojemność wejściową maksymalną dzielnika znajdziemy ze wzoru (10a) podstawiając $\frac{\alpha}{\alpha_{max}} = \frac{1}{2}$:

$$C_{wmax} = C_2 \frac{1 + \frac{1}{2} \frac{C_{1max}}{C_2}}{1 + \frac{C_2}{C_{1max}}} \quad (11)$$

Pojemność wejściowa minimalna ma miejsce przy $\frac{\alpha}{\alpha_{max}} = 0$ oraz $\frac{\alpha}{\alpha_{max}} = 1$ i wynosi:

$$C_{wmin} = \frac{C_2}{1 + \frac{C_2}{C_{1max}}} \quad (12)$$

Nierównomierność wyrównywania pojemności wejściowej dzielnika napięć wyrazimy jako stosunek różnicy pojemności maksymalnej i minimalnej do pojemności minimalnej, a mianowicie:

$$\zeta = \frac{C_{wmax} - C_{wmin}}{C_{wmin}} = \frac{1}{2} \frac{C_{1max}}{C_2} \quad (13)$$

Zakładając warunki analogiczne jak dla poprzednio omówionego dzielnika, czyli $\frac{C_{1max}}{C_2} = \frac{1}{20}$, otrzymamy wg wzoru (13) stopień nierównomierności wyrównywania pojemności C_w :

$$\zeta = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{20} = 0,025 = 2,5\%$$

Widzimy więc, że dzielnik napięć wg alternatywy trzeciej nadaje się bardzo dobrze do wyrównywania po-

jemności wejściowej. W praktycznym wykonaniu stopień nierównomierności ζ będzie większy od 2,5%, gdyż płytki p i p' nie są bardzo blisko siebie ze względu na uzyskanie możliwie małej pojemności C_{1min} , oraz płytka ruchoma r nie ma kształtu półkolistego, a spirali logarytmicznej; cel tego został omówiony wyżej. Dlatego też założenie $C_1 = k\alpha$ nie jest słuszne i nierównomierność ζ może wzrosnąć nawet ponad 10%. Jeżeli by bardzo zależało na otrzymaniu małej nierównomierności ζ , to trzeba by zrezygnować ze spiralnego kształtu płytki ruchomej r i korzystać z tym związanych, a zrobić płytkę r półkolistą — wtedy nierównomierność ζ niewiele będzie większa od 2,5%.

Wykonany wg trzeciej alternatywy pojemnościowy dzielnik napięć w warsztatach Państwowego Instytutu Telekomunikacyjnego w Warszawie po zbadaniu wykazał następujące pojemności:

$$C_2 = C_2' = 2675 \mu\mu F;$$

$$C_{wmax} = 200 \mu\mu F \text{ i } C_{wmin} = 160 \mu\mu F;$$

Stosunkowo niską wartość pojemności C_2 i C_2' (2675 $\mu\mu F$ wobec założonej w obliczeniach 8000 cm) należy tłumaczyć tym, że zastosowano miki o stałej dielektrycznej $\epsilon < 7$ oraz powierzchnie płytek p i p' rzeczywiste są znacznie mniejsze od założonych w obliczeniu, bo mają aż po 13 otworów każda, o średnicy 8 mm, na śruby mocujące. Zwiększyć te pojemności można przez zmniejszenie ilości śrub oraz zastosowanie miki lepszej o grubości 0,05 mm. Duży stopień nierównomierności wykonywania pojemności wejściowej dzielnika:

$$\zeta = \frac{200 - 160}{160} \cdot 100 = 25\%$$

pochodzi niewątpliwie od spiralnego kształtu płytki ruchomej. W razie potrzeby uzyskania mniejszej nierównomierności ζ można tę płytkę wymienić na półkolistą.

Cechowanie pojemnościowego dzielnika napięć można wykonać jedną z trzech metod:

- 1) za pomocą innego wycechowanego dzielnika napięć,
- 2a) przez pomiar pojemności C_1 jednym ze sposobów stosowanych do pomiarów pojemności siatka-anoda w lampach ekranowanych,
- 2b) przez pomiar pojemności C_1 metodą mostkową.

Cechowanie wg metody 1) odbywa się zwykle za pomocą oporowego dzielnika napięć i przy zastosowaniu takiej częstotliwości prądu zasilającego układ pomiarowy, by wpływ oporów pozornych oporowego dzielnika napięć był znikomy.

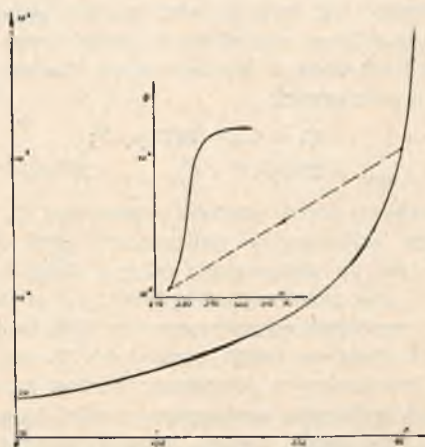
Cechowanie wg punktu 2a) może odbyć się kilkoma sposobami, jak np. metodą rezonansową, dudnieniową lub podłączania dodatkowych pojemności znanych, wykonanych w postaci bardzo małych kondensatorów cylindrycznych, których pojemność może być z dużą dokładnością obliczona na podstawie wymiarów geometrycznych.

Cechowanie pojemnościowego dzielnika napięć metodą 2b) zawodzi przy bardzo małych pojemnościach C_1 .

W danym wypadku nie można było zastosować metody cechowania dzielnika napięć wg punktu 2a), gdyż ze względów konstrukcyjnych ma on uziemione okładki kondensatorów C_2 i C_2' , połączone na stałe wewnątrz dzielnika, a przy pomiarze C_1 połączenie to musi być bezwarunkowo usunięte. Wybrano metodę cechowania wg punktu 1), gdyż daje on najszybciej rezultaty, nie wymaga, jak metoda 2a), przygotowywania kondensatorów cylindrycznych o pojemności rzędu 0,01 + 1 cm,

oraz pozwala na sprawdzenie cechowania w stosunkowo krótkim czasie, bo około 30 min.

Krzywa cechowania dzielnika napięć, zdjęta wg tej metody, podana jest na rys. 9. Z krzywej tej widać, że tłumienie wnoszone przez dzielnik napięcia waha się w granicach od 26 do 84,4 db. Znając pojemności C_1 oraz C_{1max} można z maksymalnego tłumienia dzielnika napięć obliczyć C_{1min} ; wynosi ona w danym wypadku 0,2 cm. Pojemność tę można zmniejszyć przez zmniejszenie odległości między płytką ekranującą e oraz przesłoną ekranującą S , gdyż projektowana odległość 0,1 mm w pierwszym egzemplarzu dzielnika napięć nie została uzyskana.



Rys. 9.

W razie konieczności uzyskania większego zakresu zmian napięcia wyjściowego V_2 , można to wykonać przez połączenie dwóch dzielników napięć w kaskadę, przy czym pierwszy z nich, połączony równolegle do źródła zasilania, musi mieć wyrównywanie pojemności wejściowej C_w , a drugi musi być bez wyrównywania pojem-

ności C_w i należy używać go na końcu zakresu, gdzie jego tłumienie jest duże i pojemność wejściowa mała. Gdybyśmy drugi dzielnik dali z wyrównywaniem pojemności wejściowej C_{wII} , która wynosi około 200 cm, to pojemność ta boczniowałaby pojemność C_{2I} pierwszego dzielnika napięć i powodowałaby dość znaczny błąd cechowania; np. przy $C_{2I} = 2675$ cm błąd cechowania wynosiłby około:

$$\frac{C_{wII}}{C_{2I}} = \frac{200}{2675} \approx 0,09 = 9\%$$

Jeżeli użyjemy drugiego dzielnika bez wyrównywania pojemności, gdzie $C_{wII} \propto C_{1II}$, i będziemy pracowali na końcu zakresu, czyli przy C_{1II} bardzo małym, np. przy $C_{1II} < 1$ cm, to błąd cechowania będzie rzędu:

$$\frac{C_{1II}}{C_{2I}} < \frac{1}{2675} \approx 0,0004 = 0,04\%$$

Zatem przy użyciu drugiego dzielnika napięć bez wyrównywania pojemności błąd cechowania dwóch dzielników połączonych w kaskadę będzie bardzo mały.

Na zakończenie czuję się zobowiązany złożyć podziękowania p. Kędzierskiemu Lesławowi za cenne rady przy wykonywaniu niniejszej pracy.

SPIS LITERATURY.

1. N. F. Astbury and T. Iorverth Jones. A capacitance attenuator and its application to the measurement of very small capacitances. Journal of Scientific Instruments. 1936 December, Nr. 12.
2. Kurt Schlesinger. Ein kapazitiver Spannungsteiler mit Lastausgleich und seine Anwendungen. Zeitschrift für Hochfrequenztechnik, 1930 November, Heft 5.
3. E. Klotz. Über die Messung der Gitter-Anode Kapazität von Schirmgitterröhren. Telefunken Zeitung. 1928 October.

SPIS RZECZY

	Str.		Str.
J Groszkowski i Z. Jelonek. Generator wzbudzający wileńskiej stacji radiofonicznej. 1. Wstęp. 2. Kwarce. 3. Termostat. 4. Oscylator kwarcowy i seperator. 5. Przemiana częstotliwości i wzmacniacze. 6. Zasilanie i jego kontrola. 7. Osiągnięte wyniki	33	odbioru. 3. Układy synchronizacji stacji. Projekty i prace Państwowego Instytutu Techno-komunikacyjnego	41
Inż. Z. Jelonek i Inż. J. Keller. Radiofoniczne stacje synchroniczne. 1. Charakterystyka ogólna pracy synchronicznej stacji. 2. Pole w punkcie		Inż. Z. Jelonek i Inż. St. Stefański. Wpływ wymiarów płytki kwarcowej na jej drgania pieroelektryczne.	48
		Inż. Antoni Czechowski. Pojemnościowy dziennik napięcia dla fal ultrakrótkich.	52

„Przeгляд Radiotechniczny” ukazuje się jako stały miesięczny dodatek do „Przeгляdu Elektrotechnicznego” i tylko łącznie z nim może być prenumerowany

<p>PRZEDPŁATA PRZEGL. ELEKTR. kwartalnie zł. 9.— rocznie zł. 36.— zagranicą + 50% za zmianę adresu (znaczkami pocztowymi) gr. 50</p>	<p>Biuro Redakcji i Administracji Przegł. Elektrotechnicznego: Warszawa Królewska 15, II piętro telefon № 690-23 i 648-65. Administracja otwarta codz. od godz. 8.30 do 15.30 w soboty od 8.30 do 13.30 Redaktor Przeglądu Elektrotechnicznego przyjmuje we wtorki, środy i piątki od godziny 19-ej do 20-ej</p>	<p>Cennik ogłoszeń przesyła administracja na żądanie. Telefon działu ogłoszeń 648-65</p>
<p>Konto czekowe w P. K. O., Nr. 363</p>		

Wydawca: Wydawnictwo Czasopisma „Przeгляд Elektrotechniczny”, Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością.

S. A. Z. G. „Drukarnia Polska”, Warszawa, Szpitalna 12. Tel. 5.87.98 w dzierzawie Sp. Wydawniczej Czasopism Sp. z o. o.