

**INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI**

**REFERATY  
PROBLEMOWE**

Zeszyt 81

Aleksander Orłowski

ZESTAW POMIAROWO-KONTROLNY NA ZAKRES 300 MHz



Warszawa 1987

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

---

KOŁO ZAKŁADOWE STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

REFERATY PROBLEMOWE

Zeszyt 81

Aleksander Orłowski

ZESTAW POMIAROWO-KONTROLNY NA ZAKRES 300 MHz

Warszawa 1987

S-9808

Zespół Redakcyjny:

dr inż. Stanisław Sońta, mgr inż. Andrzej Stągrowski

mgr inż. Krystyna Frączek

Opracował:

mgr inż. Aleksander Orłowski

Zakład Radiokomunikacji, Radiofonii i Telewizji /Z-1/

Instytut Łączności

04-894 Warszawa, ul. Szachowa 1, tel. 128-360

Praca 8.5.27A.

Opiniował: doc. dr inż. Janusz Zygierewicz

Maszynopis dostarczono dnia 1987.10.27

Podano wstępne wymagania techniczne, dotyczące zestawu przeznaczonego do śledzenia sygnałów stacji pracujących na częstotliwościach przydzielonych służbom ruchomym w pasmie 300 MHz. Opisano koncepcję układu i schemat blokowy duplexowego, automatycznego urządzenia odbiorczego. Zwrócono uwagę na rozwiązanie układu syntezy częstotliwości.

Redaktor: mgr Krystyna Juszkiewicz

Montaż tekstu: tech. Grażyna Woźnica

---

Wpłynęło do Działu Wydawniczego Instytutu Łączności  
w Warszawie, ul. Szachowa 1 dnia 1987.11.06  
Nakład 70 egz.

Aleksander Orłowski

ZESTAW POMIAROWO-KONTROLNY NA ZAKRES 300 MHz

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wprowadzenie	1
2. Wstępne wymagania techniczno-eksploatacyjne	1
3. Koncepcja układu elektrycznego odbiornika	4
4. Blok przestrajanania odbiornika	7
5. Uwagi dotyczące podzespołów	13
6. Zakończenie	14
Wykaz literatury	15

## ZESTAW POMIAROWO-KONTROLNY NA ZAKRES 300 MHz

### 1. WPROWADZENIE

Zestaw pomiarowo-kontrolny na zakres 300 MHz /typu ZPK-300/, którego produkcję planuje się w Instytucie Łączności w latach 1988-1990, ma służyć do śledzenia sygnałów i pomiarów parametrów nadajników pracujących w sieciach radiotelefonicznych w pasmie 300 MHz, a zwłaszcza:

- do wykonywania nasłuchów prowadzonych rozmów, np. w celu określenia łącznego czasu wykorzystania obserwowanych kanałów lub kontroli dyscypliny korespondencji;
- do rejestracji rozmów na taśmie magnetofonowej;
- do pomiaru odchyłki częstotliwości nośnej obserwowanego nadajnika od nominalnej częstotliwości kanału;
- do pomiaru maksymalnej dewiacji częstotliwości.

Zakłada się przy tym, że powyższe czynności będą wykonywane z reguły drogą odbioru radiowego /sygnału z anteny/, a nie poprzez przyłączenie badanego nadajnika do wejścia urządzenia pomiarowo-kontrolnego.

Odbiornik jest przeznaczony przede wszystkim dla Państwowej Inspekcji Radiowej, oprócz tego istnieją szanse eksportu do kilku krajów RWPG, w których - podobnie jak w Polsce - wykorzystuje się pasmo 300 MHz dla zbiorowych sieci radiokomunikacyjnych.

### 2. WSTĘPNE WYMAGANIA TECHNICZNO-EKSPLOATACYJNE

Wymagania techniczno-eksploatacyjne zostały uzgodnione pomiędzy przedstawicielami zespołu opracowującego odbiornik a Głównym Inspektoratem PIR. W przypadku gdy nie poczyniono żadnych szczegółowych ustaleń, przyjęto wymagania zgodne z odpowiednią normą [6].

Zestaw pomiarowo-kontrolny do badania parametrów nadajników pracujących w sieciach 300 MHz składa się z dwóch paneli. W pierwszym umieszczono dwa tory odbiorcze na pasma 300-308 MHz oraz 336-344 MHz wraz z układami pomiarowymi i automatem sterującym pracą zestawu. W drugim, rejestrującym,

znajdują się: komplet magnetofonowego rejestratora kasetowego do zapisu treści rozmów /dwa magnetofony kasetowe, każdy z dwuśladowym zapisem i układ nadzorujący ich pracę/ oraz drukarka do zapisu danych cyfrowych na taśmie papierowej.

Zestaw może być stosowany zarówno jako urządzenie stacjonarne, jak też jako przewoźne, instalowane w wozach pomiarowych. Warunek ten ma wiele konsekwencji technicznych, m.in. zaostrza wymagania dotyczące wytrzymałości mechanicznej urządzeń i ich odporności na narażenia środowiskowe, takie jak duże zmiany temperatury otoczenia i wilgotności powietrza. Użytkowanie przyrządu w samochodach zmusza także do stosowania drugiego rodzaju zasilania - akumulatora 12 V /oprócz sieci 220 V/. Oczywistą konsekwencją zasilania odbiornika z akumulatora jest konieczność stosowania układów charakteryzujących się niskim poborem mocy, a więc CMOS i TTL serii LS. Jest to niekiedy sprzeczne z innymi wymaganiami, np. ze względu na oszczędzanie prądu należałoby stosować wyświetlacze ciekłokrystaliczne, ale tego rodzaju wyświetlacze nie działają w temperaturach ujemnych.

Odbiornik wyposażono w cyfrowy układ syntezy częstotliwości synchronizowany z generatorem kwarcowego, kompensowanego termicznie, o długotrwałej stałości rzędu  $5 \cdot 10^{-7}$ /rok. Prócz tego przewidziano możliwość dołączenia zewnętrznego wzorca częstotliwości 5 MHz, np. wtórnego wzorca częstotliwości typu WW-1 produkowanego w IL.

W pasmie 300-308 MHz i w pasmie 336-344 MHz odbiornik pracuje albo w systemie duplexowym /ze stałym, równym 36 MHz, odstępem pomiędzy nominalną częstotliwością sygnału pasma dolnego i nominalną częstotliwością pasma górnego/, albo w systemie simpleksowym w jednym z tych pasm. Przy czym dla rejestracji magnetofonowej i podczas kontroli z wykorzystaniem słuchawek są dostępne sygnały otrzymywane z obu torów odbiorczych, natomiast głośnik jest sterowany zależnie od życzenia operatora jednym z dwóch sygnałów.

W obu pasmach odstęp sąsiedniokanałowy, a więc i najmniejszy krok syntezy wynosi 25 kHz. Nominalną częstotliwość, do której dostrojono odbiornik, można odczytać z sześciopozycyjnego wyświetlacza siedmiosegmentowego z dodatkową sygnalizacją, oznaczającą nastawę pasma dolnego lub górnego.

Nastawa na dowolną z częstotliwości leżących w wyżej wymienionych pasmach /w rastrze 25 kHz/ może odbywać się ręcznie lub automatycznie. Przeszycanie ręczne może następować poprzez wybranie za pomocą klawiatury żądanej częstotliwości albo metodą zmniejszania/zwiększania istniejącej nastawy o 25 kHz.

Zastosowano dwa rodzaje automatycznego przeszukiwania pam:

- przestrajanie kwaziliniowe od krańca do krańca pasma ze skokiem 25 kHz;
- przestrajanie wg listy wprowadzonej do pamięci automatu sterującego.

W obu rodzajach pracy odbiornik dostraja się do takiej napotkanej stacji, której poziom sygnału przekracza próg blokady szumów. Odbiornik śledzi tę stację zależnie od ustalonego programu badań albo do czasu zaniku śledzonego sygnału lub przez określony czas, po czym podejmuje przeszukiwanie pasma.

Impedancja wejściowa urządzenia wynosi  $50 \Omega$ , selektywność sąsiedniokanałowa co najmniej 70 dB. Czułość określona jako 1/2 SEM generatora pomiarowego dla stosunku SINAD /mocy sygnału, zniekształceń i szumu do mocy zniekształceń i szumu/ na wyjściu równego 20 dB powinna być poniżej  $5 \mu V$ .

Pomiary parametrów ograniczono do najistotniejszych ze względu na kompatybilność elektromagnetyczną sieci, tzn. do kontroli:

- odchyłki częstotliwości nośnej obserwowanego nadajnika od częstotliwości nominalnej wykorzystywanego kanału;
- dewiacji częstotliwości, od której bezpośrednio zależy pasmo częstotliwości zajmowane przez nadajnik.

Wartość odchyłki częstotliwości nośnej podaje się na osobny wyświetlacz cyfrowy w postaci: znak + lub - i dwie pozycje cyfrowe o odpowiednich wagach /jednostki kHz, setki Hz/. Wykorzystując zewnętrzny wzorzec częstotliwości, dokładność odczytu można rozszerzyć o pozycję dziesiątki Hz.

Wartość chwilową dewiacji sygnałów w obu torach wskazuje się za pomocą tzw. "linijek świetlnych" złożonych z diod elektroluminescencyjnych. Przy czym oprócz sygnałów sterujących linijką układ badający dewiację wytwarza osobny sygnał przekroczenia dopuszczalnej wartości  $\pm 5$  kHz. Sygnał ten może być rejestrowany.

Dodatkowym blokiem w panelu odbiornika jest zegar z kalendarzem. Sygnały odpowiadające bieżącej dacie i czasowi zegarowemu są stale dostępne dla automatu sterującego /np. do rejestracji/, natomiast ich wyświetlanie na płycie czołowej może być wyłączane /ze względu na oszczędzanie energii akumulatora/.

Przewiduje się wyposażenie opcyjne zestawu pomiarowego w blok uniwersalnego dekodera wywołania selektywnego, z chwilą gdy w sieciach pasma 300 MHz pojawią się użytkownicy takiego systemu.

### 3. KONCEPCJA UKŁADU ELEKTRYCZNEGO ODBIORNIKA

Zestaw pomiarowo-kontrolny do badania nadajników pracujących w sieciach w pasmie 300 MHz składa się z dwóch części: odbiornika /wraz z układami pomiarowymi i automatem sterującym/ oraz rejestratora. Odbiornik można używać bez rejestratora lub z rejestratorem zależnie od potrzeb.

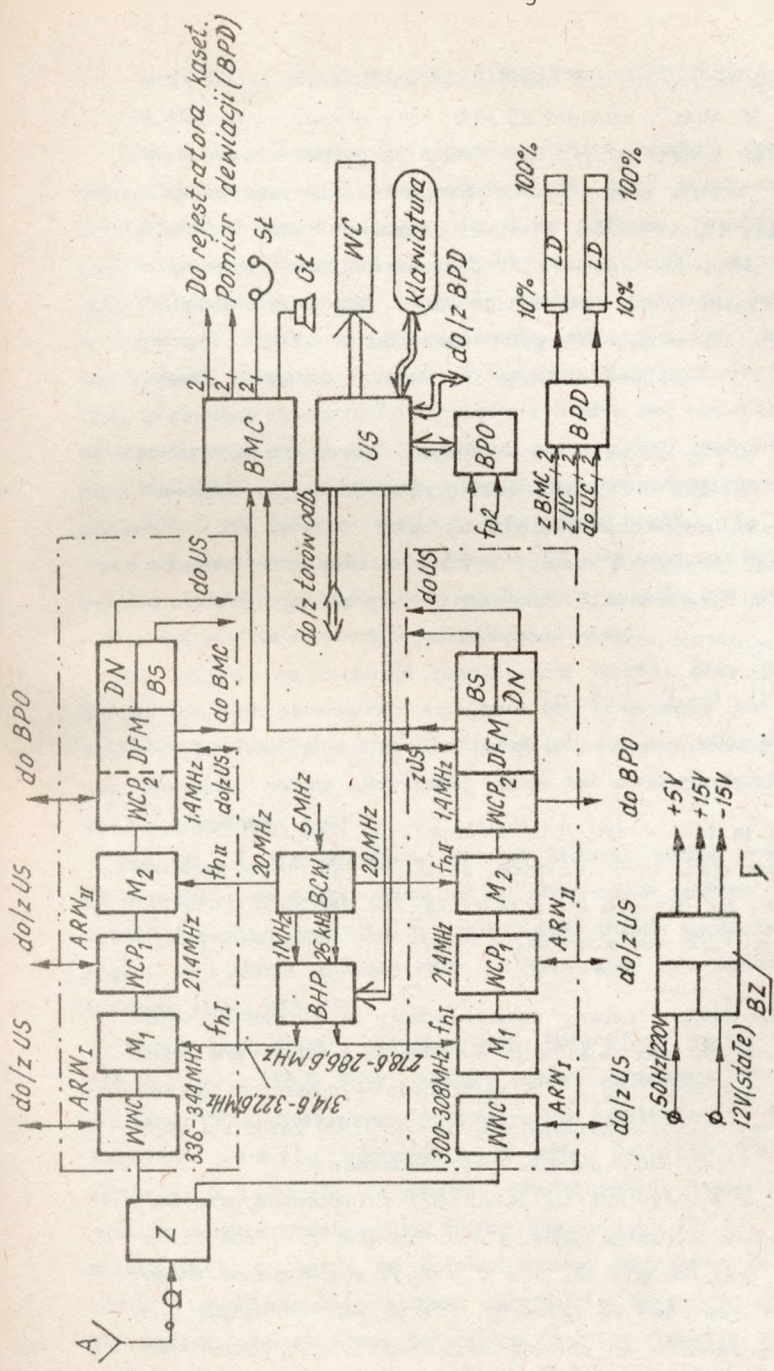
W bloku rejestratora sygnałów mowy wykorzystano dwa mechanizmy magneto-fonowe i płytkę sterującą ich pracą z urządzenia o symbolu RK 1531, produkowanego przez Zakłady Unitra-Elmasz. Do bloku rejestratora doprowadzono jedynie sygnał startu i sygnały wyjściowe obu torów odbiorczych. W bloku rejestratora cyfrowego zastosowano miniaturową drukarkę z wirującym bębniem typu DK 278 /prod. MERA-Elwro/, wykonując dla niej konwencjonalny układ sterujący. Z powyższych względów szerszy opis układów rejestratora zostanie pominięty. Schemat blokowy odbiornika /w znacznym uproszczeniu/ przedstawiono na rys. 1.

Sygnał z anteny A poprzez filtr rozdzielający pasma /zwrotnicę - Z/ jest podawany na wejście jednego z dwóch identycznie wyposażonych torów odbiorczych. W każdym z tych torów zastosowano podwójną przemianę częstotliwości. Częstotliwość pierwszej heterodyny  $f_{h1}$  wybrano poniżej częstotliwości sygnału  $f_s$ , tzn.  $f_{h1} = f_s - 21,4$  MHz. Częstotliwość drugiej heterodyny  $f_{h11}$  jest stała i wynosi 20 MHz.

W torze odbiorczym włączone są kolejno:

- pasmowy wzmacniacz wielkiej częstotliwości /WWC/ wraz z układem automatycznej regulacji wzmocnienia /z detektorem przesterowania oraz tłumikiem z diodami PIN/;
- pierwszy mieszacz podwójnie zrównoważony -  $M_1$  /z diodami Schottky'ego/;
- wzmacniacz pierwszej częstotliwości pośredniej /WCP<sub>1</sub>/ 21,4 MHz z filtrem kwarcowym i drugim obwodem automatycznej regulacji wzmocnienia;
- drugi mieszacz podwójnie zrównoważony -  $M_2$  / tranzystorowy/;
- wzmacniacz - ogranicznik drugiej częstotliwości pośredniej WCP<sub>2</sub> 1,4 MHz z koincydencyjnym demodulatorem FM /DFM/ oraz układami detektora poziomu fali nośnej /PN/ i detektora szumu /BS/ sterującymi obwód wyciszenia sygnału małej częstotliwości tzw. układ blokady szumu;
- kilka stopni obróbki sygnału małej częstotliwości /BMC/ zakończonych wyjściami do: rejestratora kasetowego, bloku pomiaru dewiacji, słuchawek i głośnika.





Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika pomiarowo-kontrolnego (uproszczony)

A - wejście z anteny, Z - zwrotnica, WWC - wzmacniacz wielkiej częstotliwości odpowiednio pasma górnego lub dolnego, ARW - sygnały automatycznej regulacji wzmacnienia, M<sub>1</sub> - pierwszy mieszacz podwójnie zrównoważony, WCP<sub>1</sub> - wzmacniacz i p.c.z., M<sub>2</sub> - drugi mieszacz podwójnie zrównoważony, WPC<sub>2</sub> - wzmacniacz II p.c.z., DFM - demodulator FM, BS - blokada szumu, DN - detektor nośnej, BMC - blok małej częstotliwości, BHP - blok heterodyny przestrajanej, BPD - blok częstotliwości wzorcowej, US - układ sterujący, BZ - blok pomiaru odchyłki, BZ - blok pomiaru dewiacji, LD - linijka diod, BZ - blok zasilania

Sygnaly wyjściowe obu heterodyn UHF /BHP/ są współbieżnie przestrajane z wzajemnym odstępem 36 MHz i krokiem 25 kHz. Oba sygnały synchronizuje się fazowo z przebiegiem wzorcowym /BCW/ 5 MHz za pośrednictwem przebiegów o częstotliwości 1 MHz oraz 25 kHz. Synchronizacja faz następuje w wyniku cyfrowej syntezy częstotliwości. Nastawę programowanych dzielników dla pętli syntezy ustala układ sterowania /US/. Jednocześnie sześć cyfr odpowiadających nominalnej częstotliwości ustawionego kanału jest przedstawianych na wyświetlaczu /WC/ z siedmiosegmentowymi wskaźnikami LED. Sygnaly 20 MHz dla bloków drugiej przemiany uzyskuje się metodą powielenia częstotliwości wzorcowej 5 MHz.

Pomiaru odchyłki fali nośnej dokonuje się w układzie cyfrowego częstościomierza /BPO/, którego wejście może być przełączane pomiędzy wyjściami wzmacniaczy drugiej częstotliwości pośredniej obu torów.

Dewiację częstotliwości określa się metodą badania wartości szczytowej napięcia małej częstotliwości uzyskanego z detektora FM, przy czym układ ten /BPD/ formuje napięcie proporcjonalne do maksimum funkcji

$$\{|U_+(t)| ; |U_-(t)|\} \Delta T,$$

gdzie:  $U_+(t)$  i  $U_-(t)$  - odpowiednio chwilowa dodatnia/ujemna amplituda sygnału, zaś  $\Delta T$  - czas obserwacji.

Wskaźnikami dewiacji są tzw. linijki /LD/ złożone z 13 diod LED, świecących pojedynczo. Pierwsza dioda linijki oznacza, że sygnał fali nośnej przekracza próg blokady szumów, ale dewiacja nie przekracza 10% wartości dopuszczalnej. Dziesiąta sygnalizuje 100% wystereowania, a dalsze - przekroczenie dewiacji dopuszczalnej.

Procesy wprowadzania danych nastawy częstotliwości, przestrajania, przetwarzania danych pomiarowych oraz rejestracja wyników są kontrolowane przez mikroprocesorowy układ sterujący /US/. Do zachowania wymaganych nastaw, niezależnie od zewnętrznego napięcia zasilającego, pamięć RAM zasila się buforowo z baterii złożonej z trzech akumulatorów niklowo-kadmowych.

Do zasilania odbiornika wykorzystuje się układ /BZ/ z impulsową przetwornicą napięcia stałego, która wytwarza napięcie stabilizowane +5 V /do zasilania układów logicznych/ oraz napięcia ok. +15 V i -15 V stabilizowane wstępnie /dla bloków obróbki sygnałów analogowych/. Precyzyjną stabilizację tych napięć przeprowadza się zależnie od potrzeb bezpośrednio na płytkach mieszczących odpowiednie bloki.

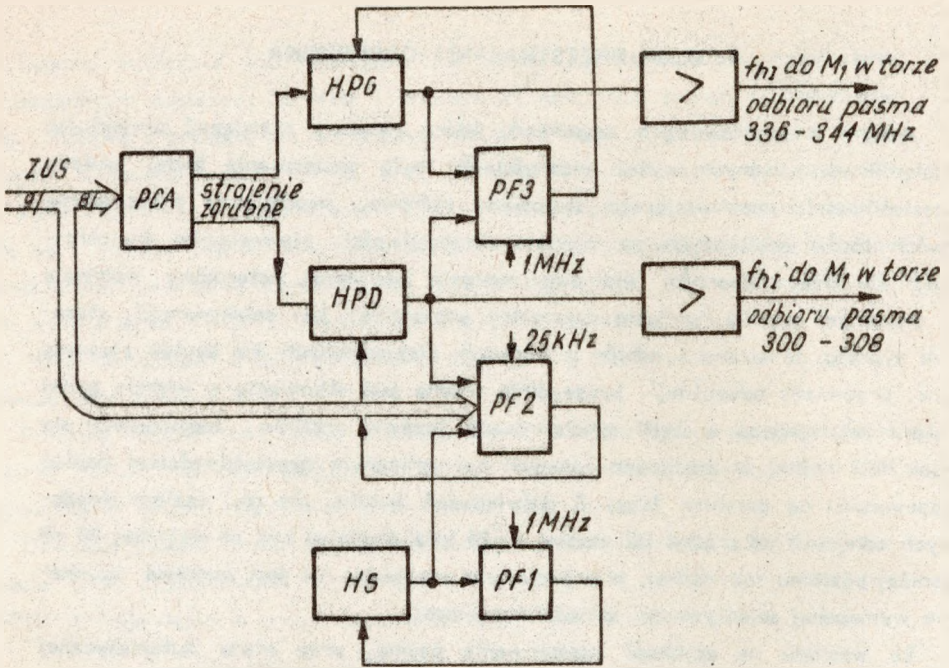
#### 4. BLOK PRZESTRAJANIA ODBIORNIKA

Jednym z podstawowych zagadnień, które należało rozwiązać projektując odbiornik o opisanych wyżej własnościach, było opracowanie bloku syntezy częstotliwości umożliwiającego sterowane cyfrowo, współbieżne przestrajanie dwóch torów odbiorczych ze skokiem częstotliwości, stanowiącym wielokrotność 25 kHz. Własności widmowe napięcia pierwszej heterodyny wpływają w znacznym stopniu na takie parametry odbiornika, jak: selektywność, stosunek sygnału do szumu i odbiór w kanałach niepożądanych /na skutek zjawiska tzw. przemiany odwrotnej/. Szczególnie trudne jest stłumienie w widmie generatora dostrajanego w pętli synchronizacji fazowej prążków, znajdujących się obok fali nośnej w odstępach równych harmonicznym częstotliwościom napięć podawanych na detektor fazy. Z doświadczeń wynika, że np. poziom składowych odległych od prążka fali nośnej o -25 kHz powinien być co najmniej 86 dB poniżej poziomu fali nośnej, w przeciwnym przypadku nie jest możliwe uzyskanie wymaganej selektywności sąsiednikanałowej.

Ze względu na szybkość poszukiwania pasma, przy pracy automatycznej bardzo istotnym parametrem syntezyera obu przebiegów jest czas przestrajania, związany z uzyskiwaniem synchronizacji przez odpowiednie pętli fazowe. Oprócz ww. warunków natury technicznej należy też uwzględnić minimalizację kosztów zakupu elementów z KK.

Na rys. 2 przedstawiono schemat blokowy układu syntezy częstotliwości opracowanego do przestrajania torów odbiorczych zestawu ZPK. Składa się on z pętli fazowych regulujących częstotliwość trzech generatorów: HPD - I heterodyny toru pasma dolnego, HPG - I heterodyny toru pasma górnego, HS - heterodyny stałej 272 MHz.

Układ nastawiający częstotliwość heterodyny pasma dolnego, pomiędzy 278,6 MHz a 286,6 MHz, zawiera oprócz generatora HPD układ porównywania fazy /PF2/, dostrajający automatycznie częstotliwość i fazę tego generatora względem przebiegu wzorcowego 25 kHz. Generator HPD jest przestrajany zgrubnie, w zależności od nastawy częstotliwości, napięciem stałym uzyskiwanym na wyjściu przetwornika cyfrowoanalogowego /PCA/. Rozdzielenie funkcji przestrajania w pasmie od automatycznego dostrajania do nominalnej częstotliwości umożliwiło optymalizację parametrów dynamicznych generatora - szybkie zmiany częstotliwości generatora /poprzez napięcie z przetwornika PCA/ i zmniejszyło podatność na zakłócenia /małe nachylenie charakterystyki dostrajania w pętli/.



Rys. 2. Schemat blokowy układu syntezy częstotliwości

PCA - przetwornik cyfrowoanalogowy, HPG - heterodyna pasma górnego, tj. 336-344 MHz, HPD - heterodyna pasma dolnego, tj. 300-308 MHz, HS - heterodyna stała /pomocnicza/, PF3 - pętla fazowa dostrajania HPG, PF2 - pętla fazowa dostrajania HPD, PF1 - pętla fazowa dostrajania HS

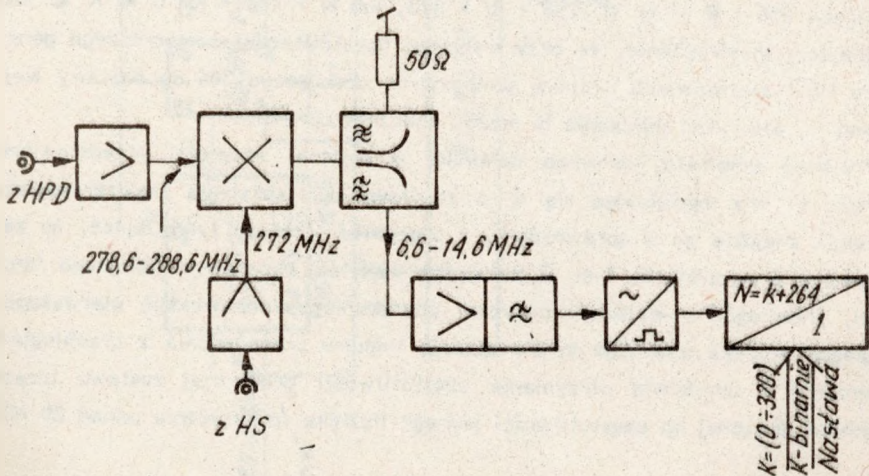
Układ nastawiający częstotliwość heterodyny pasma górnego, pomiędzy 314,6 MHz a 322,6 MHz, zawiera oprócz generatora HPG przestrajanego zgrubnie napięciem z wyjścia przetwornika PCA, układ porównywania fazy PF1 utrzymujący nominalną częstotliwość i synchronizację fazy względem przebiegu wzorcowego 1 MHz.

Układ regulujący częstotliwość heterodyny stałej ma też generator HS o nominalnej częstotliwości 272 MHz oraz układ porównywania fazy PF3, którego drugie wejście steruje się przebiegiem wzorcowym 1 MHz, a napięcie wyjścia wykorzystuje do automatycznej regulacji generatora HS względem fazy generatora wzorcowego.

Ww. układy generatorów współpracują ze sobą w następujący sposób. Pierwsza pętla fazowa /z detektorem PF1/ utrzymuje stałą częstotliwość generatora HS i synchronizuje jego fazę z generatorem wzorcowym /poprzez

sygnał 1 MHz/. W pętli z detektorem PF2 następuje najpierw mieszanie częstotliwości sygnałów z wyjść HS i HPD, a powstającą w wyniku tego procesu częstotliwość różnicową, zawartą w pasmie 6,6 - 14,6 MHz, podaje się na programowany, poprzez układ sterujący, dzielnik częstotliwości. W wyniku N-krotnego podziału powstaje przebieg o częstotliwości 25 kHz, równej odstępowi kanałowemu, którego fazę reguluje się względem przebiegu wzorcowego 25 kHz. Natomiast w pętli z detektorem PF3 dokonuje się najpierw mieszania częstotliwości sygnałów z wyjść HPD i HPG, a częstotliwość różnicową sygnału powstającego w wyniku tego procesu, tj. 36 MHz równą odstępowi dupleksowemu, poddaje się podziałowi w stosunku 36/1. Fazę uzyskanego przebiegu 1 MHz porównuje się z fazą przebiegu wzorcowego 1 MHz. Czas przestrajania tej pętli jest znacznie mniejszy od czasu przestrajania pętli regulującej fazę HPD, ponieważ eliminacja składowej 1 MHz nie wymaga filtru o wąskim pasmie. Tym samym własności dynamiczne i parametry szumowe syntezera są uzależnione w pierwszym rzędzie od układu regulującego HPD.

Schemat blokowy tego układu pokazano na rys. 3. Napęta z HS i HPD poprzez odpowiednie wzmacniacze buforowe sterują podwójnie zrównoważony mieszacz. Obciążeniem mieszacza jest dopasowany do  $50 \Omega$  filtr rozdzielający, funkcjonujący w ten sposób, że niepożądana składowa o częstotliwości sumacyjnej oraz występujące na skutek niedoskonałości mieszacza składowe o częstotli-



Rys. 3. Schemat blokowy pętli PF2 regulującej częstotliwość i fazę heterodyny pasma dolnego /HPD/

wościach HS i HPD są wydzielane w rezystancji absorbującej, a składową różnicową podaje się na wejście wzmacniacza poprzez filtr pasmowo-przepustowy  $6,5 \div 14,7$  MHz. Wzmacniacz obciążony jest filtrem dolnoprzepustowym o częstotliwości granicznej ok. 16 MHz, z którego steruje się układ kształtujący impulsy /przerzutnik Schmitta/. Przebiegi prostokątne o poziomach TTL podaje się na nastawny dzielnik częstotliwości. Stopień podziału ustala się w zależności od wymaganej częstotliwości pracy.

Jeżeli dane nastawy odbiornika w pasmie dolnym mają postać:

$$f_s = 30 a_3 a_2 a_1 a_0 \text{ kHz,}$$

gdzie liczba dziesiętna  $a_3 a_2 a_1 a_0$  należy do przedziału  $[0 \div 8000]$ , to znaczenie cyfr jest następujące:

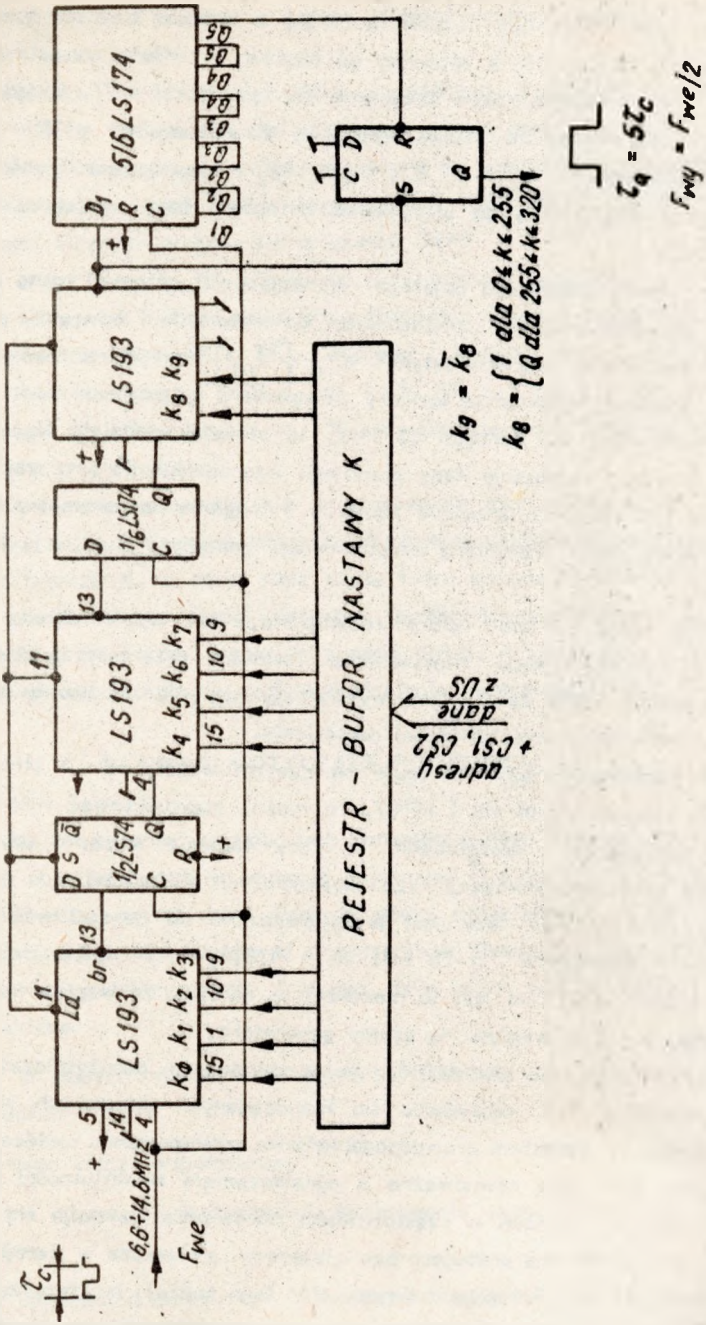
- $a_3$  - jednostki MHz,
- $a_2$  - setki kHz,
- $a_1$  - dziesiątki kHz,
- $a_0$  - jednostki kHz,

I liczba  $a_1 a_0$  jest podzielna przez 25.

Częstotliwość różnicową:  $/f_s - 21,4 \text{ MHz} / - 272 \text{ MHz}$  należy więc dzielić przez liczbę N znajdującą się w przedziale  $[264 \div 584]$ . Można to także zapisać w postaci:  $256 + 8 \leq N \leq /256 + 8/ + 320$ , lub  $N = 264 + K$ ;  $0 \leq K \leq 320$ ; ułatwiającej spostrzeżenie, że przy wybranej częstotliwości pomocniczego generatora HS i zastosowaniu licznika samoczynnie dodającego 264 do nastawy wejściowej K, algorytm obliczania N można znacznie uprościć.\*

Przykład schematu ideowego dzielnika w podanej własności przedstawiono na rys. 4. Nie zagłębiając się w szczegółowy opis działania /zainteresowany czytelnik znajdzie go w sprawozdaniu z pracy [1]\*/ należy tylko dodać, że zastosowanie przerzutników typu D pomiędzy wejściem zegarowym kolejnego /drugiego, trzeciego/ a wyjściem pożyczki poprzedniego /odpowiednio pierwszego, drugiego/ licznika powoduje synchronizację impulsu przeniesienia z przebiegiem zegarowym i umożliwia otrzymanie częstotliwości granicznej zestawu trzech liczników zbliżonej do częstotliwości jednego licznika /praktycznie ponad 20 MHz

\* "Odbiornik pomiarowo-kontrolny do badania parametrów sieci radiofonicznych w zakresie 300 MHz". Ł., Warszawa 1986.



Rys. 4. Schemat ideowy nastawnego dzielnika częstotliwości w pętli PF2

wobec ok. 4.5 MHz, gdy liczniki łączy się w kaskadę bezpośrednio/. Oczywiście stopień podziału  $K$  w stosunku do nastawy liczników wzrasta o  $1 + d$ , gdzie:  $d$  - liczba przerzutników dodanych /na rys. 4  $d = 7$ /. Układ z rys. 4 ma ponadto tę cechę, że impuls wyjściowy formowany na wyjściu przerzutnika RS ma szerokość  $\tau_p = 5 \tau_c$ , gdzie:  $\tau_c$  - okres częstotliwości zegara, tj. szerokość dostateczną do wyzwiania detektora fazy wykonanego w technologii CMOS.

Szumy fazowe generatora objętego regulacją pętli cyfrowej rosną proporcjonalnie do stosunku podziału częstotliwości generatora  $N$  i odwrotnie proporcjonalnie do nachylenia charakterystyki  $K_d \left[ \frac{V}{rd} \right]$  detektora fazowego pętli. Gdyby w opisywanym układzie syntezy zastosowano bezpośredni podział częstotliwości heterodyny do wartości 25 kHz, to stosunek podziału  $N$  byłby rzędu 12 000, a więc fluktuacje fazy przebiegu wzorcowego 25 kHz zostałyby powielone 12 000 razy, co znacznie zaostrza wymagania na parametry tego przebiegu. Wykorzystanie przemiany częstotliwości zmniejsza fluktuacje fazy blisko 20-krotnie.

Kolejnym zagadnieniem, które rozwiązano, jest wybór układu detektora fazowo-częstotliwościowego. Powszechnie stosowane detektory cyfrowe [1, 10] mają wprawdzie wiele zalet, lecz wytwarzają napięcia impulsowe zawierające szereg harmonicznnych częstotliwości odniesienia.

Jeżeli porównanie fazy następuje na częstotliwości, np. 1 MHz /tak jak w pętlach kontrolujących HS i HPG/, to można zaprojektować filtr dolnoprzepustowy /całkujący/ - dostatecznie tłumiący napięcia w.cz. i umożliwiający osiągnięcie czasu synchronizacji rzędu pojedynczych milisekund.

Jeżeli porównywanie fazy jest przeprowadzane na częstotliwości 25 kHz, to tłumienie składowych  $n \cdot 25$  kHz / $n = 1, 2, 3, \dots$ / można zwiększyć zważając pasmo filtru, ale jest to niekorzystne zarówno ze względu na czas synchronizacji, jak i ze względu na szumy generatora.

Należy jeszcze raz podkreślić, że występowanie pasożytniczej modulacji fazy heterodyny, tzn. pojawienie się niepożądanych składowych widma, jest równoznaczne ze wzrostem prawdopodobieństwa występowania zakłóceń sąsiednio-kanalowych, tzn. jest równoważne z ograniczeniem selektywności odbiornika.

Mały poziom zakłóceń o częstotliwości porównania uzyskuje się w znanym układzie dyskryminatora próbująco-pamiętającego, zwłaszcza w wersji z dwukrotnym próbkowaniem. Jednakże dyskryminator tego rodzaju synchronizuje się również przy harmonicznnych i subharmonicznnych częstotliwości wzorcowej i z tego



względu stosowany jest zwykle z innym dyskryminatorem ustalającym wstępnie właściwą częstotliwość.

Po rozważeniu wszystkich aspektów związanych z działaniem detektora fazy w pętli PF2, wydaje się, że optymalne - przy obecnym stanie techniki w kraju - byłoby zastosowanie układu detektora ze scalonego syntezeru CMOS, produkowanego przez firmę Philips /oznaczonego HEF 4750V/, a znajdującego się w perspektywicznych programach produkcji CEMI.

Niestety próby importu lub uzyskania egzemplarza tego układu wykonanych w kraju nie dały, jak dotąd, rezultatu. Wykonano układ o podobnych własnościach z elementów serii MCY 74... o małej i średniej skali integracji, wzorując się na patentach firmy Philips, /nr 1 477 584 i 1 519 933 zgł. w W. Brytanii/, wymaga to jednak użycia ok. 10 układów scalonych bramek, przerzutników D i kluczy analogowych.

Istota rozwiązania sprowadza się do stosowania dwóch detektorów i dwóch stałych czasu filtru. Pierwszy detektor /fazowo-częstotliwościowy/ umożliwia wstępną synchronizację, a mała stała czasu filtru sprzyja szybkiemu zakończeniu stanu przejściowego. Drugi detektor /próbkująco-pamiętający/ utrzymuje synchronizację fazową przy węższym pasmie filtru, i gwarantuje dostateczne tłumienie składowej 25 kHz na wejściu dostrajania generatora HPD.

## 5. UWAGI DOTYCZĄCE PODZESPOŁÓW

Możliwości projektanta sprzętu radiokomunikacyjnego pragnącego nawiązać do tendencji obserwowanych w technice światowej [ $1 \div 5$ ,  $7 \div 14$ ] są w warunkach Polski bardzo ograniczone. Brakuje wielu materiałów i elementów, bez stosowania których trudno zbudować urządzenia o niewielkich rozmiarach i dobrych parametrach elektrycznych. Z długiej listy takich potrzeb poniżej wyliczono tylko niektóre:

- laminaty o małych stratach do obwodów drukowanych w blokach wielkiej częstotliwości;
- miniaturowane złącza współosiowe;
- małostratne, o dużej skuteczności ekranowania przy małej średnicy kabie współosiowe;
- elementy półprzewodnikowe, np. tranzystory bipolarne UHF o dużej odporności na intermodulacje, dwubramkowe tranzystory w.cz. typu MOS FET,

tranzystory złączowe FET o dużym nachyleniu charakterystyki transmitancji, diody Schottky'ego o dobieranych charakterystykach, diody PIN, dzielniki częstotliwości w technologii ECL, scalone układy syntezerów częstotliwości;

- diodowe mieszacze podwójnie zrównoważone;
- dostęp do szerokiego asortymentu kondensatorów ceramicznych monolitycznych o różnych pojemnościach i współczynnikach temperaturowej zmiany pojemności /w tym kondensatorów bez końcówek/;
- możliwość wykonania pewnych bloków o formie hybrydowej;
- możliwość zastosowania rezonatorów z falą powierzchniową.

Należy zaznaczyć, że wiele z powyższych elementów przydatnych do budowy opisywanego odbiornika, w krajach kapitalistycznych stosuje się w głowicach telewizji IV i V pasma lub telewizji kablowej, nie są to więc elementy bardzo drogie. Jeżeli przyjąć, że układy syntezy wykonuje się z elementów dostępnych w krajach RWPG, stosuje się krajowy generator częstotliwości wzorcowej i filtry kwarcowe, to nakłady dewizowe na 1 szt. urządzenia powinny wynosić poniżej 80 dol.

## 6. ZAKOŃCZENIE

Wykonane w 1986 r. badania modelu laboratoryjnego potwierdziły poprawność koncepcji układu przedstawionej w artykule. W roku bieżącym planuje się wykonanie szkicowej dokumentacji i dwóch modeli użytkowych zestawu ZPK-300. Realizacja tego planu jest jednak ściśle uzależniona od dostawy odpowiednich elementów półprzewodnikowych.

Warto podkreślić, że tę samą strukturę zestawu pomiarowego można wykorzystać /wymieniając stopnie wejściowe i heterodyny/ do budowy odbiorników dla kontroli innych pasm częstotliwości, np. w sieci 160 MHz.

## WYKAZ LITERATURY \*/

1. Best R.E.: Phase - locked loops. Theory, design and applications. Mc Graw - Hill, 1976.
2. Broderick P.: F.M. deviation measurements. The Radio and Electronic Eng. May 1968, pp. 281-293.
3. Cheadle D.: Selecting mixers for best intermodulation performance. Part I, November 1973, pp. 49-52. Part II, December 1973, pp. 58-62.
4. Dance B.: Digital tuning systems. Electronics Industry, June 1981, pp. 41-47.
5. Hesse W., Schillhof U.: RTS tuning controls and the microcomputer. Electronic Components and Applications, No 3, 1980, pp. 170-174.
6. Norma branżowa: BN-78/3345-02 pt. Urządzenia radiotelefoniczne o modulacji kątownej dla lądowych służb ruchomych.
7. Norton D.E.: High dynamic range transistor amplifiers using lossless feedback. Microwave Journal. May 1976, pp. 53, 54, 57.
8. Opisy patentowe USA nr: 3.891.934; 4.083.922; 4.122.395; 4.461.036; 4.520.507.
9. Opisy patentowe Wielkiej Brytanii nr: 1.477.584; 1.519.933.
10. Rohde U.L.: Digital PLL frequency synthesizers. Theory and design. Printice - Hall, 1983.
11. Rohde U.L.: Eight ways to better radio receiver design. Electronics, February 1975, pp. 87-91.
12. Schillhof U.: Introduction to microcomputer - controlled radio tuning system. Electronic Components and Applications, No 4, 1979, pp. 239-249.
13. Turner Ch.: Modern hf receiver design. Communications Engineering Int. Part I, June 1982, pp. 19-27. Part II, August 1982, pp. 13-17.
14. Wolker H.P.: Sources of intermodulation in diode-ring mixers. The Radio and Electronic Eng. May 1976, pp. 247-255.

---

\*/ Obszerniejszą bibliografię /112 pozycji/, dotyczącą zagadnień projektowania elementów odbiornika zawiera sprawozdanie z I etapu pracy IŁ pt.: "Odbiornik pomiarowo-kontrolny do badania parametrów sieci radiofonicznych w zakresie 300 MHz". IŁ, Warszawa 1986.

Biblioteka

IL

S-9808