

MAREK STANIEWSKI

529.78

Kontrola radiowa częstotliwości zegara kwarcowego oraz projekt odbiornika tranzystorowego do porównania wzorca lokalnego z emisją wzorcową

I. Wstęp

Jak wiadomo przy wyznaczaniu różnic długości geograficznej dokładne ustalenie czasu odgrywa pierwszoplanową rolę. Konieczne jest więc posiadanie odpowiednio dokładnego zegara, który dawałby znajomość odstępu czasu między momentem pomiaru, a chwilą przyjętą za początkową.

Wyznaczenie poprawki zegara, metodami astronomicznymi z obserwacji przejść gwiazd przez południk miejscowy, daje się w obecnym stanie techniki przeprowadzić z dokładnością nie większą, niż $0,01^s$, co odpowiada błędowi względnemu fazy obrotu kuli ziemskiej — 10^{-7} .

Zrozumiałe jest więc, że czas dawany przez zegar powinien być dokładniejszy przynajmniej o rząd, tj. jego błąd względny nie powinien przekraczać — 10^{-8} . Wymaganiom tym odpowiadają dobre zegary kwarcowe. Jednakże główny element takiego zegara, tzw. rezonator kwarcowy, wskutek zmian strukturalnych siatki krystalicznej kwarcu — w sposób prawie jednostajny powiększa częstotliwość głównego generatora zegara. Związana jest z tym zmiana chodu zegara.

W celu ustalenia zmian chodu, zegary porównuje się z sygnałami międzynarodowej służby czasu. Porównania takie mają tę wadę, że — aby były dokładne — muszą trwać bardzo długo.

Znacznie lepiej jest kontrolować chód zegara kwarcowego poprzez porównywanie częstotliwości głównego generatora zegara z częstotliwością wzorcową.

Jako częstotliwość wzorcową przyjmuje się częstotliwość drgań wzorca cezowego wynoszącą 9192631770 okresów na sekundę, przy czym se-

kunda jest zdefiniowana jako 1 : 31556925,9747 część roku zwrotnikowego.

Częstotliwości wzorcowe kontrolowane przez rezonatory cezowe są emitowane przez różne stacje radiokomunikacyjne w ramach Międzynarodowej Służby Częstotliwości Wzorcowych.

Przez pojęcie Służby Częstotliwości rozumie się utworzoną przez Międzynarodową Unię Telekomunikacyjną, organizację nadającą za pośrednictwem stacji radiokomunikacyjnych, wzorcowe sygnały określonych częstotliwości z dużą i znaną dokładnością.

W związku z programem porównania częstotliwości zegarów kwarcowych I.G.iK. z sygnałami częstotliwości wzorcowych powstała konieczność zbudowania odpowiedniego urządzenia, przy pomocy którego porównanie takie możnaby przeprowadzić.

Zadaniem pracy niniejszej jest omówienie projektu odbiornika przystosowanego do odbioru sygnału częstotliwości GBR Rugby oraz do porównania jej z częstotliwością głównych generatorów zegarów kwarcowych I.G.iK.

II. Częstotliwości nośne wzorcowych sygnałów oraz wpływ warunków propagacyjnych na porównania

Konferencja Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej w Atlantic City przyznała dla Służby Częstotliwości następujące pasma: 20 kHz oraz 2,5, 5, 10, 15, 20 i 25 MHz. Są jednak stacje transmitujące na innych zakresach i do nich należy między innymi — Rugby.

Wybór częstotliwości do porównań najbardziej dokładnych o błędzie rzędu 10^{-8} , nastąpił dopiero po długotrwałych i wyczerpujących badaniach wpływów propagacyjnych.

Do czasu skonstruowania wzorców atomowych nie zajmowano się zbyt szczegółowo wpływem warunków propagacji na błąd porównania, gdyż był on o parę rzędów niższy od stałości częstotliwości dotychczasowych wzorców kwarcowych. Dopiero ostatnie podniesienie stałości chodu wzorców skierowało zainteresowanie placówek naukowych na warunki propagacji sygnałów częstotliwości. Badania takie prowadzone są na krótkich, średnich i międzykontynentalnych odległościach głównie przez tak znane placówki, jak National Physical Laboratory w Wielkiej Brytanii, National Bureau of Standards w USA, Bureau International d'Horlogie w Paryżu czy Dominion Physical Laboratory w Nowej Zelandii. Ostatecznie zdecydowano przyjęcie do porównań zakresu fal ultra długich lub miriametrowych.

Zakres ten posiada następujące cechy charakterystyczne:

a) Fale miriametrowe (3—30 kHz) odznaczają się największą stałością warunków propagacji. Dzieje się tak dlatego, że fala powierzchniowa jest tłumiona bardzo niewiele w związku z małą częstotliwością, natomiast fala jonosferyczna odbija się w dzień od warstwy *D*, a w nocy od warstwy *E*, przy czym z powodu małego wnikania — absorpcja jest niewielka. Dzięki temu radiokomunikacja na falach miriametrowych jest możliwa o każdej porze doby i roku. Wadą emisji długofalowych jest bardzo mała sprawność anten. Jednakże przy mocach stacji rzędu megawata można pokryć emisją całą kulę ziemską.

b) Również do wad emisji tego rodzaju zalicza się wysoki poziom szumów i zakłóceń. Główną rolę grają tutaj zakłócenia atmosferyczne, które dzielą się na bliskie i dalekie. Pierwsze objawiają się w postaci trzasków pojawiających się w nieokreślonych odstępach czasu. Zakłócenia dalekie występują jako ciągły szum o poziomie dużo niższym niż zakłócenia lokalne. Pojawiają się one stale, a zmienia się jedynie ich poziom w zależności od pory doby lub roku. Pochodzą one od wyładowań atmosferycznych, których na sekundę występuje na całej kuli ziemskiej około 100, co wykazują dane statystyczne. Jak wynika z badań nad strukturą wyładowań atmosferycznych, główna część energii pola wyładowania jest wypromieniowywana w paśmie częstotliwości od 10 do 40 kHz, co jest związane z oscylacjami pola błyskawicy w okresie 25-40 μ sek.

Energia zakłóceń wypromieniowana, podlega takim samym prawom propagacji, jak sygnał emitowany i w efekcie — po zsumowaniu zakłóceń — powstaje szum o widmie ciągłym z maksimum występującym w zakresie częstotliwości fal miriametrowych. Na zakresach tych szumy są bardziej odczuwalne w dzień, niż w nocy. Szumy atmosferyczne w miarę wzrostu częstotliwości tracą swój wpływ i przestają grać jakąkolwiek rolę w zakresie fal metrowych, których jednak do porównań się nie używa.

Najbardziej skutecznym przeciwdziałaniem szumom jest stosowanie emisji bardzo wąskopasmowych oraz dawanie dużych mocy stacji nadawczych i tak np. najbardziej znana na naszej półkuli stacja Rugby ma moc nadajnika 300 KW.

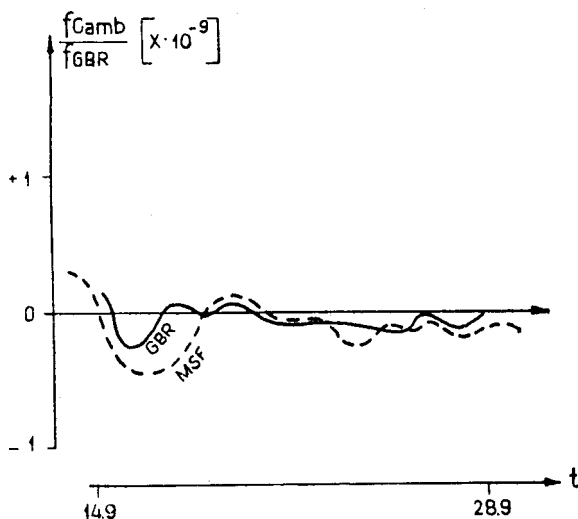
c) Jednakże najważniejszą przyczyną dla której w służbie częstotliwości stosuje się fale miriametrowe, jest ich najmniejsza wrażliwość na efekt Doppler'a. Znane to z innych dziedzin zjawisko zmienia częstotliwość drgań, gdy ich źródło porusza się. W propagacji natomiast zmienia się częstotliwość fali wskutek zmiany skutecznej wysokości warstwy jonosferycznej, co jest związane z postępującą jonizacją lub rekombinacją warstwy. Wpływ efektu Doppler'a wyraźnie można podzielić na składową okresową, związaną z porą doby oraz składową fluktuacyjną,

związaną z turbulencyjnym charakterem zmian struktury jonosfery. Jeśli chodzi o składową okresową, to efekt Doppler'a zmienia częstotliwość fali jonosferycznej o wielkość wyrażoną następującym wzorem:

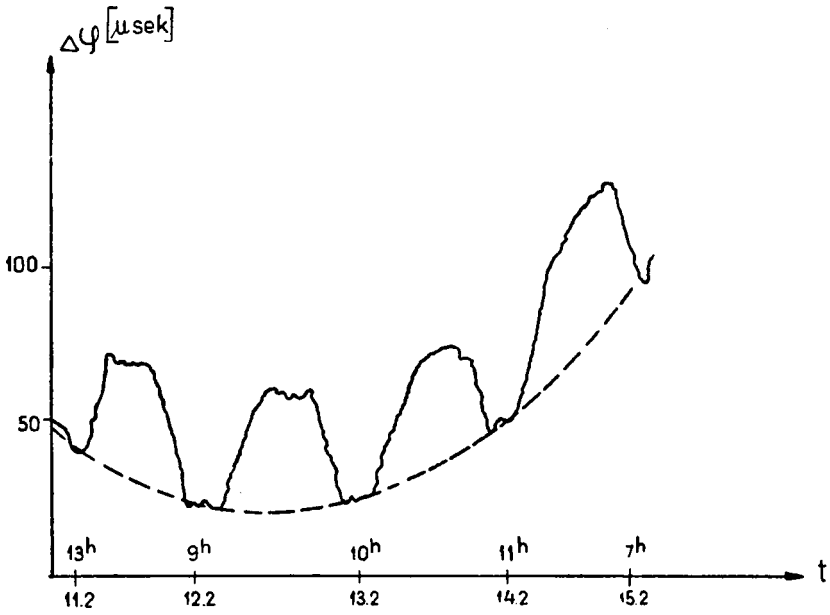
$$\Delta f \approx 2f_0 \cdot \frac{v_z}{c}$$

przy czym v_z — jest szybkością zmiany wysokości skutecznej i jest rzędu kilkuset kilometrów na sekundę. Widać więc, że przyrost częstotliwości jest wprost proporcjonalny do częstotliwości emitowanej. Zmiany jonizacji występują okresowo o świcie i zmierzchu, gdy więc na drodze fali jest granica światłocienia — co się zdarza często przy transmisjach międzykontynentalnych — wpływ efektu Doppler'a jest wyraźny. Jak powiedziano poprzednio — wydłużenie czasu porównania zwiększa jego dokładność; poza tym przy okresie porównania trwającym całą dobę, wpływ efektu Doppler'a kompensuje się, gdyż przyrosty częstotliwości o zmierzchu i o świcie mają przeciwne znaki. Jeśli chodzi o składową fluktuacyjną, to do oceny jej należy posłużyć się wynikami badań stacji służby czasu.

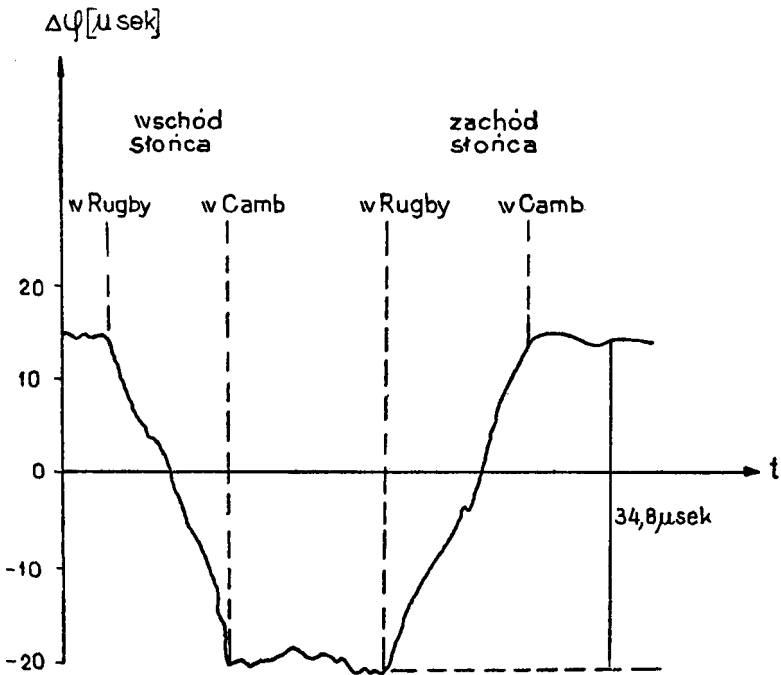
Najwięcej danych pomiarowych zebrano z porównań między stacjami Rugby i Cambridge w USA na dystansie 5 200 km. Porównanie przeprowadzono na sygnale GBR — 16 kHz i MSF — 60 kHz. Wyniki zobrazowane w formie wykresu (rys. 1) pokazują, że na przestrzeni 2 tygodni sygnał GBR daje mniejsze rozrzuty, niż MSF. Wykres na rys. 2 pokazuje, że efekt Doppler'a daje dobową dewiację fazy rzędu



Rys. 1



Rys. 2



Rys. 3

35 μ sek, czyli ponad 180° . Natomiast składowa fluktuacyjna w ciągu całej doby jest rzędu 2 μ sek.

Wpływ efektu Doppler'a na tle krzywej starzenia generatora kwarcowego pokazuje rys. 3.

Wykres trzeci pokazuje wyraźnie zależność efektu Doppler'a od pozycji słońca na odcinku między stacjami przy transmisjach międzykontynentalnych.

Względne błędy częstotliwości na trasie Rugby-Cambridge dla sygnału GBR wynoszą około $2 \cdot 10^{-9}$. Natomiast przy badaniach na odległościach 18700 km efekt Doppler'a dał już około $20 \cdot 10^{-9}$.

Eły również prowadzone badania wpływu efektu Doppler'a na transmisję wzorcowych sygnałów częstotliwości między Rugby, a Laboratoire de l'Horloge Atomique w Paryżu. Wyniki tych badań powinny nas bardziej interesować z tego względu, że odległość nasza od Rugby jest mniej więcej tego samego rzędu. Pomiaru prowadzono w różnych porach roku i względny błąd częstotliwości wyniósł około $7 \cdot 10^{-10}$. Dostyć duży wpływ na porównanie częstotliwości mają również burze jonosferyczne. Wywołują one nagłe zmiany elektronowych gęstości warstw, co w rezultacie daje duże skoki pozornych wysokości tych warstw. Mechanizm wpływu burz jest ten sam, co przy efekcie Doppler'a, tylko przyrosty częstotliwości występują w sposób nagły i skoki są znacznie szybsze.

Jak wykazały badania, faza przebiegu może się zmienić o 100° w ciągu paru minut, co daje szczytowe wartości uchybu względnego $8 \cdot 10^{-8}$, a to już jest wielkością bardzo dużą.

III. Metody porównania częstotliwości wzorcowej z częstotliwością generatora lokalnego

Znane są trzy metody porównań generatorów lokalnych z wzorcowymi:

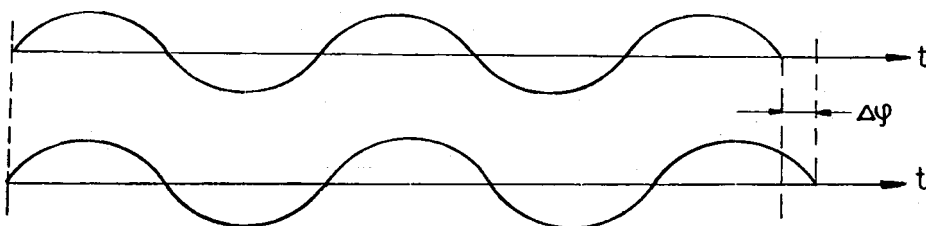
- a) Metoda polegająca na pomiarze częstotliwości różnicowej
- b) Metoda polegająca na pomiarze czasu określonego przez generator lokalny
- c) Metoda polegająca na pomiarze różnicy kąta fazowego między przebiegiem wzorcowym i lokalnym.

Metoda pierwsza nie jest używana głównie z tego względu, że w wypadku przerwy w emisji — wynik pomiaru jest fałszywy, a stacje emitujące nie są w stanie transmitować sygnału bez przerwy.

Metoda pomiaru czasu nie jest używana głównie z tego względu, że dla osiągnięcia dużej dokładności — porównania muszą być prowadzone przez długi okres czasu.

Powszechnie stosowana jest natomiast metoda trzecia pomiaru przesunięcia fazy między oboma sprawdzanymi przebiegami, jako dająca największe dokładności porównań. W związku z tym w dalszych rozważaniach można się ograniczyć tylko do opisu tej metody.

Jak wiadomo przesunięcie fazowe 2 przebiegów będzie stałe w dużym okresie czasu tylko w wypadku idealnej zgodności obu częstotliwości. Przy najmniejszej nawet różnicy, po dłuższym okresie czasu, wystąpi zmiana przesunięcia fazy będąca miarą różnicy częstotliwości (rys. 4).



Rys. 4

Wysnuć stąd można wniosek, że błąd względny porównania jest odwrotnie proporcjonalny do czasu trwania porównania. Również jest odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości, na której odbywa się porównanie, gdyż im jest ona większa — tym większe przesunięcie fazy wystąpi po upływie tego samego czasu. Wprost proporcjonalny jest natomiast błąd względny porównania do dokładności odczytu przesunięcia fazy.

Można więc napisać wzór:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \varphi}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{t \cdot f}$$

przy czym współczynnik $\frac{1}{2\pi}$ wynika ze związku między pulsacją, a częstotliwością.

IV. Systemy kontroli wzorców lokalnych

W zależności od wykorzystania znajomości przesunięcia fazy możemy generatory lokalne podzielić na 2 grupy:

- 1) Generatory synchronizowane
- 2) Generatory, dla których wyznacza się zmianę częstotliwości i ewentualnie okresowo przestają.

Jeśli chodzi o generatory synchronizowane to zrozumiałe jest, że na wyjściu układu porównania musi być dyskryminator fazy, który będzie dawał wolno-zmienne napięcie, wykorzystywane do sterowania układu przestrajającego obwód reaktancyjny generatora lokalnego.

Zazwyczaj dokonuje się tego 2 drogami:

a) Zmianą polaryzacji lampy reaktancyjnej.

b) Sterowaniem elementu zmiennego przez serwomechanizm (zazwyczaj kondensatora obrotowego).

Napięcie zarówno dla lampy reaktancyjnej jak i serwomechanizmu musi być odfiltrowane przez filtr dolnoprzepustowy.

Serwomechanizm obraca rotor kondensatora, zazwyczaj poprzez sprzęgło z martwą strefą, dzięki czemu generator zostaje przestrojony dopiero w przypadku trwałej zmiany jego częstotliwości względem wzorcowej.

Generatory drugiej grupy kontroluje się przy pomocy rozmaitych wskaźników przesunięcia fazy. Można je podzielić na 2 następujące grupy:

1) Dyskryminatory fazowe.

2) Wskaźniki oscyloskopowe.

Inne fazomierze, jak impulsowe, numeryczne czy kompensacyjne nie są stosowane przy kontroli ze względu na zbyt skomplikowaną konstrukcję i zbyt duże koszty przyrządów.

Dyskryminatory fazy mogą być zastosowane bądź do sterowania wskaźników wychyłowych, bądź wskaźników opartych na serwomechanizmach, albo rysików rejestrujących zmiany na przesuwnej taśmie.

Najczęściej korzysta się ze wskaźników oscyloskopowych, przy czym porównania można prowadzić trzema drogami:

a) przy pomocy oscylografii wielokrotnej

b) „ „ figur *Lissajou*

c) „ „ podstawy kołowej i modulacji jasności plamki.

Metoda oscylografii wielokrotnej, ze względu na konieczność stosowania skomplikowanego przełącznika elektronowego, jest stosowana rzadko.

Metoda figur *Lissajou* jest stosowana bardzo często, gdyż daje się zrealizować wyjątkowo łatwo. Wystarczy przyłożyć 2 przebiegi sinusoidalne do 2 par płytek oscylografu i otrzymujemy figurę, która zmienia swój kształt w zależności od kąta fazowego. Metoda ta szczególnie nadaje się do ustalania rzędu harmonicznej przebiegu w stosunku do podstawowego, jednakże przy niezbyt dużym rzędzie. Przy wielokrotnościach częstotliwości — dużych, obraz figury staje się niezbyt czytelny. Poza tym metoda ta nadaje się bardziej do celów porównawczych,

gdyż przesunięcia fazy między charakterystycznymi kątami (90° , 45° itd.) jest dosyć trudno ocenić.

Najbardziej natomiast nadaje się do celów pomiarowych metoda kołowej podstawy czasu i modulacji jasności plamki. Wyjątkową zaletą tej metody jest możliwość bezpośredniego odczytu różnicy kąta fazowego. Realizuje się tę metodę w sposób następujący: przy pomocy przesuwника fazy jeden przebieg, np. badany, daje podstawę kołową, natomiast drugi — steruje jasność plamki poprzez wpływ na potencjał katody lampy oscyloskopowej lub cylindra Wehnelt'a. Modulacja jasności przebiegiem sinusoidalnym daje dosyć rozmyte brzożki konturów na ekranie. By tego uniknąć należy z modulatora jasności dawać wąskie impulsy o stromych zboczach, przy czym należy tak postępować, by wygaszone było całe koło, a pozostał świecący punkt, co jest wskazane ze względu na fizjologiczne własności ludzkiego wzroku.

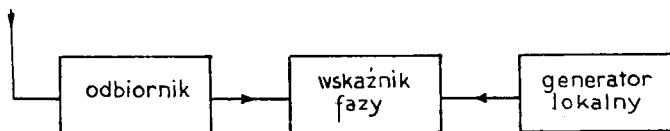
W przypadku prowadzenia modulacji częstotliwością wielokrotną, na ekranie otrzymuje się parę punktów, dzięki czemu można w sposób ciągły kontrolować kształt koła.

Do zalet wskaźników oscyloskopowych należy również to, że wymagają one sterowania napięciowego, co bardzo ułatwia projektowanie stopni z nimi współpracujących.

Do wysterowania jasności plamki potrzebne są impulsy o wysokości około 30 V. Wskaźniki oscyloskopowe można również przystosować do ciągłej, np. fotograficznej rejestracji.

V. Przegląd niektórych urządzeń do kontroli generatorów lokalnych

Urządzenia do kontroli zmian częstotliwości lokalnej w stosunku do wzorcowej, przesyłanej drogą radiową, będą miały — najogólniej rzecz biorąc — następujący schemat blokowy: (rys. 5).

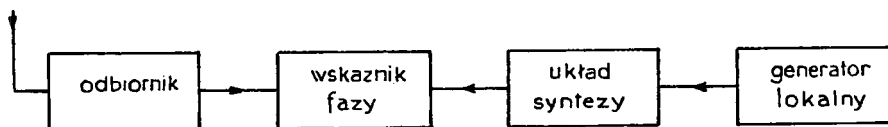


Rys. 5

W przypadku (który zazwyczaj ma miejsce), gdy częstotliwość wzorcowa i lokalna są różne — układ uzupełniony zostaje blokiem syntezy częstotliwości i wygląda następująco: (rys. 6).

Układ syntezy może być również między odbiornikiem, a wskaźnikiem lub w obu miejscach jednocześnie.

Poszczególne rozwiązania konstrukcyjne różnią się między sobą głównie podejściem do spraw syntezy. Jeśli chodzi o same odbiorniki, to na ogół stosuje się układy parostopniowe selektywne, głównie z obwodami sprzężonymi, ze względu na lepszą charakterystykę fazową tych obwodów, bądź też układy sprzężone pojemnościowo z załączonym filtrem pasmowym zazwyczaj parobiegunowym, dającym wąskie pasmo oraz duży współczynnik prostokątności, co powoduje duże wytłumienie sąsiednich częstotliwości poza pasmem przepuszczania. W ogóle układy wchodzące w skład urządzeń do kontroli częstotliwości muszą posiadać wyjątkowo stabilne charakterystyki fazowe, gdyż uchyby tego pochodzenia wchodzi w całości do błędów pomiaru. Poza tym różnice między systemami występują na wyjściu układu ze względu na korzystanie z napięcia wyjściowego.



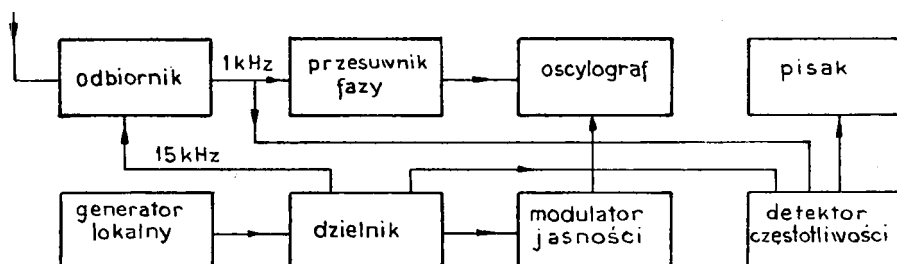
Rys. 6

W przypadku synchronizacji generatora lokalnego porównuje się napięcia w dyskryminatorze i z niego steruje się serwomechanizm, bądź lampę reaktancyjną.

Przy kontroli oscyloskopowej na wyjściu układu znajduje się przesuwnik fazowy, który daje podstawę kołową.

a) Schemat blokowy komparatora częstotliwości Politechniki W-wskiej

Z dzielnika otrzymuje się częstotliwość 15 kHz, która zmieszana z sygnałem GBR daje na wyjściu odbiornika 1 kHz. Częstotliwość ta



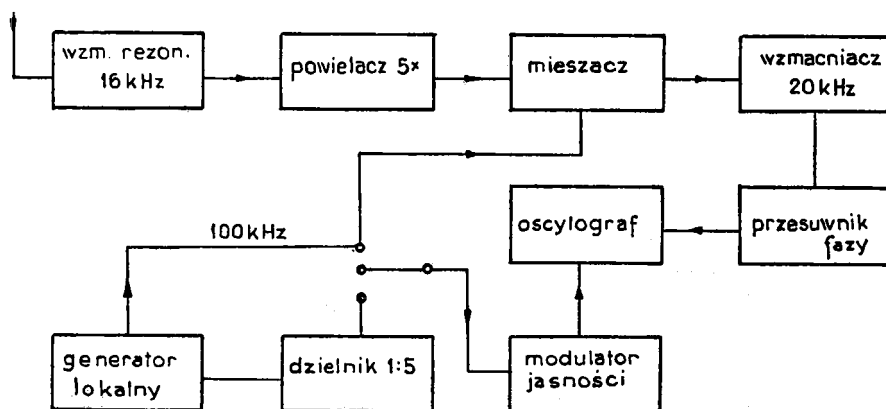
Rys. 7

daje podstawę kołową. Modulator jasności sterowany jest przez 1 kHz z dzielnika. Oprócz tego badane częstotliwości są podane na dyskryminator fazy, który steruje piórkiem pisaka.

Porównanie przebiegów odbywa się więc na częstotliwości dosyć niskiej.

b) Schemat blokowy komparatora HKŻ:

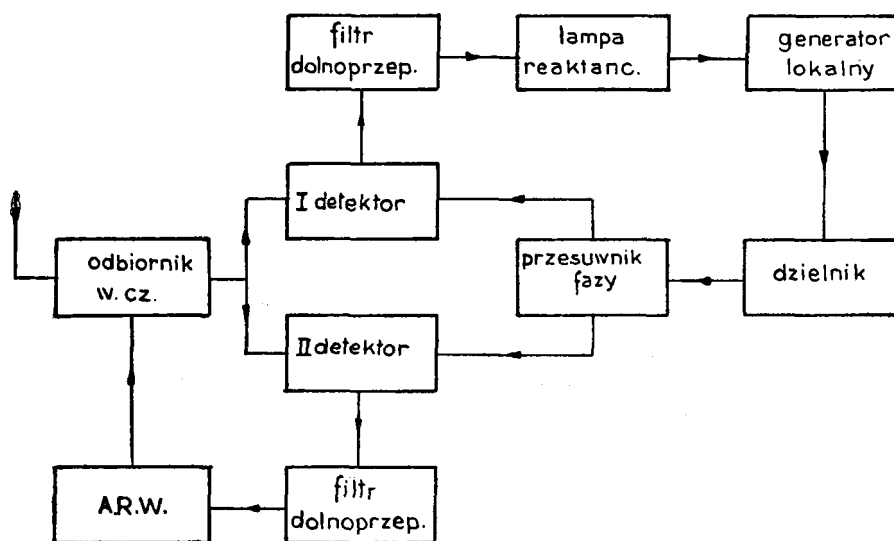
Układ różni się tym od poprzedniego, że właściwie nie jest w nim konieczny dzielnik. Dzięki zmieszaniu powielonego do 80 kHz napięcia z odbiornika oraz napięcia 100 kHz z generatora, otrzymuje się podstawę o częstotliwości 20 kHz. Po przyłożeniu do modulatora 100 kHz — otrzymuje się 5 punktów. Gdy do modulacji bierze się 20 kHz z dzielnika — wystąpi 1 punkt.



Rys. 8

c) Uproszczony regulator częstotliwości Laboratorium Uniwersytetu Harvard Camb.

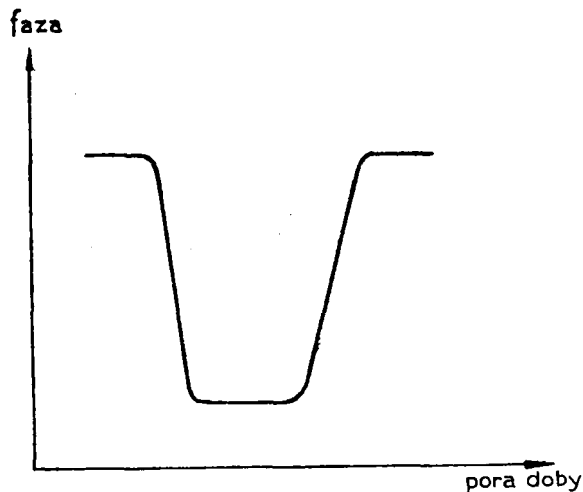
Cechą charakterystyczną regulatora jest zastosowanie 2 detektorów fazowych. Chociaż drugi z nich nie jest nieodzowny, to jednak dzięki rozdzieleniu funkcji strojenia generatora i ARW, można się łatwiej przekonać czy układ pracuje właściwie. I tak istniejące napięcie w członie ARW dowodzi, że sygnał dochodzi do II detektora, a napięcie na siatce lampy reaktancyjnej świadczy, że generator jest sterowany.



Rys. 9

d) Specjalny serwokomparator Laboratorium Uniwersytetu Harvard Camb. do badania warunków propagacyjnych

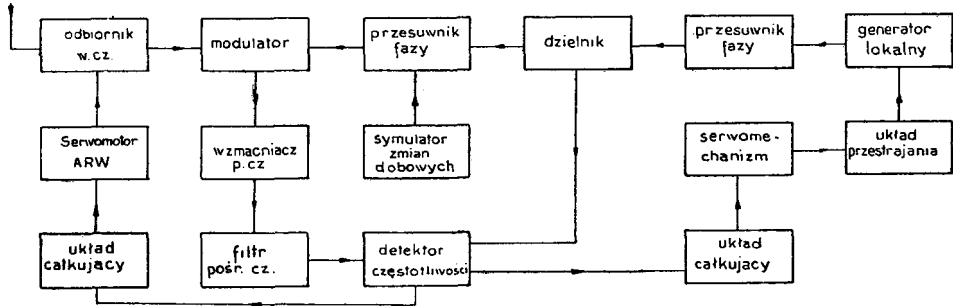
Układ ten pracuje z heterodyną, co w efekcie daje węższe pasmo i zmniejsza wpływ szumów. Inowacją w stosunku do układów poprzednich, jest wprowadzenie symulatora zmian dobowych, który przesuwa fazę wg wykresu zamieszczonego obok, zgodnie ze średnim wpływem efektu Doppler'a (rys. 10).



Rys. 10

Napięcie wyjściowe detektora częstotliwości jest wolne od zmian dobowych i nie przestrasza generatora bez potrzeby.

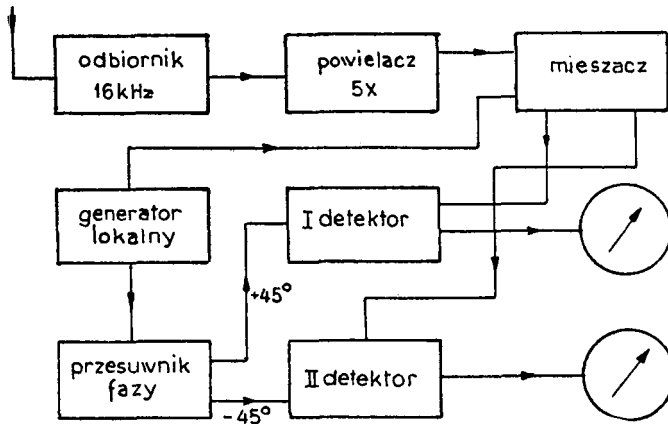
Dzięki temu urządzeniu wpływ efektu Doppler'a jest zredukowany do $2 \cdot 10^{-10}$. Detektor częstotliwości steruje również człon ARW. Dzięki serwomechanizmowi pasmo przepuszczania układu jest rzędu 10^{-3} — 10^{-4} Hz.



Rys. 11

e) Komparator tranzystorowy Politechniki Warszawskiej

Odbiornik ten pod względem układów syntezy częstotliwości podobny jest do odbiornika HKŻ, jednak różni się od niego, głównie wskaźnikiem fazy, którym są 2 mierniki wychyłowe. Z wychyleń mierników można ocenić przesunięcie fazy oraz kierunek jej zmian.



Rys. 12

VI. Opis układu wykonanego dla porównań zegarów kwarcowych I. G. i K.

Przy projektowaniu układu należało uwzględnić obecne wyposażenie Stacji Astronomiczno-Geodezyjnej IGiK oraz pewne założenia perspektywiczne.

Stacja w chwili obecnej dysponuje stałym napięciem 12 V, pochodzącym z lokalnej baterii akumulatorów, używanym do żarzenia lamp układu generatorów. Wydajność źródła napięcia ma dużą rezerwę ponad bieżące potrzeby. Poza tym stacja dysponuje oscylografem OK-6 oraz dobrą anteną wykorzystywaną do odbioru sygnałów czasu.

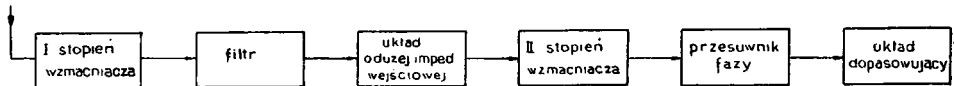
Ponieważ Stacja Astronomiczno-Geodezyjna IGiK zamierza korzystać również w przyszłości z innych emisji częstotliwości wzorcowej, układ porównania został tak zaprojektowany, by była możliwość adaptacji części urządzenia dla odbioru innych stacji. W związku z tym układ odbiorczy i układ syntezy zostały całkowicie rozdzielone, a co za tym idzie sygnał odbierany nie jest ani dzielony, ani powielany. Całe urządzenie pracuje na tranzystorach, co bardzo upraszcza układ, poza tym ze względu na niskie częstotliwości, mogą być użyte łatwo dostępne tranzystory krajowej produkcji. Zgodnie z w/w zasadami, porównanie częstotliwości przeprowadza się metodą pomiaru przesunięcia fazy.

Jako wskaźnik został użyty oscylograf OK-6, zazwyczaj służący do porównywania generatorów między sobą oraz do normalnych obserwacji laboratoryjnych. Porównanie jest prowadzone metodą modulacji jasności, przy czym zostało wykonane wyprowadzenie końcówki cylindra Wehnelt'a na zewnątrz, czego w normalnych laboratoryjnych oscylografach nie ma.

Do wytworzenia podstawy kołowej zostało użyte napięcie wyjściowe z odbiornika o częstotliwości 16 kHz.

Do modulacji użyte jest napięcie z układu syntezy również o częstotliwości 16 kHz.

Uzyskuje się w ten sposób 2 korzyści. Układ syntezy synchronizowany jest napięciem z generatora, a więc nieobciążonym zakłóceniami,

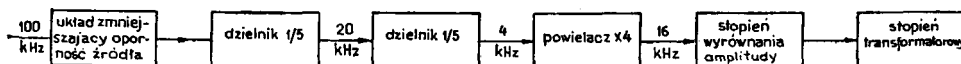


Rys. 13

które wpływają niekorzystnie na pracę układów dzielących. Poza tym ze względu na porównanie na dosyć dużej częstotliwości, po czasie rzędu godziny, można się spodziewać dokładności porównania poniżej 10^{-8} .

Przy założeniu natężenia pola stacji Rugby dla naszych okolic około $500 \mu\text{V/m}$, do właściwego wysterowania oscylografu, odbiornik wymaga wzmocnienia napięciowego około 2500.

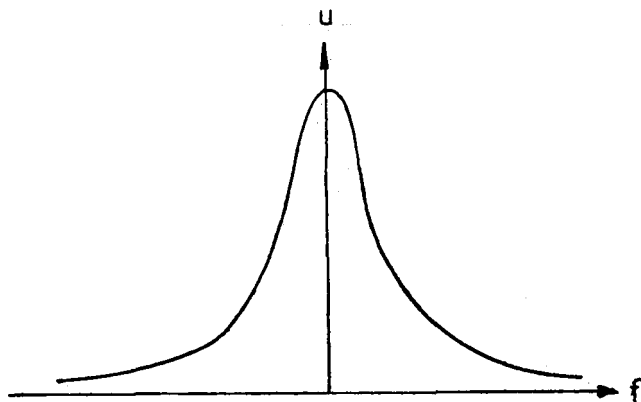
Schematy blokowe odbiornika (rys. 13) i układu syntezy (rys. 14) są następujące:



Rys. 14

a) Filtr :

Filtr jest zaprojektowany jako k — pochodny, co daje mniej stromą charakterystykę zboczy krzywej przenoszenia, jednakże brak jest okresowych maksimumów poza pasmem przenoszenia. W związku z czym krzywa przenoszenia ma mniej więcej następującą postać:



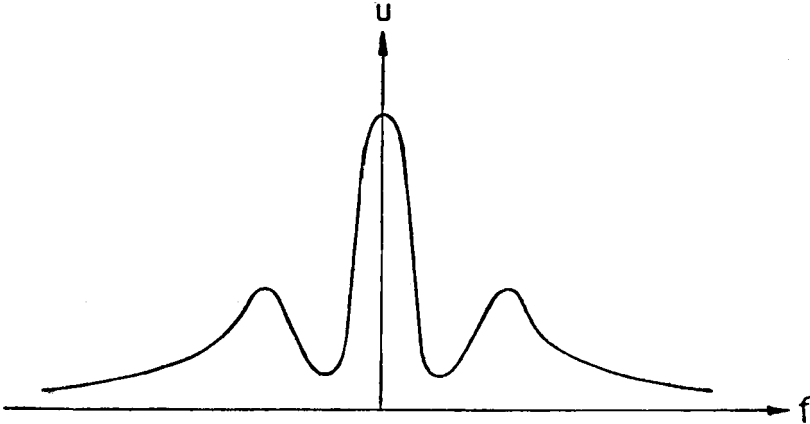
Rys. 15

W przypadku filtrów m — pochodnych, krzywa przenoszenia wygląda trochę inaczej:

W związku z dużym poziomem szumów charakterystyka filtru m — pochodnego jest niekorzystna, przy transmisjach długofalowych. Krzywa przenoszenia filtru selektywnego bez pofalowania jest zdefiniowana równaniem Butterworth'a, w którym jako parametr n — występuje liczba ogniw filtru.

Rodzina krzywych, będących rozwiązaniem tego równania, została stabilizowana w formie diagramu. Zakładając odpowiedni współczynnik

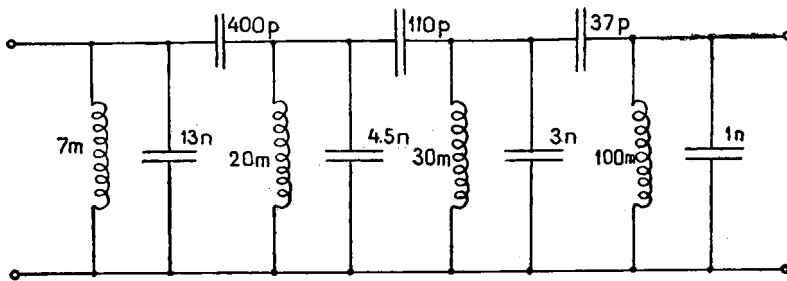
prostokątności, otrzymuje się z wykresu ilość obwodów filtru. Następnie po założeniu dobroci cewek, oblicza się współczynniki sprzężeń. Po przyjęciu elementów indukcyjnych oblicza się wielkości elementów pojem-



Rys. 16

nościowych dla rezonansu, tj. 16 kHz oraz dla sprzężenia 2 obwodów rezonansowych przy danym współczynniku sprzężenia.

Ostateczny schemat ideowy filtru jest następujący:



Rys. 17

b) Odbiornik:

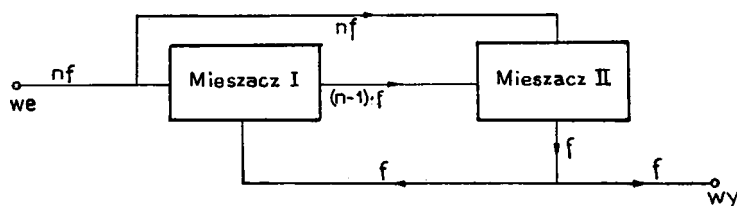
Stopnie wzmacniające odbiornika zaprojektowano dla normalnych punktów pracy użytego tranzystora. Współczynniki stabilizacji termicznej należy obrać $S_c = 3$ i $S_u = 20 \text{ k}\Omega$, co daje wystarczające zabezpieczenie przed zmianami punktów pracy. Wtórnik dopasowujący do oscylografu zaprojektowane są tak, aby przenieść bez zniekształcenia dosyć dużą amplitudę wyjściowego napięcia. Stabilizacja termiczna jest w nich oczywiście zachowana. To samo odnosi się do układu Darlington'a z tym, że obwód wejściowy jego nie może mieć zbyt wielkich oporności, bo

wtedy zaczynają grać dużą rolę prądy generacji termicznej. Bardzo duża oporność wejściowa uzyskana jest przez silne sprzężenie zwrotne emitera II tranzystora z bazą I, dzięki czemu oporność w bazie dla składowej zmiennej wzrasta efektywnie o parę rzędów wielkości. Przesuwnik fazy obliczony został dla częstotliwości 16 kHz przy założeniu minimalnego obciążenia obu sąsiednich stopni.

Schemat ideowy odbiornika jest następujący:

c) Układ syntezy:

Ponieważ napięcie synchronizacji winno mieć poziom około 0,5 V, więc wtórnik wejściowy musi bez zniekształceń przenieść taką amplitudę napięcia synchronizacji. Stopnie dzielące pracują jako układy regeneracyjne z 2 mieszaczami. Schemat blokowy takiego dzielnika jest następujący:



Rys. 19

Działanie dzielnika polega na wytworzeniu drogą mieszania częstotliwości $(n - 1) \cdot f$ i zdudnieniu jej z wejściowym przebiegiem o częstotliwości $n \cdot f$ w wyniku czego otrzymuje się:

$$n \cdot f - (n - 1) \cdot f = f$$

Dzielnik taki jest wyjątkowo prosty w budowie i dzięki odpowiedniemu podwójnemu sprzężeniu zwrotnemu, oba mieszacze znajdują się w 1 stopniu tranzystorowym.

Dzielniki regeneracyjne pracują poprawnie w szerokim paśmie częstotliwości oraz w mniejszym stopniu zależą od zmian napięć zasilających jak i parametrów tranzystorów. Wadą ich natomiast jest trudniejsza synchronizacja.

W celu zwiększenia zakresu synchronizacji obwody rezonansowe dzielników zostały stłumione oporami o wartościach po 10 k Ω .

Napięcie z dzielnika o częstotliwości 4 kHz dane jest do stopnia powielającego.

Optymalny kąt przepływu ustalony został doбором opornika w emiterze. Obwód rezonansowy nie jest tłumiony opornikiem, gdyż wzmocnienie

mocy nie jest zbyt istotne, ze względu na napięciowe sterowanie oscylografu.

Stopień wyrównania amplitudy — pracuje jak normalny stopień rezonansowy z obwodem o dosyć dużej dobroci, dzięki czemu modulacja częstotliwością wejściową zostaje wytłumiona.

W stopniu końcowym transformator umieszczony jest w obwodzie emitera w celu lepszego dopasowania do poprzedniego stopnia. W związku z dosyć dużą amplitudą napięcia na uzwojeniu pierwotnym transformatora oraz w związku z tym, że stałe napięcie kolektor-emiter jest równe 80% napięcia zasilania, konieczne było zastosowanie tranzystora TG52. Wyjściowe napięcie układu syntezy jest sinusoidalne i ma amplitudę rzędu 40 V.

Schemat ideowy układu syntezy jest następujący:

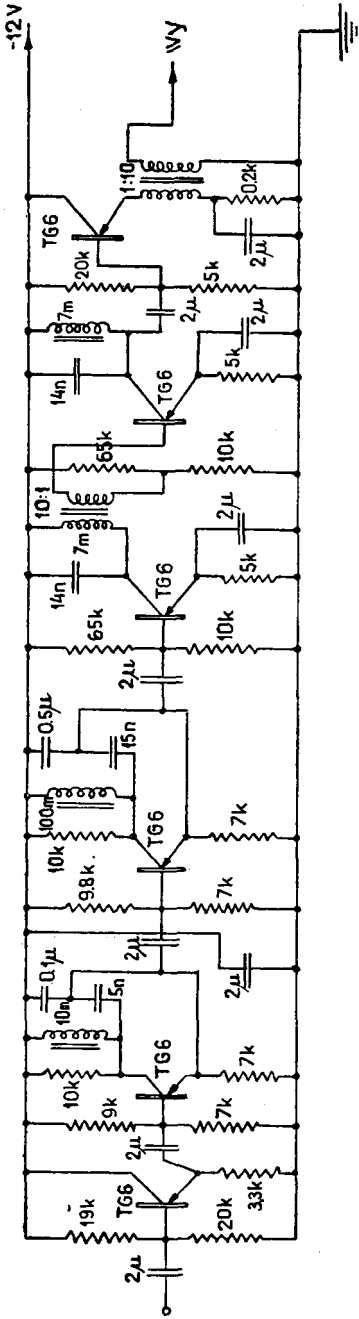
d) Strojenie oraz praca układu:

Filtr został nastrojony przy włączeniu w układ wzmacniacza. Pasma 3 decybelowe filtru wynosi około 400 Hz, jednakże biorąc pod uwagę uśrednianie wyników przez wskaźniki szerokość pasma przepuszczania całego urządzenia jest przynajmniej o 2 rzędy mniejsze. Odbiornik z włączonym filtrem pracuje stabilnie i nie ma skłonności do wzbudzenia się. Układ syntezy pracuje stabilnie i w ciągu dosyć długiego czasu nie zaobserwowano zmiany przesunięcia fazy między przebiegiem synchronizującym, a wyjściowym, w związku z czym należy przyjąć, że częstotliwość wyjściowa odpowiada ściśle wejściowej w stosunku 16:100. Układ syntezy cechuje jednak dosyć duża zależność od warunków synchronizacji, tj. od amplitudy napięcia oraz od oporności źródła napięcia synchronizacji. W związku z tym układ musi być każdorazowo dostosowany do generatora lokalnego.

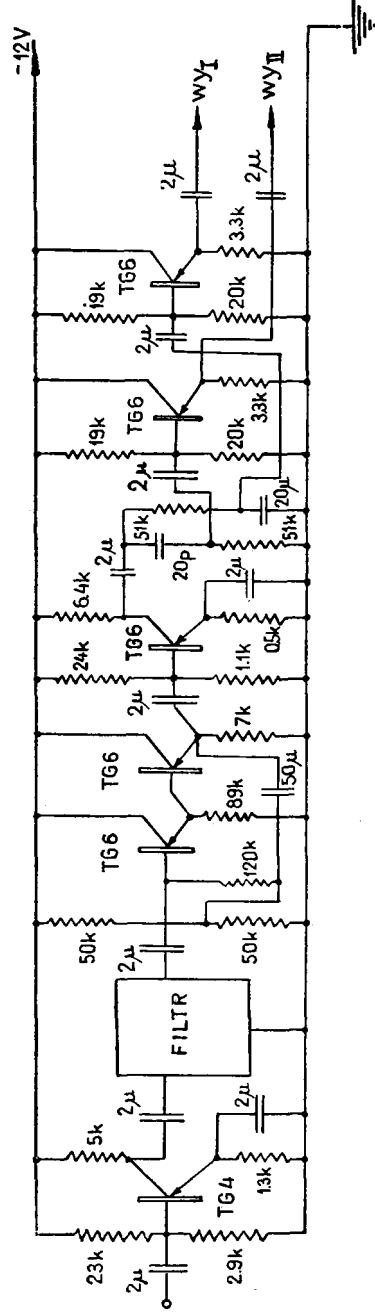
Ponieważ stacja Rugby jest typu radiokomunikacyjnego, więc sygnał jej zmodulowany jest amplitudowo. Amplituda sinusoidy 16 kHz zmniejsza się więc zgodnie z przebiegiem modulującym. W efekcie na ekranie oscylografu otrzymujemy koło, które zmniejsza swą średnicę analogicznie do zmian amplitudy sinusoidy. Koło „małe” względem „dużego” jest umieszczone koncentrycznie. Poza tym różnica średnic obu sił zależy od głębokości modulacji.

Przy wprowadzeniu napięcia gaszącego, na cylinder Wehnelt'a — połowa koła zostaje wygaszona, natomiast druga połowa rozjaśniona. Schematyczny obraz na wskaźniku wygląda więc następująco: (rys. 21a)

Przy przebiegu zmodulowanym, na małym poziomie mocy, ze względu na niepełne wysterowanie, występują po pewnym czasie przesunięcia



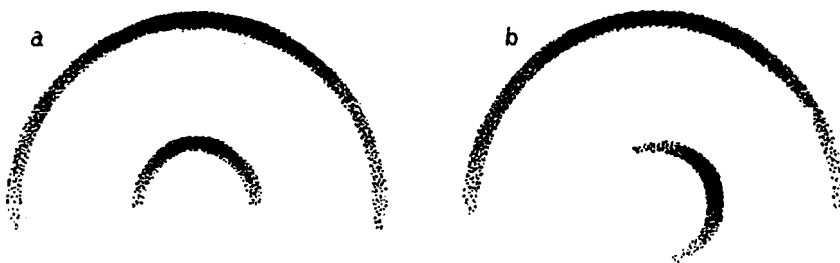
Rys. 18



Rys. 20

fazy i w związku z tym, obraz na wskaźniku może być następujący (rys. 21b). Jasne jest więc, że do pomiaru należy brać położenie „półksiężycy” o większej średnicy.

Pomiaru dokonuje się notując czas obrotu zewnętrznej figury, na przykład o 360° .



Rys. 21

Przy pomiarach odchyień częstotliwości generatorów od nominalnej operuje się zazwyczaj wielkością $\frac{\Delta f}{f}$. Czyli na przykład w przypadku obrotu — w czasie 28 min, na urządzeniu powyższym, charakteryzującym się częstotliwością porównania — 16 kHz odchylenie można obliczyć następująco:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta \varphi}{2\pi \cdot t \cdot f} = \frac{2\pi}{2\pi \cdot 28 \cdot 60 \cdot 16 \cdot 10^3} = 3,6 \cdot 10^{-8}.$$

Kierunek odchylenia od częstotliwości znamionowej znajduje się przeprowadzając porównanie po pewnym czasie. Gdy odchylenie się powiększy, znaczy to, że częstotliwość rzeczywista jest większa od nominalnej, o ile się zmniejszy — tzn., że jest mniejsza.

Brak układu kształtującego strome impulsy gaszące sprawia, że brzegi figury są rozmazane i dosyć trudno jest określić kąt jej obrotu. Jednakże mankament ten jest istotny przy porównaniach wzorców o bardzo wysokiej stabilności częstotliwości. Przy porównaniu natomiast zegarów stacji Astronomiczno-Geodezyjnej IGiK, obecna postać wskaźnika w zupełności wystarcza.

Cały układ musi być starannie wykonany i uziemiony, a poszczególne elementy dokładnie odekranowane od siebie.

Dotyczy to szczególnie filtru oraz obwodów rezonansowych układu syntezy, jak również obwodów napięcia gaszącego podwyższonego, które ma dosyć dużą amplitudę i mocno zakłóca prawidłową pracę układu.

e) Wnioski końcowe:

W trakcie badania układu wyszły na jaw mankamenty, które należałoby usunąć.

Mianowicie, ze względu na dużą zależność napięcia wyjściowego od napięcia synchronizującego, należałoby na wejściu układu syntezy dać ogranicznik amplitudy. Ze względu na niezbyt ostre brzegi wycinka koła na oscylografie, należałoby zmienić kształt przebiegu napięcia gaszącego, by brzegi figury wyostrzyć.

Poza tym należałoby zapewnić modulację jasności częstotliwością, większą, np. 5 lub 4 razy, by otrzymać tyleż wycinków koła zamiast jednego.

Na zakończenie chciałbym wyrazić podziękowanie Prof. Dr J. Radeckiemu oraz Doc. Dr S. Hahnowi za pomoc w wykonaniu niniejszej pracy.

LITERATURA

- [1] Praca Zbiorowa: Współczesna służba czasu i częstotliwości wzorcowych.
- [2] Hahn S.: Zasady Radiokomunikacji.
- [3] Looney C.: A VLF Synchronizing System. PIRE February 1961.
- [4] Pierce J. A.: Intercontinental Frequency Comparison by VLF Radio Transmission. PIRE June 1957.
- [5] Crichlow W. Q.: Noise Investigation at VLF by the NBS. PIRE June 1957.

Recenzował: Doc. dr Stefan Hahn

Rękopis złożono w Redakcji w lutym 1964 r.

КОНТРОЛЬ КВАРЦЕВЫХ ЧАСОВ ПО РАДИО
И ПРОЕКТ ТРАНЗИСТОРНОГО ПРИЕМНИКА ДЛЯ СРАВНЕНИЯ
МЕСТНОГО ЭТАЛОНА ПО ОБРАЗЦОВОЙ ЭМИССИИ

Резюме

Контроль частоты кварцевого генератора относительно образцового сигнала производится методом сравнения мгновенных пробегов фаз исследованного и образцового сигналов, по поводу самой большой точности такого метода.

По поводу обязательного применения для контроля низшей частоты несущей чем частота кварцевого генератора, оборудования для сравнений должны содержать системы синтеза частоты. Отдельные решения контрольных систем различаются в основном подходом к вопросу синтеза.

Контрольный приемник изготовленный для Астрономо-Геодезической Станции ИГиК состоит из двух основных составных частей.

Первая содержит приемник с селективным фильтром, который пропускает полосу шириной около 400 гц, со средней частотой 16 кгц.

На выходе приемника установлена осциллографическая трубка на которой сигнал GBR создает окружную развертку времени. Вторая часть является системой синтеза, для преобразования входного пробега с частотой 100 кгц, на пробег 16 кгц, с амплитудой 40 в. Напряжение из системы синтеза используется для модулирования яркости пятна.

Точность сравнения местного эталона с образцовым пробегом с помощью приемника, после периода времени в 1 час достигает порядка 10^{-8} , что вполне удовлетворяет кварцевые часы ИГиК.

MAREK STANIEWSKI

RADIO CONTROL OF A QUARTZ CLOCK AND THE SCHEME
OF A TRANSISTOR RECEIVER FOR COMPARISON OF LOCAL
STANDARD WITH THE STANDARD EMISSION

S u m m a r y

The control of quartz oscillator frequency in relation to standard signal is generally conducted by the method of comparison of momentary phases of running, both examined and standard one, owing to the highest precision of the method.

According to the necessity of applying lower carrying frequency than natural frequency of quartz oscillator, testing equipment must contain systems of frequency synthesis. Individual solutions of testing systems differ mainly by approach to synthesis problem.

Testing receiver made for Astronomic Geodetical Station of the Institute of Geodesy and Cartography consists of two main parts. First one contains a radioreceiver with selective filter about bandwidth 400 Hz with the middle frequency of 16 kHz. In the output of the receiver there is an oscilloscopic indicator on which GBR signal gives circular base of time. Second part is a synthesis system transforming the input frequency of 100 kHz into frequency of 16 kHz and amplitude of about 40 V. Synthesis voltage is used to modulation of the spot brightness.

Testing precision of the local standard with the standard running by the receiver, after 1 hour period, amounts ca. 10^{-8} ; this is quite sufficient for quartz clocks of the Institute of Geodesy and Cartography.