

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI  
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY

BIBLIOTEKA  
Instytutu Łączności

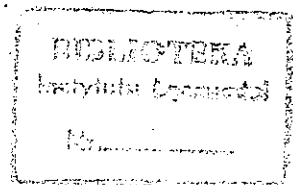
ŁĄCZNOŚCI

107

1974



MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 14

WARSZAWA 1974

NR 107

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek  
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

---

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

mgr inż. Władysław Cetner, doc. mgr inż. Adam Moniuszko,

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

---

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności  
Format B5. Nakład 655. Wpłynęło do  
Działu Wydawniczego 12.10.1973 r.  
Druk ukończono w styczniu 1974 r.

# PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

## PRZEWODOWE SYSTEMY TELETRANSMISYJNE NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

Zbigniew Bolszakow

### A. SYSTEMY ANALOGOWE

#### SPIS TREŚCI

	Str.
1. Wstęp	1
1.1. Zakres zastosowań uproszczonych analogowych systemów teletransmisyjnych	1
1.2. Zalecenia CCITT dotyczące analogowych systemów nośnych na bardzo małe odległości	4
1.3. Tendencje w dziedzinie rozwiązań funkcjonalnych i konstrukcyjnych	7
2. Przegląd typowych systemów na małe odległości	12
2.1. 10-krotny rozdzielny system nośny na małe odległości dla sieci wiejskich, typu 7TR 001	12
2.2. 10-krotny rozdzielny system nośny na linie napowietrzne, w wykonaniu firmy Standard Telephones and Cables Limited	29
2.3. 6-krotny rozdzielny napowietrzny system nośny na małe odległości typu POLEX 6L	42

	Str.
2.4. 18-kanalowe urządzenia końcowe dla kablowego systemu "N+N" typu FZ	52
Wykaz literatury	61

Witold Busz

## B. 30-KANAŁOWY SYSTEM CYFROWY TYPU SMT 2/1

1. Wstęp	71
2. Opis ogólny działania urządzeń 30-kanalowego systemu SMT 2/1	73
2.1. Próbkowanie i zwielokrotnienie czasowe	74
2.2. Kwantowanie i kodowanie	74
2.3. Formowanie ramek i wieloramek	76
2.4. Przetwarzanie kodu	78
2.5. Regeneracja sygnału PCM	79
2.6. Rekonstrukcja sygnałów w części odbiorczej systemu PCM	80
2.7. Transmisja sygnalizacji	81
2.8. Zdalne zasilanie i zdalna kontrola	82
2.9. Konstrukcja urządzeń systemu SMT 2/1	83
3. Dane techniczne systemu SMT 2/1	84
3.1. Dane ogólne	84
3.2. Podstawowe parametry dla transmisji przez tory akustyczne	85
3.3. Warunki klimatyczne	86
3.4. Wymiary i ciężar urządzeń	86
Wykaz literatury	87

PRZEWODOWE SYSTEMY TELETRANSMISYJNE  
NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

A. SYSTEMY ANALOGOWE

1. WSTĘP

1.1. Zakres zastosowań uproszczonych analogowych  
systemów teletransmisyjnych

Najprostszym systemem teletransmisyjnym, znajdującym zastosowanie na małe i bardzo małe odległości, jest system naturalny, którego podstawowy zakres zastosowania obejmuje sieci wewnątrzstrefowe, miejscowe i abonenckie.

Alternatywą systemu naturalnego są analogowe uproszczone systemy telefonii nośnej, które w coraz to szerszym zakresie próbuje się wprowadzać w różnych krajach do najniższych płaszczyzn sieci. Pojęcia systemów nośnych na małe i bardzo małe odległości są umowne. Proponuje się przyjąć następujące określenia:

- przez uproszczony system telefonii nośnej na małe odległości rozumie się system, który jest opłacalny ekonomicznie w warunkach jego stosowania w porównaniu z systemem naturalnym, poczynając od długości około 25 - 30 km,
- przez uproszczony system telefonii nośnej na bardzo małe odległości rozumie się system, który jest uzasadniony ekonomicznie

w warunkach jego stosowania w porównaniu z systemem naturalnym, poczynając od długości około 8 - 10 km.

Systemy na małe odległości są wprowadzane przede wszystkim do sieci wewnątrzstrefowych i miejscowych, a systemy na bardzo małe odległości są wprowadzane do sieci miejscowych i abonenckich.

Na podstawie przeglądu literatury można stwierdzić, że poczynając od lat pięćdziesiątych do końca lat sześćdziesiątych w różnych krajach wprowadzano uproszczone analogowe systemy telefonii nośnej, które w zależności od rodzaju zastosowania można z grubsza sklasyfikować jak następuje:

1. Uproszczone napowietrzne systemy telefonii nośnej ze wzmacniakami przelotowymi, pracujące na zasięgi do około 150 km /bez wydzielania kanałów wzdłuż trasy linii/.
2. Uproszczone napowietrzne systemy telefonii nośnej bez wzmacniaków przelotowych, pracujące na zasięgi do około 60-80 km /z możliwością odgałęzienia kanałów wzdłuż trasy linii/.
3. Uproszczone kablowe systemy telefonii nośnej ze wzmacniakami przelotowymi, pracujące na zasięgi do około 150 km /bez odgałęzienia kanałów wzdłuż trasy linii/.
4. Uproszczone napowietrzne abonenckie systemy telefonii nośnej z możliwością odgałęzienia wzdłuż trasy linii, pracujące na zasięgi do około 50 km.
5. Uproszczone kablowe abonenckie systemy nośne.

Typowym reprezentantem systemów z grupy pierwszej jest niemiecki napowietrzny system Z6NC opracowany w 1955 r. [1].



Typowymi reprezentantami grupy drugiej są:

- francuski napowietrzny system 7TR 001 opracowany w 1962 r. [2],
- południowo-afrykański napowietrzny system 10-krotny opracowany w 1967 r. [3],
- węgierski system typu POLEX 6L opracowany w 1970 r. [4].

Typowymi reprezentantami grupy trzeciej są:

- radziecki system KRR30/60 opracowany w 1959 r. [5].
- czeski system KNK6 opracowany w 1960 r. [6]
- amerykański system firmy Lenkurt 81A opracowany w 1961 r [7].

Do typowych reprezentantów grupy czwartej można zaliczyć amerykański napowietrzny system P1 [8] firmy Bell, opracowany w 1956 r., a do grupy piątej można zaliczyć angielski system 1+1 firmy Standard [9].

Należy przy tym zaznaczyć, że równolegle na początku lat sześćdziesiątych pracowano intensywnie w wielu krajach nad opracowaniem i wdrożeniem do produkcji systemu PCM z czasowym podziałem kanałów, który rozpoczęto wprowadzać do sieci w połowie lat sześćdziesiątych. System PCM, stosowany na liniach kablowych /przede wszystkim istniejących/ w sieciach miejskich jest opłacalny, począwszy od około 8 km, a górna granica celowości ekonomicznej jego stosowania wynosi współcześnie /w porównaniu z systemami analogowymi/ około 30-40 km.

Z powyższych względów zakres zastosowań uproszczonych analogowych kablowych systemów nośnych na małe odległości został przesunięty na zasięgi powyżej opłacalności systemu PCM, co spowodowało zmianę rozwiązań koncepcyjnych i układowych.

Przykładem nowego rozwiązania niskokrotnych analogowych kablowych systemów nośnych jest opracowany w 1970 r. francuski 18-kanalowy system "N+N" typu FZ [10].

Reasumując można stwierdzić, że obecnie w warunkach konkurencji z systemem PCM, analogowe międzycentralowe uproszczone systemy nośne są zasadnione ekonomicznie w dołowych płaszczyznach sieci, przede wszystkim na liniach napowietrznych, i w tym kierunku są nastawione współczesne opracowania konstrukcyjne systemów. Na liniach kablowych współczesne /z lat siedemdziesiątych/ analogowe systemy uproszczone są uzasadnione ekonomicznie przede wszystkim w wykonaniu abonenckim /np. system 1+1 firmy Standard/ na zakresy długości od około 4 do 10 km, natomiast w wykonaniu międzycentralowym na zakresy długości począwszy od około 30 do 40 km /powyżej zakresu opłacalności systemu PCM/.

### 1.2. Zalecenia CCITT dotyczące analogowych systemów nośnych na bardzo małe odległości

W zaleceniu G.125, sformułowanym w 1964 r. w Genewie i zmodyfikowanym w 1968 r. w Mar del Plata [11] ustalono, że bardzo krótkie łącza nośne /o długości 3-25 km/ wchodzące w skład zestawów międzynarodowych powinny, jeśli chodzi o zniekształcenia tłumieniowe, spełniać wymagania zalecenia G.132, przytoczone w tabl. 1.

Łącza nośne systemu na bardzo małe odległości powinny być przystosowane do transmisji różnego rodzaju sygnałów /np. dźwięków mowy, danych cyfrowych, obrazów nieruchomych/, których nor-

T a b l i c a 1

Zniekształcenia tłumieniowe wprowadzane do łączy telefonicznych przez urządzenia przemiany kanałowej systemów na bardzo małe odległości

Pasma czę- stotliwości Hz	Odchylenia poziomu wyjściowego i tłumienności wynikowej odniesione do wartości przy częstotliwości 800 Hz		średnia wartość tłumien- ności wynikowej z pomia- ru dla 12 kanałów w pętli	
	poziom wyjściowy w ga- łęzi nadawczej lub od- biorczej dowolnego ka- nału dB [Np]	tłumienność wynikowa w pętli gałęzi nadawczej i odbiorczej dowolnego kanału dB [Np]	dB [Np]	
300 - 400	-2,17 ± +0,61	+3,04 ± -0,87	+1,74 ± -0,43	
3000 - 3400	/ -0,25; +0,07/	/+0,35; -0,1/	/+0,2; -0,05/	
400 - 600	-1,3 ± +0,61	+1,74 ± -0,87	+0,87; -0,43	
2400 - 3000	/ -0,15; +0,07/	/+0,2; -0,1/	/+0,1; -0,05/	
600 - 2400	+0,61 /+0,07/	+0,87 /+0,1/	+0,43 /+0,05/	

malnie można się spodziewać odpowiednio do zaleceń CCITT w tej części zestawu międzynarodowego.

.. Odnośnie szumów w łączach, realizowanych za pomocą analogowych systemów nośnych na bardzo małe odległości, zaleca się co następuje:

- przy założeniu, że w łańcuchu międzynarodowym łącza nośne tworzone przy wykorzystaniu systemów nośnych na bardzo małe odległości będą ograniczone do czterech /tj. po dwa dla każdej sieci krajowej/, średnia wartość psfometrycznej mocy szumów dla łącza nośnego w jednym systemie w punkcie o zerowym poziomie względnym nie powinna przekraczać 500 pW podczas dowolnej godziny,
- biorąc pod uwagę aktualny stan techniki i względy ekonomiczne zezwala się, aby wartość średnia psfometrycznej mocy szumów dla łącza nośnego w jednym systemie w punkcie o zerowym poziomie względnym nie przekraczała 1000 pW podczas dowolnej godziny; w żadnym przypadku wartość maksymalna tej mocy szumów w dowolnej godzinie nie powinna przekroczyć 2000 pW dla któregośkolwiek z systemów.

Wyszczególnione wartości psfometrycznych mocy szumów uwzględniają również efekt przesłuchu.

Wymagania odnośnie szumów w łączach nośnych systemów na bardzo małe odległości z czasowym podziałem kanałów są nadal przedmiotem studiów /sformułowanie B zalecenia G.125/.

### 1.3. Tendencje w dziedzinie rozwiązań funkcjonalnych i konstrukcyjnych

Na podstawie studiów rozwiązań schematowych urządzeń uproszczonych analogowych systemów nośnych, wymienionych w punkcie 1.1. niniejszego opracowania, można stwierdzić, że główny wysiłek konstruktorów był zawsze skierowany na obniżenie kosztów wytwarzania urządzeń końcowych w porównaniu z urządzeniami końcowymi systemów dalekosiężnych. Ponieważ jednym z głównych elementów wpływających na koszt analogowych urządzeń końcowych są filtry w przemianach kanałowych, poważny zatem wysiłek był skierowany na uproszczenie filtrów, a nawet ich zastąpienie przez układy tłumiące niepożądaną wstęgę boczną na zasadzie kompensacji fazowej.

Uproszczenie filtrów można było osiągnąć przede wszystkim na drodze zwiększenia odstępów między wirtualnymi częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów.

Typowymi przykładami tego kierunku rozwiązań konstrukcyjnych były:

- system Z6NC i 10-krotny system południowo-afrykański firmy Standard, w których przy szerokości pasma 4 kHz na jeden kanał odstęp między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów wynosi 8 kHz,
- system 81A firmy Lenkurt, w którym przy szerokości pasma 3,5 kHz na 1 kanał odstęp między częstotliwościami nośnymi wynosi 14 kHz,

- system P1 firmy Bell, w którym przy szerokości pasma 3,0 kHz na jeden kanał odstęp między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów wynosi 12 kHz, jak również węgierski system POLEX 6L, w którym przy szerokości pasma 4,0 kHz na jeden kanał odstęp między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów wynosi również 12 kHz.

Nie zawsze jednak poszukiwano rozwiązania na drodze uproszczenia filtrów dzięki rozsunięciu między sobą częstotliwości nośnych sąsiednich kanałów. Istnieją rozwiązania, w których stosuje się kompensację fazy niepożądanego wstęgi bocznej na drodze stosowania przesuwników fazowych przy jednoczesnym zwiększeniu odstępu między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów do 8 kHz.

Typowymi reprezentantami tego kierunku rozwiązań były:

- radziecki kablowy system KRR30/60,
- czeski kablowy system KNK6,
- francuski napowietrzny system 7TR 001.

Obniżenia kosztów urządzeń końcowych poszukiwano jednak nie tylko na drodze uproszczenia filtrów w przemianach kanałowych, lecz także na drodze równoległego wykorzystania transmitowanej fali nośnej dla potrzeb tworzenia kanałów sygnalizacji pozapasmowej i dla automatycznej regulacji wzmocnienia, zwłaszcza w uproszczonych systemach napowietrznych. I tak przy transmisji fali nośnej i dwóch wstęg bocznych w urządzeniach systemów P1 i POLEX 6L fala nośna jest wykorzystywana zarówno do automatycznej płaskiej regulacji wzmocności kanałowego wzmacniacza odbiorczego, jak też do transmisji sygnałów komutacyjnych. Przy takim rozwiązaniu wy-

stępuje jednak możliwość nadmiernego wzrostu wzmocności kanałowego wzmacniacza odbiorczego przy długotrwałym /np. do kilku minut/ impulsowaniu na skutek obniżenia się wartości średniej amplitudy fali nośnej, która steruje automatycznie wzmocność tego wzmacniacza. Aby uniknąć tego niepożądanego zjawiska w rozwiązaniach, zastosowanych w urządzeniach systemu 7TR 001 i 10-krotnego południowo-afrykańskiego systemu firmy Standard, amplitudę fali nośnej wykorzystuje się do automatycznej regulacji wzmocności, natomiast dla celów sygnalizacji stosuje się modulację częstotliwości tej fali nośnej /bez zmiany jej amplitudy/.

W innych z kolei rozwiązaniach można zauważyć, że falę nośną wykorzystywano tylko dla płaskiej automatycznej regulacji wzmocności, natomiast dla celów sygnalizacji tworzą odrębne kanały. Tytułem przykładu można podać, że w systemie Z6NC stosuje się indywidualne kanały sygnalizacji pozapasmowej z wykorzystaniem częstotliwości 3850 Hz, natomiast w systemie 81A stosuje się wspólne dla wszystkich kanałów urządzenie kodowo-czasowe, które kolejno przesyła informacje o stanie kryterium sygnalizacyjnego /istnienie lub brak/ w każdym z kanałów do stacji przeciwległej. Różnorodność rozwiązań jest spowodowana przede wszystkim faktem, że omawiane urządzenia powstawały w różnych odstępach czasu i w miarę postępu rozwiązań układowych i technologicznych poszczególne firmy w różnych krajach wprowadzały coraz to nowe rozwiązania, zmierzające zarówno do obniżenia kosztów wytwarzania urządzeń, jak też poprawy ich niezawodności działania oraz prostoty obsługi i konserwacji.

W konkluzji można stwierdzić, że współczesne rozwiązania uproszczonej napowietrznych analogowych systemów nośnych na ma-

e i bardzo małe odległości charakteryzują się następującymi podstawowymi własnościami funkcjonalnymi i eksploatacyjnymi:

- stosuje się transmisję w tor liniowy fali nośnej i dwóch wstęp bocznych lub fali nośnej i jednej wstęgi bocznej,
- odstęp między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów wynosi 8 lub 12 kHz,
- pasma liniowe systemów są tak dobrane, aby umożliwić współistnienie na jednej podbudowie słupowej z klasycznymi 3-krotnymi i 12-krotnymi systemami napowietrznymi /z odstępem 4 kHz między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów/;
- fala nośna jest wykorzystywana do automatycznej regulacji wzmocności i do tworzenia kanału sygnalizacyjnego,
- nie przewiduje się stosowania wzmacniaków przelotowych,
- zapewnia się możliwość odgałęzienia kanałów wzdłuż trasy linii,
- przewiduje się zastosowanie systemów na torach napowietrznych z brązu lub miedzi.

Jak już wspomniano w punkcie 1.1. niniejszego opracowania, wprowadzenie systemów PCM na linie kablowe w sieciach miejscowych spowodowało, że analogowe kablowe systemy nośne przestają być dla tego zakresu zastosowań ekonomicznie opłacalne. Z tego też względu współczesne niskokrotne analogowe nośne systemy kablowe są opłacalne ekonomicznie, poczynając od około 30 do 40 km, zatem ich rozwiązania opierają się przede wszystkim o przemiany kanałowe, produkowane masowo dla analogowych systemów wysokokrotnych, w których odstęp między częstotliwościami nośny-



mi sąsiednich kanałów wynosi 4 kHz i w których stosuje się transmisję w tor liniowy jednej wstęgi bocznej.

Typowymi przykładami współczesnych niskokrotnych analogowych kablowych systemów nośnych, opracowanych w oparciu o wyżej wymienione zasady, są:

- system VZ3-24 firmy Siemens [12] i wymieniony poprzednio
- francuski system "N+N" typu FZ [10].

Nie natrafia się zatem we współczesnych publikacjach na informacje o nowych opracowaniach analogowych systemów kablowych, które byłyby przeznaczone na bardzo małe odległości /z rozszerzonym odstępem między częstotliwościami nośnymi sąsiednich kanałów/.

W rozwiązaniach konstrukcyjnych współczesnych analogowych systemów nośnych panuje powszechna tendencja stosowania monolitycznych obwodów scalonych i układów hybrydowych /szczególnie w urządzeniach dla systemów kablowych/ oraz maksymalnie osiągalnej miniaturyzacji podzespołów przy zapewnieniu wysokiego stopnia niezawodności działania i stabilności czasowej oraz temperaturowej parametrów elektrycznych.

Szczegółowe omówienie zasadniczych własności wybranych reprezentantów współczesnych napowietrznych i kablowych analogowych systemów nośnych na małe i bardzo małe odległości jest podane w punkcie 2 niniejszego artykułu.

## 2. PRZEGLĄD TYPOWYCH SYSTEMÓW NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

### 2.1. 10-krotny rozdzielny system nośny na małe odległości dla sieci wiejskich, typu 7TR 001

#### 2.1.1. Podstawowe wymagania

Podstawowe wymagania postawione przez francuską administrację poczty przed przystąpieniem do opracowania systemu [2] były następujące:

- system powinien być przystosowany do pracy w układzie jednotorowym, różnokanałowym,
- system powinien być przewidziany do pracy w sieciach wiejskich, na istniejących liniach napowietrznych, przy czym górna granica pasma liniowego nie powinna przekraczać 160 kHz,
- system powinien być wyposażony w układy do automatycznej regulacji wzmacnienia, umożliwiające kompensację zmian tłumienności toru napowietrznego w różnych warunkach atmosferycznych /od pogody suchej do stanu sadzi/,
- własności transmisyjne kanałów powinny pod względem jakości odpowiadać zaleceniom CCITT,
- system powinien współistnieć na jednej podbudowie słupowej z konwencjonalnymi napowietrznymi systemami 3-krotnymi i 12-krotnymi,
- system powinien umożliwiać odgałęzianie kanałów w dowolnym punkcie linii,

- urządzenia powinny być w pełni stranzystoryzowane, aby obniżyć pobór mocy ze źródeł zasilania, ograniczyć wymiary i uprościć obsługę.

Reasumując, system powinien być przeznaczony przede wszystkim dla sieci wiejskich, ale jednocześnie powinien zapewnić uzyskanie wysokiej jakości transmisji, wymaganej dla kanałów typowego systemu na małe odległości. Wszystkie powyższe wymagania zostały przez konstruktorów spełnione.

#### 2.1.2. Rozmieszczenie pasm liniowych

Wychodząc z założenia, że fala nośna będzie wykorzystywana dla potrzeb automatycznej regulacji wzmocności i sygnalizacji oraz przyjmując, że odstęp między częstotliwościami nośnymi będzie wynosił 8 kHz, oraz mając na względzie prostotę realizacji filtrów kanałowych przyjęto, że na tor liniowy będzie wysyłana fala nośna i jedna wstęga boczna.

Ze względu na potrzebę odgałęziania poszczególnych kanałów wzdłuż trasy linii przyjęto również założenie, że każdy kanał będzie miał własne, indywidualne wyposażenie, umożliwiające tworzenie pasma liniowego bądź w układzie "rozdzielnym", bądź też "grupowym". Rozmieszczenie pasm liniowych poszczególnych kanałów w układzie "rozdzielnym" przedstawia rys. 1a<sup>x/</sup>, natomiast w układzie "grupowym" rys. 1b.

W układzie "rozdzielnym" można zrealizować do 10 łączy w pas-

---

<sup>x/</sup> Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

mie od 4 do 160 kHz, natomiast w układzie "grupowym" do 8 łączy w pasmie od 4 do 144 kHz.

Układ "rozdzielny" pasma liniowego w systemie 7TR 001 charakteryzuje się tym, że pasmo liniowe kierunku transmisji A-B dla dwóch danych kanałów jest umieszczone między pasmem liniowym kierunku transmisji B-A dla tych dwóch kanałów i pasmem liniowym kierunku transmisji B-A dla dwóch następnych kanałów. Taki sposób rozmieszczenia pasm liniowych stwarza możliwość odgałęziania poszczególnych kanałów w dowolnym miejscu wzdłuż trasy linii, ponieważ pasma liniowe sąsiednich kanałów dla dwóch różnych kierunków transmisji są względem siebie odwrócone i ponadto oddalone o 4 kHz. Ten sposób rozmieszczenia pasm liniowych ma również tę zaletę, że umożliwia pełne wykorzystanie maksymalnego zasięgu osiągalnego przez każdy z kanałów.

"Rozdzielny" układ pasm liniowych wyklucza jednak możliwość współpracy na jednej podbudowie słupowej z klasycznymi systemami napowietrznymi o pasmach liniowych znormalizowanych przez CCITT. Aby umożliwić taką współpracę, można zestawić kanały tak, aby utworzyć "grupowy" układ rozmieszczenia pasm liniowych, przy którym 2 kanały systemu 7TR 001 mogą współistnieć na jednej podbudowie słupowej z 3-krotnym klasycznym systemem napowietrznym /pasmo liniowe dla tych dwóch kanałów dla kierunku transmisji A-B obejmuje wtedy zakres 4-16 kHz, a pasmo liniowe kierunku B-A obejmuje zakres 20-32 kHz/ oraz 6 kanałów systemu 7TR 001 może współistnieć z 12-krotnym klasycznym systemem napowietrznym /pasmo liniowe dla tych sześciu kanałów dla kierunku transmisji B-A obejmuje wtedy zakres 36-80 kHz, a pasmo liniowe dla kie-

runku A-B obejmuje zakres 100-144 kHz/. Wyboru częstotliwości nośnych dla systemu 7TR 001 dokonano w taki sposób, aby każda z nich stanowiła wielokrotność 4 kHz. Powoduje to, że w przypadku przesłuchu transmitowane w systemie 7TR 001 fale nośne są odbierane w kanałach klasycznego systemu 12-krotnego z częstotliwościami "zerową" lub 4 kHz, które znajdują się poza pasmem przenoszenia kanału telefonicznego. Grupowy układ pasm liniowych ma jednak tę wadę, że zasięg systemu jest wtedy podyktowany przez tłumienność toru dla najwyższej częstotliwości przenoszonego pasma liniowego; sprowadza się zatem do osiągalnego zasięgu dla ósmego kanału przy 144 kHz.

### 2.1.3. Koncepcje rozwiązań układowych

2.1.3.1. Eliminacja niepożądanego wstęgi bocznej jest realizowana za pomocą metody kompensacji fazowej. Przyjmując, że stosuje się dwa zrównoważone modulatory pierścieniowe, do których doprowadza się fale nośne Y1 i Y2 o fazach różniących się o  $90^\circ$  między sobą, tzn.

$$Y_1 = \sin \Omega t$$

$$Y_2 = \sin / \Omega t + \frac{\pi}{2} /$$

oraz sygnały akustyczne  $X_1$  i  $X_2$  również przesunięte w fazie o  $90^\circ$  między sobą

$$X_1 = \sin \omega t$$

$$X_2 = \sin / \omega t + \frac{\pi}{2} /$$

wtedy na wyjściu jednego modulatora otrzyma się sygnał  $S_1$  o postaci

$$S_1 = \sin \omega t \sin \Omega t = \frac{1}{2} \cos |\Omega - \omega|t - \frac{1}{2} \cos |\Omega + \omega|t$$

oraz na wyjściu drugiego modulatora uzyska się sygnał  $S_2$  o postaci

$$S_2 = \sin \left| \omega t + \frac{\pi}{2} \right| \sin \left| \Omega t + \frac{\pi}{2} \right| = \frac{1}{2} \cos |\Omega - \omega|t + \frac{1}{2} \cos |\Omega + \omega|t$$

Zatem

$$S_1 + S_2 = \cos |\Omega - \omega|t$$

$$S_1 - S_2 = \cos |\Omega + \omega|t$$

Dolną wstęgę boczną można więc uzyskać przez dodanie sygnałów pojawiających się na wyjściach modulatorów, natomiast górną wstęgę boczną uzyskuje się na drodze najpierw odwrócenia fazy sygnału  $S_1$ , następnie dodania sygnałów  $S_2$  i  $S_1$  z odwróconą fazą.

Uzyskane w praktyce wyniki wytlumienia tą metodą niepożądaney wstęgi bocznej są w pełni zadowalające. Łatwo można uzyskać odstęp 30 dB niepożądaney wstęgi bocznej od wstęgi użytecznej. Zastosowane układy przesuwników fazowych są proste i składają się z oporników i kondensatorów.

2.1.3.2. Metoda detekcji. Przy transmisji fali nośnej i wstęgi bocznej unika się stosowania w gałęzi odbiorczej demodulatora /z doprowadzoną falą nośną/, ponieważ wystarcza stosunkowo prosty układ detekcyjny. Istotnym problemem ze względu na zniekształcenia nieliniarne staje się tutaj wybór metody detekcji.

Jeśli fala nośna ma postać

$$P \sin \Omega t$$

a wstęga boczna

$$p \sin (\Omega + \omega) t$$

wtedy chwilowa wartość obwiedni sygnału, złożonego z fali nośnej i wstęgi bocznej  $A / t /$ , może być przedstawiona w formie

$$A / t / = \sqrt{P^2 + p^2 - 2p P \cos \omega t}$$

W przypadku detekcji liniowej obwiedni  $A / t /$  uzyskuje się przebieg

$$\sqrt{P^2 + p^2} - \frac{p P}{\sqrt{P^2 + p^2}} \cos \omega t + \dots$$

gdzie dalsze wyrazy drugiego, trzeciego i wyższych stopni z harmonicznymi 2, 3 itd. będą pomijalne w przypadku, jeśli

$$P \gg p$$

Poziom zdetektowanego sygnału o częstotliwości  $\omega$  będzie niezależny od poziomu fali nośnej  $P$ , jeśli

$$\frac{p \cdot P}{\sqrt{P^2 + p^2}} \approx p$$

a zatem, gdy  $p \ll P$ .

Zastosowanie detekcji liniowej będzie wtedy możliwe ze względu na zniekształcenia jedynie w przypadku znacznego odstępu amplitudy sygnału małej częstotliwości  $p$  od amplitudy sygnału fali nośnej  $P$ , co jest szczególnie niekorzystne ze względu na zmniejszanie się w takim przypadku odstępu sygnału wstęgi bocznej od poziomu szumów.

W przypadku zastosowania detekcji kwadratowej, przy której jest spełniona zależność

$$A^2 / t = P^2 + p^2 - 2p \cdot P \cos \omega t$$

nie pojawiają się w ogóle człony zawierające wyrazy  $\cos^2 \omega t$ ,  $\cos^3 \omega t$  itd. Możliwa jest zatem praca bez wyraźnych zniekształceń, nawet gdy wartość amplitudy sygnału wstęgi bocznej zbliża się do wartości amplitudy fali nośnej.

Porównując system z transmisją fali nośnej i dwóch wstęg bocznych z systemem, w którym przewiduje się transmisję fali nośnej i jednej wstęgi bocznej, można stwierdzić, że dla systemu dwuwstęgowego energia zawarta w dwóch wstęgach bocznych może osiągnąć co najwyżej /przy 100% głębokości modulacji/ połowę wartości energii fali nośnej, podczas gdy dla systemu z jedną wstęgą boczną energia zawarta w jednej wstędze bocznej może zrównać się z energią fali nośnej.

Wynika stąd fakt, że system z transmisją jednej wstęgi bocznej i fali nośnej może zapewnić zwiększenie odstępu sygnału od szumu o 3 dB w porównaniu z systemem z transmisją fali nośnej i dwóch wstęg bocznych.



. W systemie 7TR 001 przyjęto jako poziom pomiarowy sygnału akustycznego taki poziom, przy którym odstęp amplitudy fali nośnej od wstęgi bocznej wynosi 10 dB; zezwala to na detekcję sygnałów bez wyraźnych zniekształceń nawet przy chwilowych przesterowaniach o 10 dB powyżej poziomu pomiarowego.

Przy stosowaniu detekcji typu kwadratowego należy zwrócić uwagę na pewne dodatkowe zjawisko.

Jak powiedziano poprzednio, amplituda zdetektowanego sygnału akustycznego wynosi  $2p \cdot P / p$  - amplituda wstęgi bocznej,  $P$  - amplituda fali nośnej/, tzn. jest liniową funkcją  $p$  i  $P$ , zatem jeśli tłumienność toru zmieni się np. o  $n$  dB, to sygnały  $p$  i  $P$  zmieniają się również o  $n$  dB, ale zdetektowany sygnał akustyczny na wyjściu detektora o charakterystyce kwadratowej zmieni się o  $2n$  dB. Z tego względu konieczne jest zastosowanie automatycznej regulacji poziomu o wysokiej jakości, tzn. takiej, przy której stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego, powinien, jeśli zachodzi potrzeba być podwajany.

Automatyczna regulacja poziomu w systemie 7TR 001 spełnia ten warunek.

2.1.3.3. Automatyczna regulacja wzmocności. Układ automatycznej regulacji wzmocności jest w pełni wyposażony w elementy półprzewodnikowe i sterowany składową stałą, powstającą w wyniku detekcji liniowej sygnału obwiedni  $A/t/$ .

Zakres regulacji wzmocności wynosi  $\pm 10$  dB przy stałej temperaturze otoczenia i  $\pm 8$  dB przy zmianach temperatury od  $0^\circ$  do  $50^\circ\text{C}$ . Przed detekcją poziom sygnału jest utrzymywany na wartości stałej z dokładnością  $\pm 0,5$  dB, podczas gdy po detekcji poziom

sygnału może się zmieniać w granicach  $\pm 1$  dB /ze względu na detektor typu kwadratowego/. Układ automatycznej regulacji wzmocności jest prosty, nie zawiera termistora, ani też układu blokady w przypadku przerwy w transmisji fali nośnej. Układ blokady jest zbyteczny, ponieważ pomimo wzrostu wzmocności regulowanego kanałowego wzmacniacza odbiorczego do maksimum, włączony za tym wzmacniaczem detektor typu kwadratowego wnosi bardzo dużą tłumienność do częstotliwości akustycznych w przypadku braku fali nośnej / sygnał za detektorem jest proporcjonalny do  $2pP \cos \omega t$ , gdzie  $P = 0$ /.

2.1.3.4. Metoda sygnalizacji. Jak już poprzednio wspomniano, w systemie 7TR 001 dla celów sygnalizacji wykorzystano modulację częstotliwości nośnej. Metoda ta ma następujące zalety:

- sygnalizacja jest realizowana przy wysokim poziomie nadawania +10 dBmO, co zapewnia znaczny odstęp od szumów liniowych,
- sygnalizacja nie wprowadza szumów w kanał,
- w odróżnieniu od sygnalizacji pozapasmowej w systemach konwencjonalnych nie ma trudności w oddzieleniu częstotliwości rozmównych od sygnalizacyjnych,
- występuje oszczędność w wyposażeniu kanału, ponieważ dla celów sygnalizacji wykorzystuje się oscylator kanałowy częstotliwości nośnej.

Ponieważ w systemie stosuje się transmisję fali nośnej, zatem wymagana stałość częstotliwości generatorów fal nośnych nie musi być lepsza niż 0,1% i oscylatory kanałowe mogą być typu LC.

Skokowa zmiana częstotliwości oscylatora następuje za pomocą włączenia dodatkowego kondensatora, równoległe do kondensatora obwodu rezonansowego generatora, przy wykorzystaniu elektronicznego zestyku, uruchamianego za pośrednictwem nadawczej żyły sygnalizacyjnej /żyła M/. Pierwszy stopień odbiornika sygnalizacji stanowi dyskryminator częstotliwości, zawierający dwa obwody nastrojone na dwa stany częstotliwości nośnej, za którym następuje wzmacniacz, sterujący zestykiem przekaźnika elektromechanicznego. Zestyk przekaźnika przekazuje na odbiorczą żyłę sygnalizacyjną /żyła E/ sygnały stałoprądowe /np. wybiercze/ nadawane na przeciwległej stacji po żyły M.

W rozwiązaniu, zastosowanym w systemie 7TR 001, skok częstotliwości oscylatora kanałowego dla celów sygnalizacji rośnie ze wzrostem jego częstotliwości podstawowej i zawiera się w granicach od 300 Hz dla najniższego kanału do 1300 Hz dla kanału najwyższego.

#### 2.1.4. Schemat blokowy wyposażenia kanałowego

Schemat blokowy wyposażenia pojedynczego kanału jest przedstawiony na rys. 2. Gałąź nadawcza i gałąź odbiorcza są od siebie niezależne i stanowią wyposażenie dwóch odrębnych zespołów. Jak widać z rys. 2, sygnały akustyczne dochodzą do modulatora nadawczego poprzez tłumik. Filtr dolnoprzepustowy ogranicza pasmo akustyczne dla kierunku nadawczego do 3400 Hz. Przewidziana jest możliwość włączenia kompresora między tłumik i filtr dolnoprzepustowy, o ile to jest dla danego kanału konieczne.

Źródłem częstotliwości nośnej w gałęzi nadawczej jest oscyla-

tor typu LC, o stabilizowanej częstotliwości i amplitudzie. Zmodulowany sygnał jest wzmacniany i transmitowany w linię poprzez nadawczy kanałowy filtr pasmowo-przepustowy.

Dołączenie do linii może następować przez zwrotnicę liniową, złożoną z filtrów górno i dolnoprzepustowego dla umożliwienia realizacji fizycznego toru natu alnego, niezależnego od obwodów nośnych.

Do gałęzi odbiorczej dochodzą sygnały z linii poprzez kanałowy odbiorczy filtr pasmowo-przepustowy. Po detekcji sygnały są wzmacniane przez wzmacniacz akustyczny /z ręczną regulacją wzmocności/. Filtr dolnoprzepustowy za detektorem eliminuje niepożądane produkty modulacji. Sygnały akustyczne po wzmocnieniu dochodzą do wyjścia w kierunku centrali, bądź bezpośrednio, bądź też przez ekspandor /o ile jest wymagany/.

Układ automatycznej regulacji wzmocności wykorzystuje składową stałą, powstającą w wyniku detekcji liniowej, do sterowania wzmocności kanałowego wzmacniacza odbiorczego. Sygnalizacja działa przez pojawienie się potencjału ziemi na nadawczej żyłce sygnalizacyjnej M, co powoduje skok częstotliwości nośnej w oscylatorze kanałowym, zaś na przeciwległym końcu w gałęzi odbiorczej powoduje uruchomienie sygnalizacyjnego przekaźnika odbiorczego za pośrednictwem dyskryminatora częstotliwości. Przekaznik włącza wtedy za pomocą swojego zestyku potencjał ziemi na odbiorczą żyłkę sygnalizacyjną E.

### 2.1.5. Odgałęzianie kanałów

Dla odgałęziania kanałów opracowano specjalny układ, którego zasada działania polega na współpracy rozgałęźnika z dwoma filtrami. Rozgałęźnik z jednym filtrem tworzy właściwy szóstnik odgałęźny, a drugi filtr jest filtrem kanałowym, przynależnym do kanału, który ma być odgałęziony. Jeśli mamy dwa filtry drabinkowe, z których jeden jest zakończony półogniwem typu T, a drugi półogniwem typu  $\Pi$ , to ich impedancje falowe wynoszą

$$Z_{iT} = R \sqrt{1 - Y^2}$$

$$Z_{i\Pi} = \frac{R}{\sqrt{1 - Y^2}}$$

gdzie

$$Y = \frac{f/f_o - f_o/f}{f_2/f_o - f_1/f_o}$$

oraz

$$f_o = f_1 f_2$$

natomiast  $f_1$ ,  $f_2$  są częstotliwościami granicznymi obu filtrów. Jeśli z kolei każdy filtr zostanie zamknięty na swoją impedancję falową, wtedy impedancje wejściowe  $Z_T$  i  $Z_\Pi$  są równe impedancjom falowym  $Z_{iT}$  i  $Z_{i\Pi}$  i obowiązuje warunek

$$Z_T \cdot Z_\Pi = Z_{iT} \cdot Z_{i\Pi} = R^2$$

Jeśli zbuduje się czwórnik, zawierający transformator rozgałęźny

w układzie jak na rys. 3a, to będzie on równoważny czwórnikowi mostkowemu, przedstawionemu na rys. 3b.

Zachowując warunek

$$Z_1 \cdot Z_2 = R^2$$

uzyskuje się impedancję falową tego czwornika stałą i równą  $R$  dla obu kierunków transmisji, co zapewnia spełnienie warunku dopasowania.

W przypadku gdy impedancje  $Z_1$  i  $Z_2$  są czysto urojone, czwórnik mostkowy nie wnosi tłumienności /przy transmisji w kierunku z zacisków 1-2 na 3-4 i odwrotnie/ przy zamknięciu na rezystancję  $R$ . Warunek ten jest spełniony w pasmie zaporowym filtrów, ponieważ ich impedancje falowe są wtedy czysto urojone. W pasmie przepustowym filtrów, gdy  $Z_1 = Z_2 = R$ , układ redukuje się do zrównoważonego mostka Wheatstone'a i staje się dla tego pasma częstotliwości /dla kierunku transmisji z zacisków 1-2 na 3-4 i na odwrót/ równoważny filtrowi pasmowo-zaporowemu.

Reasumując, tłumienność wzdłużna układu z rys. 3a w pasmie zaporowym filtrów jest bardzo mała, a w pasmie przepustowym jest bardzo duża, natomiast tłumienność przejścia z zacisków 1-2 lub 3-4 na impedancję  $Z_1$  lub na  $Z_2$  w pasmie przepustowym filtru wynosi około 0,35 Np /bez uwzględnienia strat w transformatorze rozgałęźnym/. W oparciu o wyżej opisaną zasadę został dla systemu 7TR 001 opracowany układ odgałęźny, którego schemat blokowy podaje rys. 4. Jak widać z rys. 4, układ odgałęźny zawiera transformator rozgałęźny i od dwóch do ośmiu filtrów równoważnych kanałowym filtrom nadawczym i odbiorczym.

Do zacisków 1-2 jest dołączony tor napowietrzny przychodzący np. z kierunku A, do zacisków 3-4 jest dołączony tor napowietrzny przychodzący np. z kierunku B. Do zacisków 5-6 jest dołączony zespół równoważnych filtrów /na rysunku zaznaczono 3 pary filtrów równoważnych filtrom nadawczym i odbiorczym kanałów 8,9 i 10/, połączonych szeregowo. Do zacisków 7-8 są dołączone równolegle 3 pary filtrów nadawczych i odbiorczych, stanowiących integralną część odgałęzionych kanałów. W układzie pokazanym na rys. 4, gdzie miejsce odgałęzienia oznaczono przez C, a pozostałe stacje końcowe oznaczono jako A i B, uzyskuje się 7 łączy nośnych w relacji A-B /kanały 1-7/, 2 łącza nośne w relacji A-C /kanały 8 i 9/ oraz 1 łącze nośne w relacji B-C /kanał 10/.

#### 2.1.6. Konstrukcja mechaniczna

Typowy stojak systemu 7TR 001 zawiera wyposażenie dla 10 kanałów nośnych oraz niezbędne wyposażenie liniowe, w skład którego wchodzi transformatory i autotransformatory dopasowujące, zwrotnica liniowa, urządzenia zabezpieczające przed skutkami wyładowań atmosferycznych oraz dodatkowy grupowy wzmacniacz odbiorczy /na żądanie/, o regulowanym wzmocnieniu w zakresie od 0 do 24 dB /skokowo co 1 dB/, przewidziany do pracy w pasmie 90-144 kHz. Wyposażenie pojedynczego kanału zajmuje 1 standardową półkę o szerokości 19" na stojaku, do której przynależą 2 odrębne zespoły nadawczy i odbiorczy, łączone z okablowaniem półki za pomocą łączówek nożowych.

W skład każdego zespołu /nadawczego lub odbiorczego/ wcho-

dzą 4 płytki ze schematami drukowanymi, na których umieszczone są elementy układów elektrycznych. Konstrukcja zespołów umożliwia łatwy dostęp do każdego z elementów na płycie.

#### 2.1.7. Uzyskiwane zasięgi

Urządzenia dla każdego z kanałów są tak zaprojektowane, aby kompensować tłumienność toru do 30 dB z możliwością automatycznej regulacji poziomu w granicach  $\pm 8$  dB, co oznacza, że tłumienność toru może zmieniać się w granicach od 22 do 38 dB.

Uzyskiwane zasięgi zależą od:

- rodzaju stosowanej linii napowietrznej lub kablowej,
- wartości stosowanej w danym kanale częstotliwości nośnej,
- warunków klimatycznych, a w szczególności od rodzaju sadzi, jaka może wystąpić na linii napowietrznej.

Poniższa tablica podaje uzyskiwane zasięgi w funkcji numeru kanału przy tłumienności 38 dB bądź w warunkach przeciętnej sadzi na linii napowietrznej, bądź dla typowego kabla okręgowego bez wstawek z linii napowietrznych.



## Uzyskiwane zasięgi w systemie 7TR 001

Numer kanału	Kabel okręgowy 0,8 mm	Linia napowietrzna		
		miedz utwardzona 3 mm	miedz 2,5 mm	miedz 3,0 mm
1	14,5 km	107 km	187 km	214 km
2	13,0	94	143	167
3	11,0	83	88	107
4	10,0	75	83	94
5	9,2	65	70	77
6	8,3	60	65	71
7	8,0	55	58	65
8	7,5	48	50	55
9	7,0	47	48	54
10	6,5	43	44	47

## 2.1.2. Zestawienie podstawowych danych elektrycznych

Zestawienie podstawowych danych elektrycznych dla każdego z kanałów przedstawia się następująco:

Pasma przenoszonych częstotliwości		300-3400 Hz
Wartość znamionowa impedancji od strony akustycznej		600 $\Omega$ , symetr.
Wartość znamionowa impedancji od strony toru nośnego		150 $\Omega$ , niesym.
Względne, poziomy mocy po stronie akustycznej	nadawanie	0 dB
przy pracy w układzie jednorodnym	odbiór	-3, lub -6 dB
	nadawanie i odbiór	0 dB
przy pracy w układzie dwutorowym	nadawanie	0 dB
	odbiór	0 dB
Gabaryt tłumienności wynikowej dla gałęzi nadawczej i odbiorczej połączonych w pętli		3/5 gabarytu wg zalec. CCITT
Częstotliwości nośne		patrz rys. 1
Poziom nadawanego sygnału częstotliwości nośnej		+10 dBm
Minimalny odbierany poziom sygnału częstotliwości nośnej		-20 dBm
Zakres automatycznej regulacji wzmocności		+ 8 dB
Sygnalizacja		za pomocą skoku częstotliwości nośnej
Zasilanie		24, 48 lub 60 V, z baterii bądź zasilacza sieciowego

Pobór mocy	ok. 3 W na jeden kanał
Zakres temperatur otoczenia	0 do +50°C
Dopuszczalna wilgotność względna	do 95%.

2.2. 10-krotny rozdzielny system nośny na linie napowietrzne, w wykonaniu firmy Standard Telephones and Cables Limited

### 2.2.1. Geneza systemu

Omawiany system [3] jest rozdzielnym 10-kanałowym systemem, przewidzianym do pracy na liniach napowietrznych. Indywidualne wyposażenie każdego z kanałów umożliwia odgałęzianie jednego lub więcej kanałów w dowolnym punkcie linii. Stanowi on dalszą kontynuację wysiłków w zakresie opracowania optymalnego, uproszczonego systemu napowietrznego na małe odległości.

Rozwiązania konstrukcyjne i układowe, zastosowane przy opracowywaniu tego systemu, stanowią poważny postęp w porównaniu do wcześniejszych rozwiązań systemów podobnego typu, jak np. amerykańskiego systemu P1 firmy Bell. Podstawowym celem, który postawili sobie konstruktorzy, było uzyskanie minimum kosztów wytwarzania przy jak najwyższej osiągalnej w tych warunkach jakości transmisji i niezawodności działania.

Dla realizacji tego celu wprowadzono nowe, interesujące rozwiązania układowe, które będą omówione w dalszej części opisu systemu, oraz zastosowano zminiaturyzowane elementy i podzespoły, jak również płytki ze schematami drukowanymi.

### 2.2.2. Zakres zastosowań

System jest przewidziany przede wszystkim do zastosowania na liniach napowietrznych na małe odległości, których tory mogą być niezbyt prawidłowo przeplecione i jest szczególnie przydatny w sytuacjach, gdy problemem stają się zagadnienia zasilania. System jest przystosowany do współistnienia na jednej podbudowie słupowej z konwencjonalnymi napowietrznymi systemami nośnymi. Jak już wspomniano poprzednio, możliwe jest odgałęzianie kanałów w dowolnym punkcie linii. Dodatkową zaletą jest możliwość transmisji impulsów zaliczających w czasie rozmowy. System może być zatem wykorzystany również jako abonencki przy zastosowaniu odpowiednich dodatkowych urządzeń w centrali i u abonenta.

### 2.2.3. Założenia wyjściowe

2.2.3.1. Koncepcja systemu. Podstawowym elementem przy wyborze koncepcji systemu jest koszt przypadający na jeden kanał. Aby koszt ten ograniczyć, przyjęto, że system będzie systemem z indywidualnym wyposażeniem dla każdego z kanałów, z możliwością pracy z "rozdzielnym" lub "grupowym" układem pasm liniowych. Przy założeniu indywidualizacji wyposażenia kanałowego zbędne stają się elementy wspólnie dla wszystkich kanałów takie jak wspólny układ generacyjny, regulacja wzmocności pilotem grupowym, grupowe wzmacniacze nadawcze i odbiorcze, czy też układy grupowej przemiany częstotliwości. Z kolei w celu uproszczenia układów generacyjnych przyjęto, że w tor będzie transmitowana fala nośna.

Studia typowych zastosowań i warunków klimatycznych wykazały, że za maksymalną wartość tłumienności można przyjąć 29 dB z dopuszczalnym zakresem zmian  $\pm 6$  dB. Dostępne pasmo częstotliwości zawiera się w zakresie od 4 do 160 kHz. Ponieważ filtry są jednym z najbardziej kosztownych elementów w systemie, przeprowadzono studia porównawcze między filtrami wymaganymi przy stosowaniu transmisji fali nośnej i jednej wstęgi bocznej oraz filtrami wymaganymi przy stosowaniu fali nośnej i dwóch wstęg bocznych.

Wyniki porównania podaje tabela poniżej.

Stopień złożoności kanałowego filtra odbiorczego

Odstęp częstotliwości nośnych kHz	Wymagana liczba kanałów	Transmisja jednej wstęgi bocznej		Transmisja dwóch wstęg bocznych	
		liczba cewek	wymagana dobroć Q	liczba cewek	wymagana dobroć Q
6	12	7	500	-	-
8	10	5	250	6	330
10	8	5	130	6	140
12	6	4	300	5	250
		4	140	5	130

Z przeprowadzonego porównania wynikało, że dla systemu 10-krotnego, pracującego w układzie jednotorowym, różnokanałowym, kanałowe filtry odbiorcze będą prostsze, a przez to i tańsze przy stosowaniu transmisji fali nośnej i jednej wstęgi bocznej. Kolejnym istotnym elementem przy wyborze koncepcji rozwiązania było przyjęcie założenia, że należy unikać w miarę możliwości stosowania

wania komparatorów. Wymagało to przyjęcia odpowiednio wysokiego poziomu nadawania w tor nośny, a mimo to uzyskano dzięki odpowiednim rozwiązaniom układowym pobór mocy wynoszący tylko około 2 W na jeden kanał.

Przy takim poborze mocy jest możliwe zasilanie nieobsługiwanych bloków urządzeń końcowych z wyposażeniem na 3 kanały przez proste źródła prądu stałego /np. suche ogniwa z powietrzną depolaryzacją/.

2.2.3.2. Rozmieszczenie pasm liniowych. Przy wyborze rozmieszczenia pasm liniowych przyjęto, że częstotliwości nośne będą stanowiły wielokrotność 8 kHz, co wydaje się najlepszym rozwiązaniem ze względu na współlistnienie systemu na wspólnej podbudowie szypowej z konwencjonalnymi 4 kHz systemami napowietrznymi 3-krotnym i 12-krotnym.

Wybór koncepcji transmisji fali nośnej i jednej wstęgi bocznej wynikał m.in. z możliwości uproszczenia kanałowych filtrów odbiorczych, poprawy odstepu sygnału od szumów i możliwości wykorzystania fali nośnej dla celów sygnalizacji, chociaż wymaga to stosowania detektorów typu kwadratowego o wysokiej jakości.

W systemie jest możliwy zarówno układ "rozdzielny" pasm liniowych poszczególnych kanałów, jak też układ "grupowy". "Rozdzielny" układ pasma liniowego przedstawia rys. 5a, natomiast "grupowy" układ pasma liniowego rys. 5b. Przy "rozdzielnym" układzie pasm liniowych jest możliwe odgałęzianie kanałów, przy "grupowym" układzie pasma liniowego dwa najniższe kanały mogą współlistnieć w pasmie 4-32 kHz z 3-krotnym napowietrznym systemem w pasmie liniowym znormalizowanym przez CCITT, a sześć

dalszych kanałów może współistnieć z 12-krotnym konwencjonalnym systemem napowietrzonym.

Wymagania dotyczące zniekształceń nieliniarnych wnoszonych przez filtry nadawcze i odbiorcze są szczególnie ostre w odniesieniu do produktów modulacji typu  $2A \pm B$ , co wynika przede wszystkim z możliwości wystąpienia różnicy poziomów, wynoszącej około 35 dB między kierunkiem nadawczym i odbiorczym oraz z wysokiego poziomu nadawania fali nośnej.

Powoduje to konieczność stosowania ferrytowych rdzeni o niskiej przenikalności i średnicy 35 mm w półogniwach filtrów odbiorczych, dołączonych do linii.

2.2.3.3. Przyjęty rozkład poziomów. Najbardziej istotnym punktem drogi transmisyjnej, dla którego należy określić znamionowe wartości odbieranych poziomów sygnałów fali nośnej i wstęgi bocznej, a zatem i głębokość modulacji, jest wejście detektora o charakterystyce kwadratowej. W omawianym systemie przyjęto, że odstęp odbieranej wstęgi bocznej od fali nośnej na wejściu detektora powinien wynosić 7,5 dB przy kontrolnych testach pomiarowych.

W tabeli na stronie 34 są podane względne poziomy mocy fali nośnej i wstęgi bocznej w najistotniejszych punktach drogi transmisyjnej, przy różnych głębokościach modulacji. Zmiana odstepu wstęgi bocznej od fali nośnej w różnych punktach drogi transmisyjnej wynika m.in. z charakterystyk tłumieniowych filtrów nadawczego i odbiorczego, w których tłumienność dla częstotliwości nośnej jest nieco większa niż dla częstotliwości transmitowanej wstęgi bocznej.

## Poziomy względne

	Wyjście wzmacniacza nadawczego		Linia		Wejście defektora	
	poziom	głębokość modulacji	poziom	głębokość modulacji	poziom	głębokość modulacji
fala nośna	+ 9 dBm	-	+ 7 dBm	-	0 dBm	-
wartość szczytowa wstęgi bocznej	+5,5 dBm	68%	+4,5 dBm	75%	0 dBm	100%
względny poziom pomiarowy	-2 dBm	28%	-3 dBm	32%	-7,5 dB	42%



2.2.3.4. Automatyczna regulacja wzmacności. W celu uzyskania automatycznej regulacji wzmacności w zakresie  $\pm 6$  dB zastosowano tłumik z termistorem, którego rezystancja jest sterowana napięciem stałym, uzyskiwanym na wyjściu detektora liniowego, umieszczonego w pętli sprzężenia zwrotnego układu wzmacniacz-tłumik. Ponieważ detektor jest sterowany sygnałem, który zawiera falę nośną i wstęgę boczną, zatem, aby ograniczyć częściowo wpływ amplitudy wstęgi bocznej na wielkość wzmacności, zastosowano detektor liniowy, czuły na wartość średnią odbieranego przebiegu. Stosunkowo duża bezwładność ciepła termistora ogranicza również wpływ chwilowych zmian poziomu wstęgi bocznej na wzmacność wzmacniacza.

2.2.3.5. Kompandor. System został zaprojektowany do pracy na torach, na których nie wymaga się specjalnych przepleceń w celu podwyższenia odstępu zdalnoprzesłuchowego. Przy współistnieniu na jednej podbudowie słupowej z klasycznymi systemami napowietrznymi może zatem wystąpić potrzeba ograniczenia przesłuchu z kanałów systemu klasycznego na kanały systemu uproszczonego, szczególnie w górnym zakresie przenoszonego pasma częstotliwości. Dla takich przypadków jest przewidziany kompandor sylabowy o współczynniku kompresji 2 : 1, zapewniający zwiększenie odstępu od szumów o około 20 dB.

2.2.3.6. Sygnalizacja. W systemie przyjęto, że dla celów sygnalizacji będzie się stosowało modulację częstotliwości nośnej. Ustalono, że skok częstotliwości o 4 kHz poniżej częstotliwości

nośnej, stosowanej dla transmisji rozmównej, będzie najdogodniejszy zarówno ze względu na możliwość przesyłania sygnałów komutacyjnych w czasie rozmowy, jak też ze względu na prostotę układu dyskryminatora. W normalnych warunkach transmisji rozmównej przesyła się falę nośną i dolną wstęgę boczną, natomiast w czasie transmisji sygnałów komutacyjnych będzie transmitowana fala nośna i górna wstęga boczna, co umożliwi kontynuację transmisji sygnałów w kanale rozmównym.

2.2.3.7. Filtry liniowe. Opracowano następujące typy filtrów liniowych, aby spełnić wymagania na warunki współpracy z torem liniowym:

- stosunkowo prostą parę filtrów liniowych do wykorzystania toru naturalnego, jeśli kanał od 4 do 8 kHz nie będzie wykorzystany,
- stosunkowo złożoną zwrotnicę liniową do wykorzystania toru naturalnego przy założeniu stosowania kanału 4-8 kHz,
- zwrotnicę liniową dla umożliwienia równoległej pracy na jednym torze, standardowego 3-krotnego systemu napowietrznego, dla którego górna graniczna częstotliwość pasma liniowego wynosi 31,11 kHz z kanałami systemu uproszczonego /z "rozdzielnym" układem pasm liniowych/, dla których najniższa częstotliwość nośna wynosi 40 kHz.

#### 2.2.4. Schemat blokowy kanałowego urządzenia końcowego

Schemat blokowy kanałowego urządzenia końcowego przedstawia rys. 6. Kanałowe urządzenie końcowe jest rozwiązane kon-

strukcyjnie w ten sposób, że na jednej płytce jest zmontowana gałąź nadawcza, natomiast na drugiej płytce gałąź odbiorcza tego urządzenia. W skład wyposażenia wchodzi również rozgałęźnik i zespół dzwonienia, dostosowany do częstotliwości 17 Hz. Wyrowadzenie wejścia i wyjścia w układzie dwutorowym po stronie częstotliwości akustycznej umożliwia ewentualne zastosowanie komparatorów.

Jak widać z rys. 6, na płytce gałęzi nadawczej są umieszczone:

- zespół dzwonienia,
- tłumik do regulacji poziomu przychodzącego sygnału akustycznego,
- diodowy ogranicznik amplitudy,
- filtr dolnoprzepustowy 3,4 kHz,
- modulator tranzystorowy, pracujący w układzie Cowana, z wytłumieniem fali nośnej,
- generator fali nośnej,
- pierwszy filtr pasmowo-przepustowy, poprzedzający wzmacniacz sygnału nośnego,
- tłumik do regulacji poziomu sygnału transmitowanego w tor liniowy,
- drugi filtr pasmowo-przepustowy dołączony do transformatora liniowego.

Wzmacniacz sygnału nośnego jest beztransformatorowy i pra-

kuje w układzie przeciwsobnym w klasie AB, z możliwością przesterowania do wartości 8 dBm<sub>0</sub>.

Skuteczne tłumienie niepożądanego wstęgi bocznej jest konieczne ze względu na zniekształcenia, jakie mogą powstać na wyjściu detektora o charakterystyce kwadratowej, gdy odstęp poziomu jednej wstęgi bocznej od wytłumianej drugiej wstęgi jest mniejszy od 30 dB.

Stosowanie dwóch filtrów nadawczych do wytłumienia niepożądanego wstęgi bocznej, z których jeden jest umieszczony przed kanałowym wzmacniaczem nadawczym, a drugi za tym wzmacniaczem, wynika między innymi z możliwości stosowania rdzeni o niewielkich wymiarach w filtrze przed wzmacniaczem, podczas gdy za wzmacniaczem konieczne jest stosowanie w filtrze rdzeni o większych wymiarach przy warunku, aby odstęp poziomu częstotliwości podstawowej od poziomu trzeciej harmonicznej wynosił co najmniej 100 dBm<sub>0</sub>. Podanie potencjału ziemi na nadawczą żyłę sygnalizacyjną M powoduje skokowe obniżenie częstotliwości generatora fali nośnej o 4 kHz i nadanie w ten sposób w tor nośny impulsu sygnalizacyjnego.

Na płycie gałęzi odbiorczej są zamontowane:

- kanałowy odbiorczy filtr pasmowo-przepustowy,
- kanałowy wstępny wzmacniacz odbiorczy, poprzedzony regulowanym tłumikiem,
- kanałowy wzmacniacz odbiorczy z automatyczną regulacją wzmocnienia o trzech wyjściach,
- detektor o charakterystyce kwadratowej,

- wzmacniacz o stałej wzmocności,
- filtr dolnoprzepustowy,
- wzmacniacz akustyczny o regulowanej wzmocności, zamknięty na tłumik regulowany,
- odbiornik sygnalizacyjny z dyskryminatorem, wzmacniaczem różnicowym i przekaźnikiem rurkowym.

Skok częstotliwości nośnej wyróżniany przez dyskryminator powoduje podanie przez zestyk przekaźnika potencjału ziemi na odbiorczą żyłę sygnalizacyjną E.

#### 2.2.5. Rozwiązania układowe

2.2.5.1. Generator częstotliwości nośnych. Schemat oscylatora fali nośnej z pominięciem szczegółów dotyczących zasilania i dopasowania jest przedstawiony na rys. 7. Zastosowano tu 3 typy rdzeni na następujące zakresy pasma: 4-48 kHz, 52-100 kHz, 104-160 kHz. Ponieważ współczynniki temperaturowe tych typów rdzeni różnią się między sobą, kondensatory  $C_a$  i  $C_b$  zostały wybrane tak, aby dla znamionowej częstotliwości w danym zakresie wypadkowy współczynnik temperaturowy obwodu był bliski zera /w. zakresie zmian temperatury od  $0^\circ$  do  $50^\circ\text{C}$ /. Są to kondensatory polistyrenowe i mikowe.

Wyniki badań temperaturowych wykazały, że dla najgorszego przypadku w zakresie zmian  $\pm 25^\circ\text{C}$  względem temperatury  $+25^\circ\text{C}$  zmiana częstotliwości wyniosła  $\pm 160$  Hz.

Wyniki badań zmian częstotliwości od zmian napięcia zasilania wykazały, że dla najgorszego przypadku zmiana częstotliwości wy-

nosi  $\pm 25$  Hz przy zmianie napięcia  $\pm 5$  V względem znamionowej wartości 20 V.

2.2.5.2. Detektor o charakterystyce kwadratowej. Schemat ideowy zastosowanego detektora o charakterystyce kwadratowej pokazany jest na rys. 8. Jako element o charakterystyce kwadratowej zastosowano krzemową diodę planarną D1.

W celu wykorzystania do pracy kwadratowego odcinka charakterystyki tej diody zastosowano jej polaryzację wstępną napięciem stałym za pomocą dzielnika oporowego R1 i R2 /oraz diody D2/. Oporniki R1 i R2 stanowią połączenie równoległe dla prądu zmiennego i umożliwiają odpowiedni dobór charakterystyki.

Dioda D2, która ma ten sam współczynnik temperaturowy jak dioda D1, zapewnia utrzymanie stałości wybranego punktu pracy w całym zakresie temperatur.

Regulowany rezystor R1a umożliwia optymalne wycechowanie detektora na minimum drugiej harmonicznej przy znamionowym poziomie pomiarowym.

W celu zachowania stałości napięcia zasilającego detektor stosuje się diodę Zenera o zerowym współczynniku temperaturowym /przyjęte nap. Zenera 5,1 V/.

2.5.2.3. Odbiornik sygnalizacyjny. Schemat ideowy dyskryminatora i odbiornika sygnałów komutacyjnych jest przedstawiony na rys. 9. Dwójnik złożony z szeregowego połączenia kondensatora C2 i obwodu równoległego L, C1 jest tak zaprojektowany, że ma biegun impedancji dla częstotliwości  $f_1$  równej częstotliwości nośnej, transmitowanej w czasie rozmowy, oraz zero impedancji dla

częstotliwości  $f_2$  o 4 kHz niższej, tj. dla częstotliwości transmitowanej w czasie przesyłania sygnalizacji. Przy odbiorze sygnału o częstotliwości  $f_1$  punkt a ma potencjał dodatni /wyższy niż w punkcie b/, natomiast przy odbiorze sygnału o częstotliwości  $f_2 = f_1 - 4$  kHz punkt b ma potencjał dodatni /wyższy niż w punkcie a/.

Przełącznik R działa w stanie, przy którym baza tranzystora Q4 otrzymuje potencjał dodatni. Przy braku jakiegokolwiek sygnału przełącznik R pozostaje w stanie spoczynku w wyniku różnicy napięć polaryzacji wstępnej diod D1 i D2 /germanowej i krzemowej/.

Odbiornik sygnalizacji jest nie wrażliwy na sygnały mowy transmitowane wraz z częstotliwością nośną, ponieważ energia sygnałów mowy jest zwykle skupiona w pobliżu sygnału o częstotliwości nośnej.

Regulacja zniekształceń impulsów wybierczych nie wydawała się projektantom konieczna i nie została wprowadzona.

## 2.2.6. Zasadnicze dane elektryczne

Maksymalna tłumienność linii dla średnich warunków klimatycznych	29 dB
Zakres automatycznej regulacji wzmacnienia	$\pm 6$ dB
Dokładność regulacji /po uwzględnieniu wpływu detektora o charakterystyce kwadratowej/	$\pm 0,6$ dB
Średnie zniekształcenia tłumienności wynikowej w kanale dla gałęzi nadawczej i odbiorczej połączonych w pętli w odniesieniu do 800 Hz	
w zakresie 1,0 - 3,0 kHz	$\pm 0,5$ dB
w zakresie 0,3 - 1,0 kHz 3,0 - 3,4 kHz	$\pm 2,5$ dB

Odstęp przesłuchowy między kanałami	$\geq 65$ dBmO
Odstęp przesłuchowy dla 90% kombinacji między sąsiednimi kanałami	$\geq 70$ dBmO
Odstęp przesłuchowy między kierunkami transmisji tego samego kanału	$\geq 45$ dBmO
Napięcie psfometryczne szumów własnych w punkcie o zerowym poziomie względnym	$\leq 0,3$ mV

### 2.2.7. Konstrukcja mechaniczna

Konstrukcja mechaniczna przewiduje wyposażenie stojaka w urządzenia końcowe dla 10 kanałów, zasilacz, kompendory /jeśli potrzeba/, zwrotnicę liniową i korekcyjne dławiki liniowe. Urządzenia te są rozmieszczone w trzech blokach, przy czym pierwszy blok zawiera wyposażenie podstawowe dla dwóch kanałów, tzn. zasilacz, źródło dzwonięcia 17 Hz, zespoły nadawcze i odbiorcze dla każdego z dwóch kanałów, dwa kompendory /jeśli potrzeba/, dwa zespoły zwrotnicy liniowej oraz korekcyjne dławiki liniowe. Pozostałe dwa bloki mogą być wyposażone w 4 zespoły nadawcze i odbiorcze dla czterech kanałów i ewentualnie w 4 zespoły kompendorowe każdy.

Pierwszy blok, w wersji dostosowanej do przymocowania na ścianie, może być wykorzystany do odgałęziania kanałów.

### 2.3. 6-krotny rozdzielny napowietrzny system nośny na małe odległości typu POLEX 6L

#### 2.3.1. Rodzaje stosowanych urządzeń

Omawiany system [4] jest sześciokrotnym rozdzielnym napowietrzonym systemem nośnym na małe odległości, produkowanym w WRL.



Urządzenia są przystosowane do pracy w nieobsługiwanych obiektach pocztowych. Nie przewiduje się stosowania wzmacniaków przelotowych. W systemie stosuje się transmisję fali nośnej i dwóch wstęg bocznych.

W urządzeniach końcowych typu POLEX 6LA i POLEX 6LB przyjęto takie rozmieszczenie pasm liniowych, aby urządzenia systemu mogły współistnieć na wspólnej podbudowie słupowej z urządzeniami klasycznego 3-krotnego napowietrznego systemu nośnego, natomiast warianty rozmieszczenia pasm liniowych w urządzeniach końcowych typu POLEX 6LC i POLEX 6LD umożliwiają współistnienie z urządzeniami 12-krotnego klasycznego systemu napowietrznego.

Wykonanie POLEX 3LE i POLEX 3LF umożliwiają zainstalowanie wyposażenia trzech dowolnych kanałów na każdej ze stacji końcowych. System POLEX 6L przewiduje możliwość odgałęziania kanałów w dowolnym punkcie linii. Do tego celu jest stosowane urządzenie /złożone z elementów biernych/ typu POLEX LY, które umożliwia odgałęzianie pojedynczego kanału bądź też grupy kanałów. Wykonanie specjalne tego urządzenia typu POLEX LY/T jest przewidziane do zawieszenia na słupie.

Dla dopasowania toru kabla wprowadzeniowego do toru linii napowietrznej stosuje się transformator dopasowujący typu POLEX LI o przekładni 600/150Ω. Wykonanie POLEX LI/T jest przystosowane do umieszczenia na słupie linii napowietrznej.

### 2.3.2. Zasadnicze własności urządzeń systemu

W urządzeniach końcowych systemu POLEX 6L jest przewidziana automatyczna regulacja wzmocności indywidualnie w każdym z

kanałów przy wykorzystaniu fali nośnej. Zakres regulacji wzmo-  
ności wynosi  $\pm 0,7$  Np /  $\pm 6,1$  dB/.

Za znamionową wartość tłumienności odcinka toru między dwo-  
ma urządzeniami końcowymi przyjęto 3,3 Np / 28,7 dB/ /dla każ-  
dego z kanałów/.

Maksymalna wartość tłumienności toru bez rezerwy regulacji  
może osiągnąć wartość 4,0 Np / 34,8 dB/.

Przy takich założeniach w warunkach przeciętnej deszczowej  
pogody /przy założonej tłumienności toru 3,3 Np / 28,7 dB/ na na-  
powietrznej linii o przewodach z brązu, przystosowanej do trans-  
misji sygnałów nośnych można uzyskać następujące zasięgi:

- dla najwyższego kanału /przy częstotliwości nośnej 148 kHz/  
około 100 km,
- dla najniższego kanału /przy częstotliwości nośnej 16 kHz/ oko-  
ło 200 km.

W praktyce ze względu na wpływ wstawek kablowych i kabli wpro-  
wadzeniowych uzyskiwane zasięgi są odpowiednio niższe. Zaleca  
się, aby najpierw odgałęziać kanały o wyższych częstotliwościach  
nośnych, tzn. stosować je dla połączeń krótkich. Urządzenia koń-  
cowe dla każdego kanału są przystosowane do współpracy z cen-  
tralą po stronie częstotliwości akustycznych bądź w układzie jed-  
notorowym, bądź dwutorowym.

Urządzenia końcowe każdego z kanałów są wyposażone w ukła-  
dy sygnalizacji zewowej, uruchamiane bądź za pomocą sygnałów  
dzwonienia prądem zmiennym, bądź za pomocą impulsów stalopra-  
dowych, podawanych po odrębnych żyłach sygnalizacyjnych.

Konstrukcja mechaniczna urządzeń umożliwia łatwą wymiennalność zespołów kanałowych. Dotyczy to zarówno wykonania POLEX 6L z wyposażeniem dla sześciu kanałów jak też POLEX 3L z wyposażeniem dla trzech kanałów. Każdy zespół kanałowy stanowi odrębną konstrukcyjną całość /gałąź nadawcza i odbiorcza są zamontowane na jednej płytce drukowanej/, łatwo wymiennalną dzięki zastosowaniu łączówek nożowych /złożonych/ i gniazd nożowych, do których jest doprowadzone okablowanie szafki, stanowiącej obudowę dla wykonania 6L i 3L. Zespoły kanałowe są zbudowane z elementów o wysokiej niezawodności działania /półprzewodniki, oscylatory stabilizowane rezonatorami kwarcowymi, kontaktryony itd./. W celu zapewnienia wysokiej stabilności styków nie stosuje się żadnych ruchomych elementów regulacyjnych.

Przejsięcie z układu jednotorowego na dwutorowy /po stronie małej częstotliwości/ zmiana rodzaju i napięcia zasilania itd. są realizowane przez wykonywanie odpowiednich przełączeń lutowanych.

### 2.3.3. Rozmieszczenie częstotliwości nośnych dla poszczególnych wariantów systemu

W urządzeniach końcowych wariantów POLEX 6LA i POLEX 6LB częstotliwości nośne w poszczególnych kanałach są rozmieszczone następująco:

urządzenie końcowe 6-kanałowe POLEX 6LA stacja A

częstotliwości nośne dla kierunku nadawczego: 16, 40, 64, 88, 112, 136 kHz

częstotliwości nośne dla kierunku odbiorczego: 28, 52, 76, 100, 124, 148 kHz

urządzenia końcowe 6-kanałowe POLEX 6LB stacja B

częstotliwości nośne dla kierunku nadawczego: 28, 52, 76, 100, 124, 148 kHz

częstotliwości nośne dla kierunku odbiorczego: 16, 40, 64, 88, 112, 136 kHz

urządzenie końcowe 6-kanałowe POLEX 6LC stacja A

częstotliwości nośne dla kierunku nadawczego: 16, 40, 52, 64, 76, 136 kHz

częstotliwości nośne dla kierunku odbiorczego: 28, 88, 100, 112, 124, 148 kHz

urządzenie końcowe 6-kanałowe POLEX 6LD stacja B

częstotliwości nośne dla kierunku nadawczego: 28, 88, 100, 112, 124, 148 kHz

częstotliwości nośne dla kierunku odbiorczego: 16, 40, 52, 64, 76, 136 kHz.

urządzenia końcowe 3-kanałowe POLEX 3LE i POLEX 3LF

rozmieszczenie częstotliwości dla 3-kanałów bądź wg zasad przyjętych dla wariantów POLEX 6LA i POLEX 6LB, bądź wg zasad przyjętych dla wariantów POLEX 6LC i POLEX 6LD.

#### 2.3.4. Schemat blokowy urządzenia końcowego

Na rysunku 10 pokazano schemat blokowy zespołu grupowego i jednego z zespołów kanałowych.

Zakończenie kanałowe (1) może być przełączone bądź na układ pracy jednotorowy bądź dwutorowy. Głębokość modulacji równa 30%, odpowiadająca znamionowemu poziomowi wejściowemu po stronie akustycznej, jest możliwa do uzyskania na drodze odpowiedniego ustawienia dzielnika napięcia w gałęzi nadawczej. Dla nadawczego kierunku transmisji sygnał akustyczny po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy (2) dochodzi do zrównoważonego modulatora pierścieniowego (3), sterowanego oscylatorem fali nośnej (4). Na wyjście modulatora wprowadza się ponownie falę nośną, aby uzyskać sygnał zawierający falę nośną i dwie wstęgi boczne. Sygnał ten przechodzi następnie przez filtr dolnoprzepustowy (6) dla usunięcia szkodliwych produktów modulacji i dociera do transformatorowego układu zbiorczego (7), do którego dochodzą również sygnały z pozostałych pięciu kanałowych gałęzi nadawczych. Sygnał grupowy z sześciu kanałów zostaje z kolei wzmocniony przez grupowy wzmacniacz nadawczy (8) i po przejściu przez układ rozgałęźnika (9) i zwrotnicę liniową (10) zostaje wysłany w tor liniowy.

Zastosowanie układu rozgałęźnego, zapewniającego rozdział obu kierunków transmisji, umożliwiło wprowadzenie znacznego uproszczenia schematowego, polegającego na zastosowaniu jednego, wspólnego dla wszystkich kanałów wzmacniacza nadawczego przy zachowaniu rozdzielności kanałów. Poprawna praca rozgałęźnika wymaga jednak dość starannego zrównoważenia toru napowietrznego w pasmie częstotliwości 12-152 kHz. Zwrotnica liniowa (10) umożliwia wydzielenie fizycznego toru naturalnego dla potrzeb łączności służbowej. Dla kierunku odbiorczego sygnał grupowy przychodzący z toru po przejściu przez gałąź górnoprzepustową zwrotnicy li-

niowej i układ rozgałęźny dociera do korektora (11) liniowego, korygującego tłumienność napowietrznego odcinka toru w pasmie 12-152 kHz. Po przejściu przez transformatorowy układ rozdzielczy (12) każdy z sygnałów kanałowych dochodzi do odpowiedniego kanałowego pasmowo-przepustowego filtra odbiorczego (13). W kanałowej gałęzi odbiorczej oprócz pasmowo-przepustowego filtra odbiorczego istnieje kanałowy wzmacniacz odbiorczy z automatyczną regulacją wzmocności (14), demodulator wraz z filtrem dolno-przepustowym (15) oraz kanałowy akustyczny wzmacniacz odbiorczy (16) z ręczną regulacją wzmocności.

Do sterowania wzmocności kanałowego wzmacniacza odbiorczego jest wykorzystana składowa stała, powstająca w wyniku detekcji sygnału nośnego.

Do nadawania impulsów sygnalizacyjnych wykorzystuje się zestyk przekaźnika (5), uruchamiany bądź prądami zewowymi o częstotliwościach  $16 \frac{2}{3} - 50$  Hz /przy pracy zakończenia kanałowego (1,17) w układzie jednotorowym/, bądź impulsami stałoprądowymi, przychodzącymi po żyłę sygnalizacyjnej nadawczej /przy pracy zakończenia kanałowego w układzie dwutorowym/. Zestyk przekaźnika (5) powoduje przerywanie tali nośnej. Po stronie odbiorczej odbiornik sygnalizacyjny (19) w przypadku pracy zakończenia kanałowego w układzie jednotorowym wysyła w tor rozmówny napięcie dzwonięcia 50 Hz, a przy pracy zakończenia kanałowego w układzie dwutorowym powoduje nadawanie impulsów stałoprądowych na odbiorczą żyłę sygnalizacyjną.

## 2.3.5. Zasadnicze dane elektryczne

Liczba kanałów	6 lub 3 + 1 kanał naturalny łączn. służbowej
Pasma liniowe	12,6 - 151,4 kHz
Rodzaj pracy w torze liniowym	praca w układzie jednotorowym, różnokanałowym
Strona jednotorowa zakończenia kanałowego	
znamionowe poziomy przy nadawaniu i odbiorze	0 dBr/600Ω/0 Npr/600Ω/ i -7 dBr/600Ω /-0,8 Npr/600Ω/ lub +3,5 dBr/600Ω /+0,4 Npr/600Ω/ i -3,5 dBr/600Ω /-0,4 Npr/600Ω/
Zakres regulacji poziomów przy nadawaniu	-17...+4,3 dBr
i odbiorze skokami co 0,1 Np	+2,0...+0,5 Npr/ lub -9,5...0,0 dBr /-1,1...0,0 Npr/
Strona dwutorowa zakończenia kanałowego	
znamionowe poziomy przy nadawaniu i odbiorze	-13,0 dBr/600Ω /-1,5 Npr/600Ω/ i +4,3 dBr/600Ω /+0,5 Npr/600Ω/
Zakres regulacji poziomów przy nadawaniu i odbiorze skokami co 0,1 Np,	-22,6...+3,5 dBr /-2,6...+0,4 Npr/ i -4,3...+8,7 dBr /-0,5...+1,0 Npr/
Pasma częstotliwości dla kanałów nośnych	300 - 3400 Hz
Pasma częstotliwości kanału naturalnego dla potrzeb łączności służbowej	0 - 3400 Hz

Zniekształcenia tłumieniowe /odniesione do częstotliwości 800 Hz/

w dowolnym kanale:  
3/5 gabarytu CCITT  
wartość średnia z  
6-ściu kanałów = 2/5  
gabarytu CCITT

Miesięczne zmiany tłumienności wynikowej dla 800 Hz w przeciętnych warunkach pracy

$\leq +0,87$  dB /  $+0,1$  Np/

Zniekształcenia nieliniarne dla  $f=800$  Hz przy znamionowych poziomach pomiarowych

sumaryczne

$\leq 5\%$

dla drugiej harmonicznej

$\leq 4\%$

dla trzeciej harmonicznej

$\leq 2\%$

Tłumienność przesłuchu zrozumiałego

między dowolnymi kanałami

$\geq 65$  dB /  $7,5$  Np/

między kierunkami transmisji w dowolnym kanale

$\geq 52$  dB /  $6,0$  Np/

Tłumienność przesłuchu niezrozumiałego między dwoma dowolnymi kanałami

$\geq 55,6$  dB /  $6,4$  Np/

Znamionowe wartości poziomów fali nośnej przy nadawaniu

dla urządzeń typu POLEX-6

$+4,3$  dBr/  $600\Omega$   
/  $+0,5$  Npr/  $600\Omega$  /  
lub  $+3,5$  dBr/  $600\Omega$   
/  $+0,4$  Npr/  $150\Omega$  /

dla urządzeń typu POLEX-3

$+8,7$  lub  $4,3$  dBr/  $600\Omega$   
/  $+1,0$  lub  $+0,5$  Npr/  $600\Omega$  /  
oraz  $+7,8$  albo  
 $+3,5$  dBr/  $600\Omega$   
/  $+0,9$  albo  
 $+0,4$  Npr/  $150\Omega$  /

Dokładność nastawienia poziomu

$\pm 0,87$  dBr /  $\pm 0,1$  Npr/



Znamionowa wartość poziomu fali nośnej przy odbiorze	
w warunkach normalnych	-24,3 dBr / -2,8 Npr/
Minimalna wartość odbieranego poziomu fali nośnej	-30,4 dBr / -3,5 Npr/
Maksymalne wartości tłumienności odcinka toru liniowego	35 dB / 4,0 Np/ dla urządzeń POLEX-6 39 dB / 4,5 Np/ dla urządzeń POLEX-3
Zakres automatycznej regulacji poziomu	≤ 12 dB / 1,4 Np/
Zasilanie	
sieć prądu zmiennego	127; 220 V, +10/ -20% 45...55 Hz
bateria akumulatorów	24 V, 48 V, +35/ -10% dodatni biegun baterii uziemiony
Dopuszczalny zakres temperatur otaczającego powietrza	+5° ... +40°C.

### 2.3.6. Konstrukcja mechaniczna

Urządzenie typu POLEX jest wykonane w postaci bloku z sześcioma wymiennymi zespołami kanałowymi i jednym zespołem wspólnym dla całości urządzenia, zawierającym zasilacz, grupowe zespoły transformatorowe, grupowy układ rozgałęźny, grupowy wzmacniacz nadawczy i zwrotnicę liniową.

Konstrukcja bloku w wykonaniu biurkowym umożliwia ustawienie szeregu takich bloków jeden na drugim.

Wymiary urządzenia POLEX-6L wynoszą 600x220x225 mm, a ciężar około 12 kG.

Urządzenie typu POLEX-3L jest wykonane w postaci bloku z trzema wymiennymi zespołami kanałowymi i jednym zespołem wspólnym. Wykonanie biurkowe umożliwia ustawienie szeregu bloków jeden nad drugim.

Wymiary urządzeń POLEX-3L wynoszą 380x220x225 mm, a ciężar około 10 kG.

#### 2.4. 18-kanałowe urządzenia końcowe dla kablowego systemu "N+N" typu FZ

##### 2.4.1. Geneza nowej koncepcji wykorzystania istniejących traktów liniowych systemu FZ

Opisane 18-kanałowe urządzenia końcowe [10] dla istniejących traktów liniowych kablowego systemu "N+N" typu FZ [13], opracowane w 1970 r., są przejawem nowych tendencji w zakresie zastosowań analogowych systemów nośnych na małe odległości w sieci francuskiej.

12-krotny kablowy system FZ został opracowany przez firmę SAT w 1960 r w celu wykorzystania par depupinizowanych w istniejących kablach typu mieszanego. Pasmo liniowe jednego kierunku transmisji obejmowało w tym systemie zakres 12-84 kHz /F/, a dla drugiego kierunku transmisji 96-168 kHz /Z/.

System był przewidziany do zastosowania na zdepupinizowanych torach kablowych o średnicy żył 0,9 mm i pojemności jednostkowej 38,5 nF/km. Nieobsługiwane wzmacniaki przelotowe systemu są zakopane w ziemi i zdalnie zasilane. Długość odcinka wzmacniakowego wynosi 7,32 km /co odpowiada długości czterech odcin-

ków pupinizacyjnych/. Jakość transmisji w kanałach systemu spełnia wszystkie zalecenia CCITT. System FZ w 1970 r był szeroko stosowany w sieci podlegającej administracji poczty francuskiej /łączna długość traktów liniowych wynosiła około 25000 km/.

Urządzenia końcowe systemu FZ były początkowo wykonywane jako 12-kanałowe o szerokości pasma 6 kHz na jeden kanał w celu zapewnienia ekonomicznego wykorzystania połączeń na małe odległości. Doświadczenia eksploatacyjne wykazały jednak, że pełne wykorzystanie zainstalowanych łączy wymaga przedłużenia na małą odległość 12-krotnej grupy pierwotnej A /12-60 kHz/, wydzielonej z międzymiastowej sieci podstawowej. Z powyższych względów pasmo o zakresie 60-84 kHz pozostawało nie wykorzystane.

Celem opisywanego 18-kanałowego /12+6/ systemu FZ w nowej wersji konstrukcyjnej jest uzupełnienie 12-kanałowej grupy pierwotnej A, przedłużonej z sieci podstawowej do traktu liniowego systemu FZ, przez 6 kanałów /o szerokości pasma 4 kHz na jeden kanał/ zajmujących nie wykorzystane pasmo 60-84 kHz i przewidzianych do zastosowania dla potrzeb lokalnych.

Zwiększenie w ten sposób wiązki łączy z 12 na 18 nie pociąga za sobą żadnych nowych inwestycji w zakresie wyposażenia traktów liniowych i stanowi dla administracji PTT bardzo korzystne w sensie ekonomicznym rozwiązanie.

#### 2.4.2. 6-kanałowe urządzenie końcowe

2.4.2.1. Rozwiązanie konstrukcyjne. 6-kanałowe urządzenie końcowe, zapewniające wykorzystanie pasma 60-84 kHz, jest rozwiązane w oparciu o wykorzystanie zespołów przemiany kanałowej

i zakończeń kanałowych nowoczesnego 4-kHz systemu 70, opracowanego przez firmę SAT dla potrzeb administracji francuskiej i na eksport. Przemiana kanałowa systemu 70 jest szczegółowo opisana w artykułach [14], [15] periodyka "Cables & Transmission" /Nr 4, 1971/, gdzie również opisano zakończenia kanałowe [16] tego systemu. Nie będą one przeto w tym artykule omawiane.

Jedyną różnicą w konstrukcji 6-kanałowego urządzenia końcowego w porównaniu z przemianą kanałową systemu 70 jest uproszczenie zespołu grupowego, umożliwiającego sprzęganie kanałów w gałęziach nadawczej i odbiorczej w wyniku usunięcia z tego zespołu wzmacniaczy i filtrów koniecznych do transmisji grupy kanałów w pasmie 92-108 kHz.

Urządzenia końcowe dla 6 kanałów są wykonywane w identycznej konstrukcji mechanicznej jak dla systemu 70 i dwa takie urządzenia /łącznie dla 12 kanałów/ wymagają zastosowania dwóch typowych półek tego systemu z wyposażeniem w zespoły przemiany kanałowej i zakończeń kanałowych.

Wyposażenie dwóch 6-kanałowych urządzeń końcowych obejmuje zatem:

w półce zakończeń kanałowych

- 1 zespół blokady dla 12 kanałów,
- 12 zespołów zakończeń kanałowych z możliwością dostosowania do różnych warunków eksploatacji,

w półce przemiany kanałowej

- 12 zespołów przemiany kanałowej,
- 2 zespoły sprzęgające nadawcze /w wersji uproszczonej/; każdy dla 6 kanałów,

- 2 zespoły sprzęgające odbiorcze /w wersji uproszczonej/;  
każdy dla 6 kanałów.

Ponadto w każdym z dwóch zespołów sprzęgających odbiorczych jest umieszczony wzmacniacz sygnału nośnego modulacji wstępnej 24 kHz. Częstotliwości nośne stosowane dla przesunięcia 6 kanałów z pasma naturalnego do pasma 60-84 kHz wynoszą 24 kHz /częstotliwość modulacji wstępnej/ oraz 88, 92, 96, 104, 108 kHz. Częstotliwości nośne są wytwarzane w odrębnym urządzeniu generacyjnym [17].

2.4.2.2. Przyjęte wartości poziomów. Przyjęte wartości poziomów mocy od strony centrali i od strony liniowej dla 6-kanałowego urządzenia końcowego podaje poniższa tabela.

Miejsce pomiaru	Pasma częstotliwości /kHz/	Poziom mocy /dB/	Impedancja / $\Omega$ /
Wejście kierunku nadawczego	0,3-3,4	-13	600, sym.
Wyjście kierunku odbiorczego	0,3-3,4	+3,5	600, sym.
Wyjście kierunku nadawczego	60 - 84	-33	150, sym.
Wyjście kierunku odbiorczego	60- 84	-33	150, sym.

Zasilanie grupy	24 V, 85 mA; obwody robocze
6-kanalowej	48 V; sygnalizacja.

### 2.4.3. Urządzenie dla tworzenia grupy 18 /12+6/ kanałów

2.4.3.1. Zasada działania. Schemat blokowy urządzenia dla tworzenia grupy 18 kanałów jest przedstawiony na rys. 11. Jak widać z rys. 11, 12-kanalowa grupa pierwotna B /60-108 kHz/ jest przesunięta do położenia grupy pierwotnej A /12-60 kHz/ za pomocą częstotliwości nośnej przemiany 120 kHz. Tę grupę 12 kanałów, zajmującą pasmo 12-60 kHz, łączy się z grupą 6 kanałów, zajmującą pasmo 60-84 kHz, uzyskując w sumie 18 kanałów w pasmie 12-84 kHz. Połączenie grupy 12 kanałów z grupą 6-kanalową następuje w zespołach sprzęgających /nadawczym i odbiorczym/. Urządzenie dla tworzenia grupy 18 kanałów /12+6/ składa się z trzech następujących zespołów, o typowej konstrukcji stosowanej w systemie 70 firmy SAT i wymiarach 85x198x24 mm

- 1 zespół modulatora grupowego,
- 1 zespół demodulatora grupowego,
- 1 zespół sprzęgający nadawczo-odbiorczy dla 18 /12+6/ kanałów.

Punkty pomiarowe i potencjometry do regulacji poziomów są dostępne od strony płyt czołowych zespołów.

2.4.3.2. Zespół modulatora grupowego. Zespół ten ma wejście /strona grupy pierwotnej B/ i wyjście /strona grupy pierwotnej A/ symetryczne. Znamionowe wartości impedancji wejściowej i wyjścio-

wej wynoszą  $150\Omega$  , a znamionowe względne poziomy mocy wynoszą  $-33$  dBr.

Zespół zawiera:

- wejściowy transformator symetryzujący,
- tłumik LA1 z możliwością nastawienia tłumienności skokowo na wartości 0, 0,4, 0,8 lub 1,2 dB /połączenia lutowane/ ,
- rezystorowy układ rozgałęźny C1, umożliwiający doprowadzenie sygnałów do wejścia modulatora z jednej strony i do wejścia pomiarowego wzmacniacza A1 z drugiej strony,
- wzmacniacz A1, zapewniający uzyskanie na wyjściu na zaciskach pomiarowych znamionowej /dla celów pomiarowych/ wartości poziomu  $-22$  dBr/ $150\Omega$  ,
- modulator pierścieniowy, zasilany sygnałem fali nośnej 120 kHz o kształcie prostokątnym /impedancja modulatora dla fali nośnej wynosi  $850\Omega$ / ,
- filtr dolnoprzepustowy F1, wydzielający pasmo 12-60 kHz i tłumiący pozostałe produkty modulacji,
- wzmacniacz A2 o wyjściu symetrycznym i impedancji wyjściowej  $150\Omega$  , zapewniający uzyskanie względnego poziomu mocy na wyjściu /w każdym z kanałów w pasmie 12-60 kHz/ - 33 dBr.

2.4.3.3. Zespół demodulatora grupowego. Zespół ten ma wejście /strona grupy pierwotnej A/ i wyjście /strona grupy pierwotnej B/ symetryczne. Znamionowe wartości impedancji wejściowej i wyjściowej wynoszą  $150\Omega$  , a znamionowe względne poziomy mocy wynoszą  $-15$  dBr.

Zespół zawiera:

- układ tłumiący LA2, umożliwiający regulację poziomu w granicach  $\pm 4$  dB za pomocą potencjometru /tłumienność w pozycji środkowej wynosi 17,9 dB/; impedancja wejściowa układu jest praktycznie stała przy liniowych zmianach tłumienności w funkcji położenia ślizgacza potencjometru,
- filtr dolnoprzepustowy F1 o częstotliwości granicznej 60 kHz, identyczny jak w zespole modulatora grupy pierwotnej B,
- demodulator pierścieniowy, zasilany falą nośną o kształcie prostokątnym i częstotliwości 120 kHz /impedancja demodulatora dla fali nośnej wynosi  $450 \Omega$  /,
- filtr dolnoprzepustowy F2 o częstotliwości granicznej 108 kHz, zapewniający wydzielenie pasma 60-108 kHz po demodulacji i usunięcie pozostałych produktów demodulacji,
- wzmacniacz A3 o dwóch wyjściach, z których jedno jest wyprowadzone do punktów pomiarowych /znamionowa wartość mierzonego poziomu w dowolnym kanale wynosi -22 dBr /150  $\Omega$ /, poziom wyjściowy w dowolnym kanale na drugim wyjściu wynosi -15 dBr/150  $\Omega$ .

2.4.3.4. Zespół sprzęgający nadawczo-odbiorczy dla 18-stu /12+6/ kanałów. Zespół ten dla kierunku nadawczego zawiera:

- układ rozgałęźny C2, do którego doprowadza się sygnały z wyjścia zespołu modulatora grupy pierwotnej /w pasmie 12-60 kHz/ i z wyjścia 6-kanałowego urządzenia końcowego /w pasmie 60 - 84 kHz/;



- układ rozgałęźny C3, umożliwiający odgałęzienie dla celów pomiarowych /za znamionowy poziom w punkcie odgałęzienia przyjęto -45 dBr /150Ω/ ,
- wzmacniacz A3 o impedancji wyjściowej 150Ω i znamionowym poziomie wyjściowym -22 dBr /w każdym z osiemnastu kanałów, zajmujących pasmo 12-84 kHz/.

Zespół sprzęgający dla kierunku odbiorczego zawiera:

- układ tłumiący LA3 z potencjometryczną regulacją poziomu,
- wzmacniacz A4 o trzech wyjściach i impedancji wyjściowej dla każdego z nich 150Ω ,
- tłumik LA4 o tłumienności 18 dB.

Jedno wyjście wzmacniacza A4 jest wykorzystane dla celów pomiarowych, przy czym jako znamionową wartość poziomu pomiarowego w tym miejscu przyjęto -22 dBr/150Ω.

Drugie wyjście wzmacniacza A4 jest dołączone do wejścia zespołu demodulatora grupy pierwotnej, przy czym poziom pomiarowy w tym punkcie wynosi -15 dBr/150Ω.

Trzecie wyjście wzmacniacza A4 jest dołączone do wejścia tłumika LA4. Wyjście tłumika LA4 jest dołączone do wejścia sprzęgającego zespołu odbiorczego w 6-kanałowym urządzeniu końcowym przy czym poziom pomiarowy na wyjściu tłumika LA4 wynosi -33 dBr/150Ω .

2.4.3.5. Rozwiązanie konstrukcyjne. Urządzenia do tworzenia grupy osiemnastu kanałów są realizowane w oparciu o rozwiązania konstrukcyjne, stosowane w systemie 70 firmy SAT. Wyposażenie

jednej typowej półki tego systemu dla realizacji czterech grup 18-kanalowych zawiera:

- 4 zespoły modulatorów grupy pierwotnej,
- 4 zespoły demodulatorów grupy pierwotnej,
- 4 zespoły sprzęgające nadawczo-odbiorcze dla 18 kanałów,
- 1 zespół wzmacniacza - separatora fali nośnej 120 kHz.

#### 2.4.4. Stojak 18-kanalowych urządzeń końcowych systemu FZ

Typowy stojak o wymiarach 2600x600x225 mm zawiera wyposażenie dla osiemnastu 6-kanalowych urządzeń końcowych oraz osiemnastu urządzeń dla tworzenia grup 18-kanalowych /12+6/.

W skład stojaka wchodzi:

- 9 półek zakończeń kanałowych i 9 półek przemiany kanałowej do realizacji osiemnastu 6-kanalowych urządzeń końcowych,
- 5 półek do tworzenia grup 18-kanalowych, przy czym cztery półki mają wyposażenie pełne /dla 4 grup 18-kanalowych każda/, a jedna półka jest wyposażona tylko w połowie /dla 2 grup 18-kanalowych/,
- 1 półka wzmacniaczy fal nośnych,
- 2 półki dla doprowadzenia fal nośnych,
- 1 półka dla doprowadzenia i zabezpieczenia napięć zasilających,
- 1 półka z polem obsługi.

Należy zaznaczyć, że przemiany kanałowe wraz z zakończeniami kanałowymi dla 12-kanalowych grup pierwotnych B są umieszczone na odrębnych stojakach systemu 70.

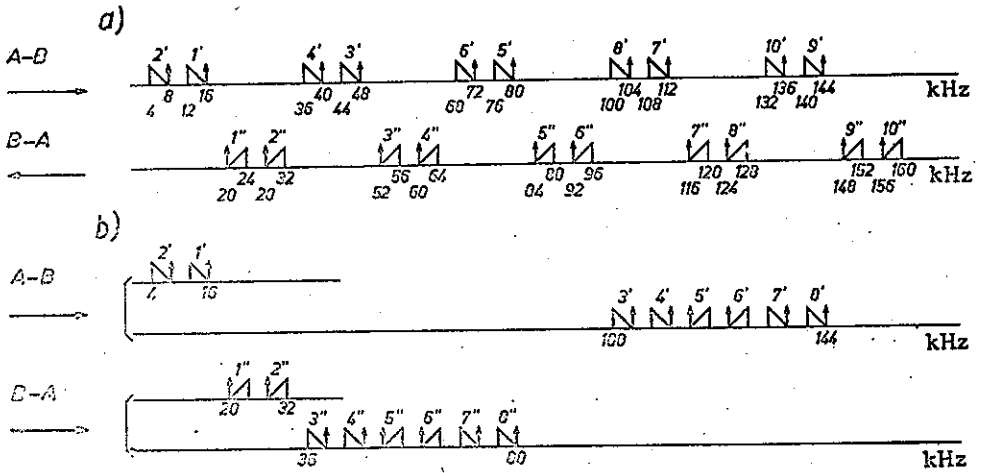
Opisywana konstrukcja jest oparta w całości na opracowaniach systemu 70 firmy SAT i stanowi bardzo korzystne w sensie ekonomicznym rozwiązanie, zmierzające do pełnego wykorzystania możliwości, jakie tworzą istniejące liczne trakty liniowe systemu "N+N" typu FZ w sieci francuskiej.

#### WYKAZ LITERATURY

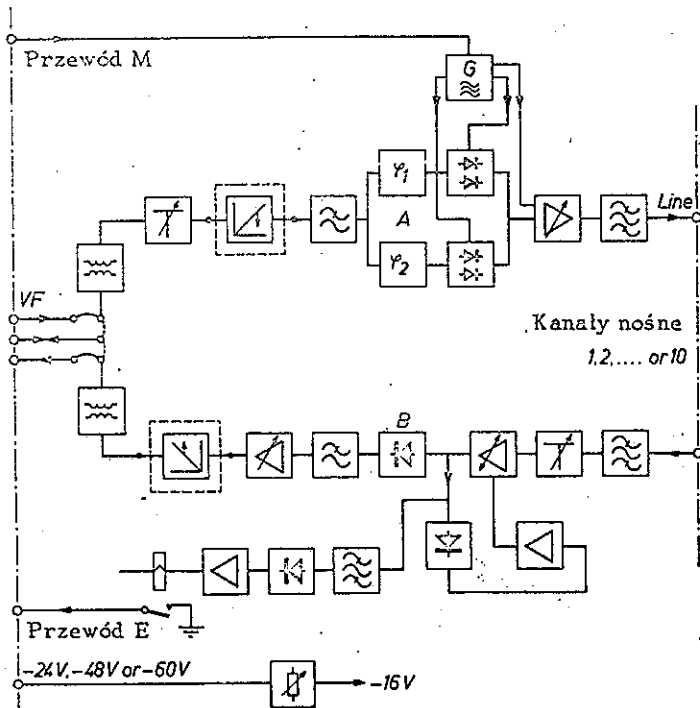
1. Christiansen L., Buchholtz F., Zaiser W.: Das Sechskanal-Kommandersystem Z6NC für den Fernsprechnahverkehr. FTZ September 1955 Heft 9.
2. Ducamus J., Terasoff A.: Short-haul and rural carrier telephone system type 7TR 001 with ten stackable channels. Philips Telecomm. Rev. 1964 t. 25 nr 1.
3. Brading W.A., Mandy A.W.L., Seeger D.: A new stackable carrier system for open-wire lines. Electrical Commun. 1968 t. 43 nr 3.
4. Spravocnik po primeneniju apparatury vysokocastnogo telefonirovanija po vozdušnym provodam tipa POLEX 6L. Elektronika, Budapest 1971.  
Kurzstrecken - Trägerfrequenzanlagen - Familie POLEX Budavox, Elektronika, Budapest 1971.
5. Apparatura KRR - informacjonnyj zbornik Technika svjazi, Gosudarstvennoe izdatielstvo literatury po voprosam svjazi i radio. Moskwa 1963.
6. Trägerfrequenzsystem für kurze Entfernungen KNK6 Vorläufige technische Beschreibung, VEB TESLA Strasnice. Praha.

7. Ferguson E. i inni: The 81-A exchange trunk carrier system. Commun. and Electronics, 1962, nr 58.
8. Boyd R.C., Smith D.H., Eberhart E.K., Hallenbeck J.F., Perkins E.H., Howard J.D. Jr.: The type - P1 carrier system. Commun. and Electronics. 1956 nr 24.  
Boyd R.C., Howard J.D. Jr., Padersen L.: A new carrier system for rural service. Bell Syst. Tech. J. 1957 t. 36 nr 2.
9. Subscriber carrier equipment for 1+1 audio circuits type SUB-1A. Standard Telephones and Cables Limited Microwave and Line Division, Basildon, Essex Issue 3a, October 1967.
10. Salzmann J.: Extrémités a 18 voies /12+6/ pour système "N+N" type FZ Cables & Transm. Octobre 1971 nr 4.
11. Comité Consultatif International Telegraphique et Telephonique /CCITT/. IV<sup>e</sup> Assemblée plénière. Mar del Plata, 23 Septembre - 25 Octobre 68 Livre blanc. Tome III.
12. TF - System Z12HP /Hochpegel/ S42022-C19-A1, TF-Endstelle S42022-C13-A1. TF-Zwischenstelle S42022-C14-A1 Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Weitverkehrstechnik Juli 1972.
13. Fuchs G., Boulin J.: Systeme telephonique transistorise á 12 voies á 6 kHz. Cables & Transm. 15A, n<sup>o</sup> 1, janv. 1961 t.15A, nr 1.
14. Duval G., Grollemund J.: Organes fonctionnels de ligne avec appel a la fréquence zéro. Cables & Transm. 1971 nr 4.

15. Boulanger C., Coulon I. : Organes fonctionnels de ligne avec appel a fréquence 3825 Hz. Cables & Transm. 1971 nr 4.
16. Bossu P. i inni: Le organes fonctionnels d'exploitation dans le matériel. Cables & Transm. 1971 nr 4.
17. Duval J.C., Roy M.A., Beynie C. : Production et distribution des ondes porteuses de prémodulation de voie, et de l'onde pilote de groupe primaire. Cables & Transm. 1971 nr 4.

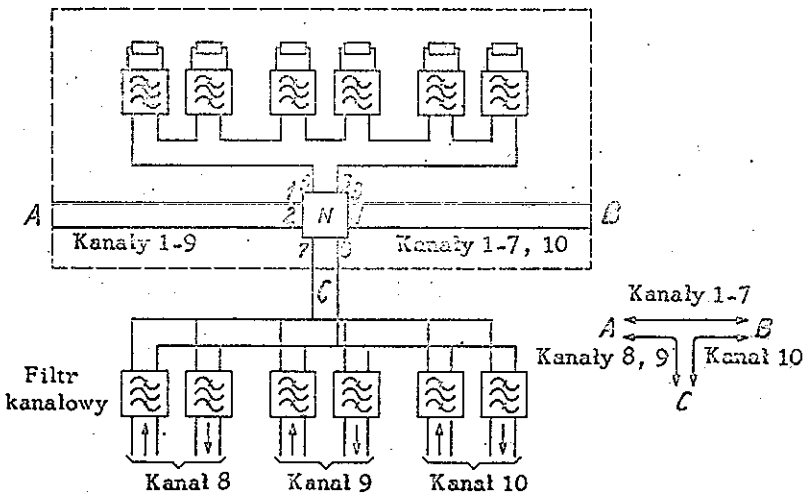
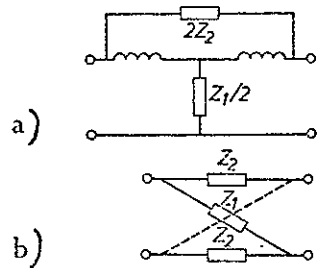


Rys. 1. Rozmieszczenie pasm liniowych w układzie: a/ rozdzielnym dla 10 kanałów, b/ grupowym dla 8 kanałów

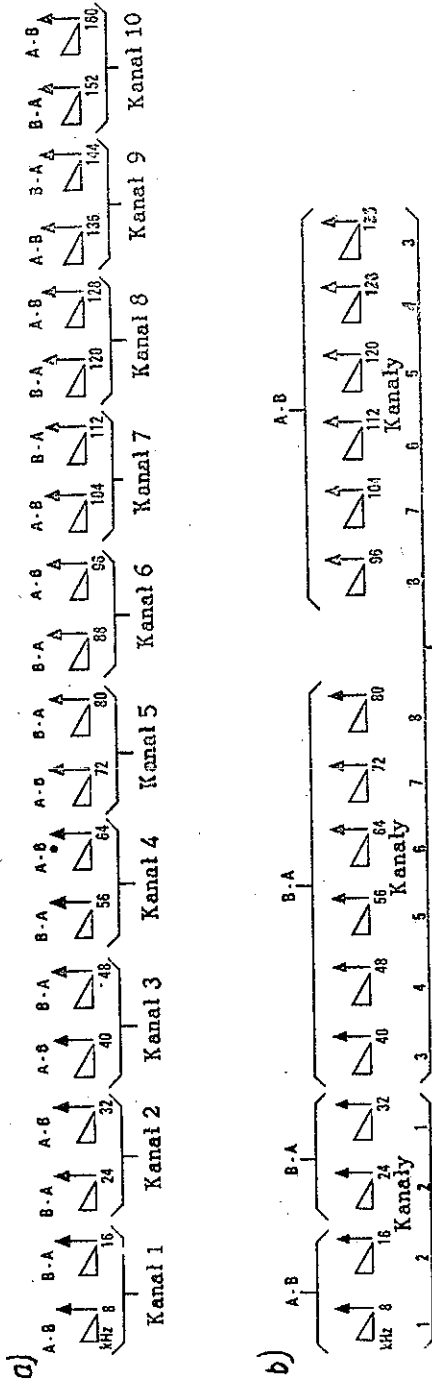


Rys. 2. Schemat blokowy urządzenia końcowego dla pojedynczego kanału w systemie 7TR 001

Rys. 3. a/ Czwórnik z transformatorem rozgałęźnym, b/ czwórnik mostkowy

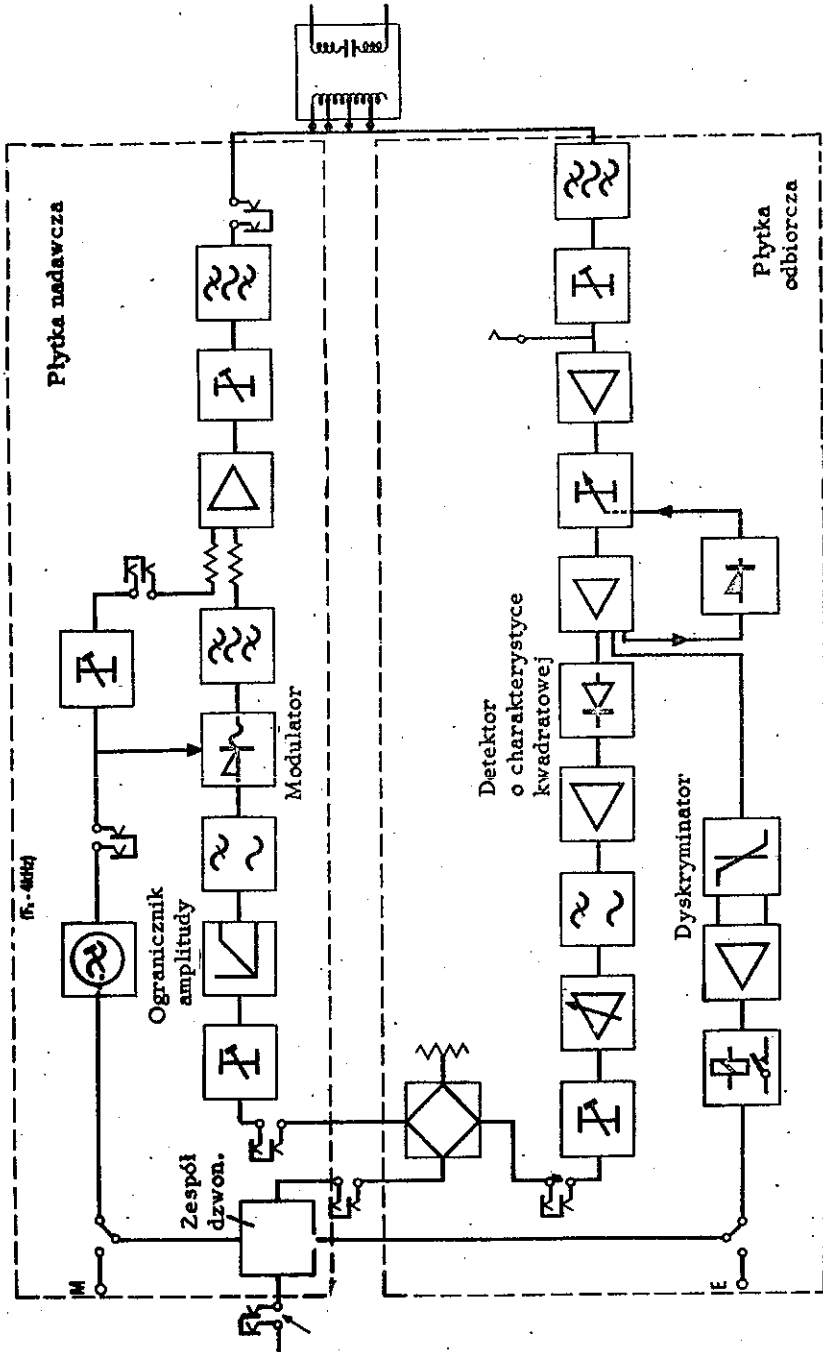


Rys. 4. Schemat blokowy układu odgałęźnego w systemie 7TR 001. Odgałęzione są kanały 8 i 9 w relacji A-C oraz kanał 10 w relacji B-C

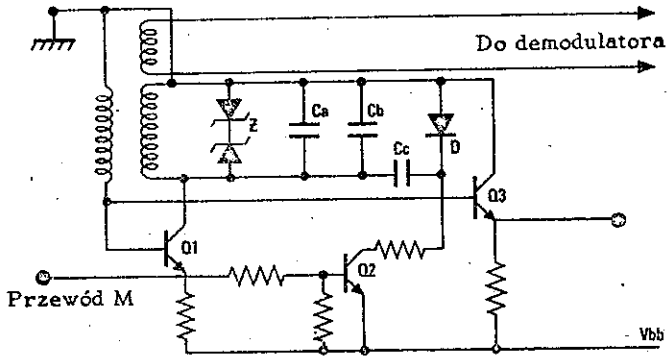


Rys. 5. Rozmieszczenie pasm liniowych w układzie: a/ rozdzielnym dla 10 kanałów, b/ grupowym dla 8 kanałów

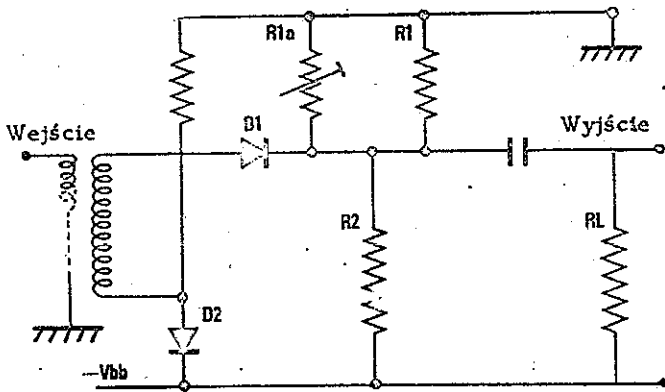




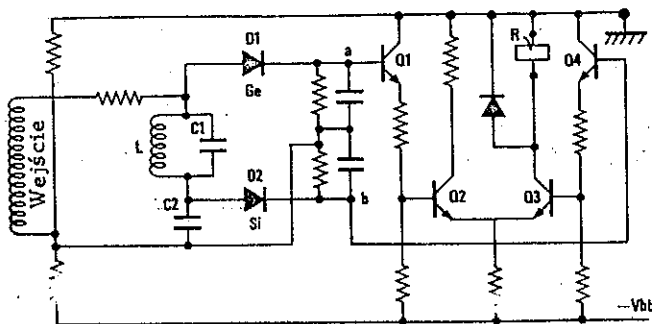
Rys. 6. Schemat blokowy kanowego urządzenia końcowego w 10-krotnym systemie napowietrzonym firmy Standard Telephones and Cables, Lmt.



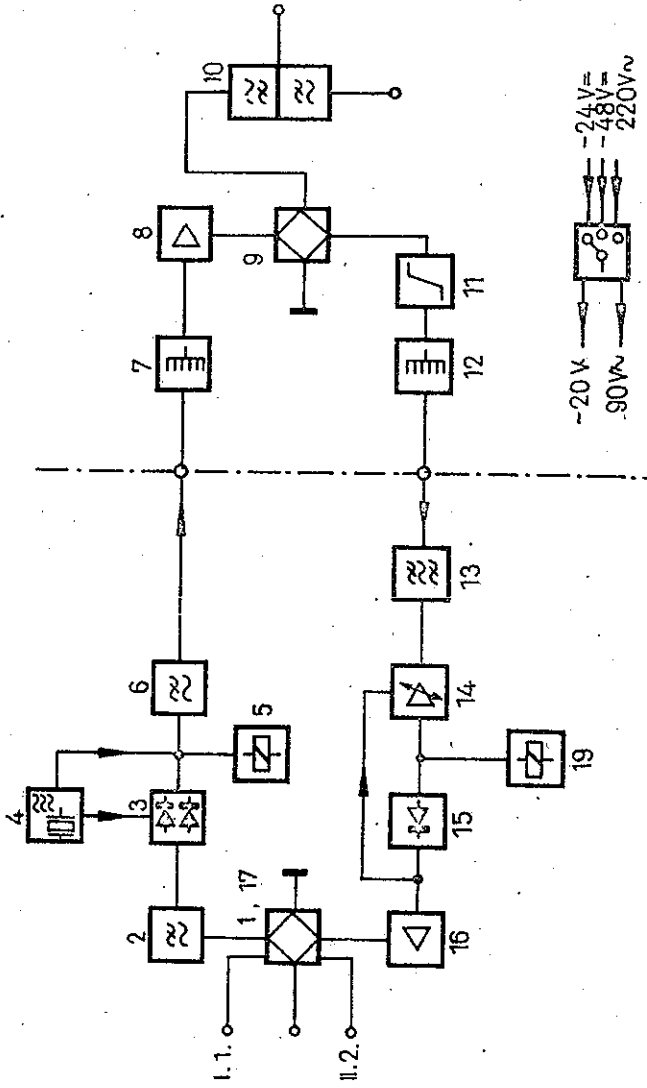
Rys. 7. Schemat ideowy oscylatora fali nośnej



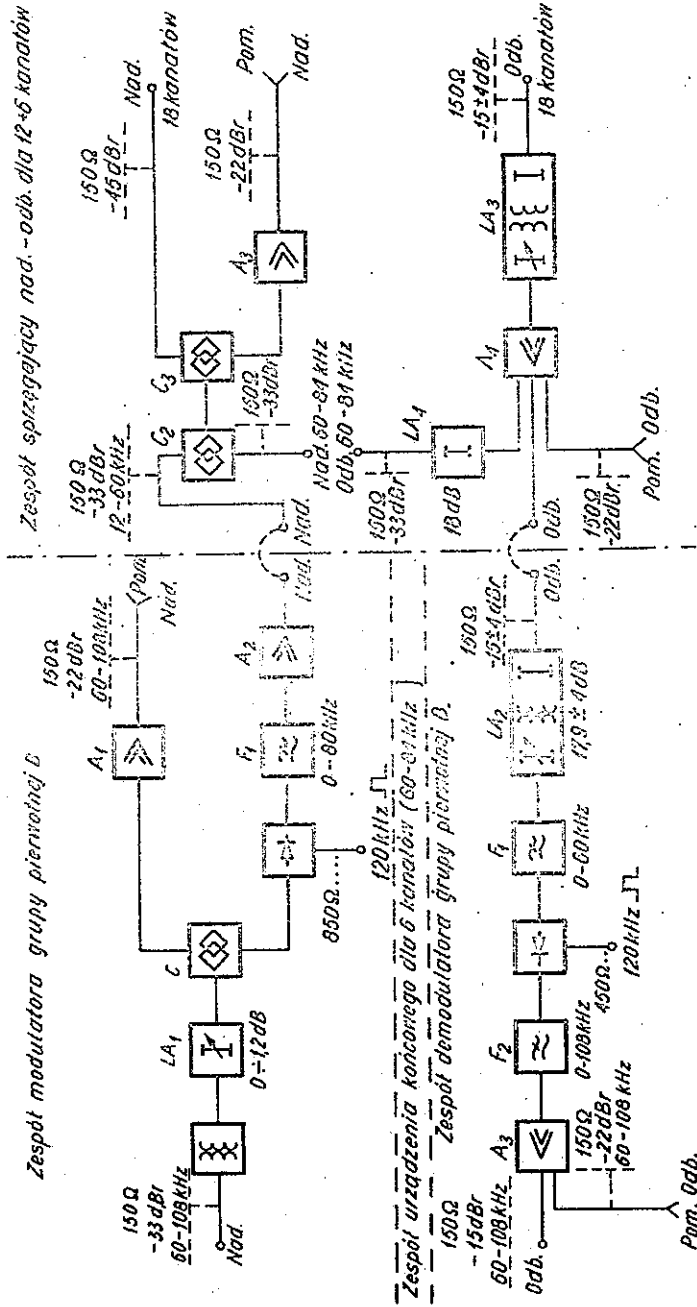
Rys. 8. Schemat ideowy detektora o charakterystyce kwadratowej



Rys. 9. Schemat ideowy dyskryminatora i odbiornika sygnalizacji



Rys. 10. Schemat blokowy zespołu grupowego i jednego z zespołów ka-  
nałowych w urządzeniu końcowym systemu POLEX



Rys. 11. Schemat blokowy urządzenia dla tworzenia grupy osiemnastu kanałów / 12+6/

Witold Busz

## B. 30-KANAŁOWY SYSTEM CYFROWY TYPU SMT 2/1

### 1. WSTĘP

W 1962 r. w USA wprowadzono do eksploatacji pierwszy na świecie telefoniczny system cyfrowy. Był to 24-kanałowy system T-1 o modulacji impulsowo-kodowej /PCM/ i czasowym podziale kanałów /TDM - ang. time division multiplex/. Od tego momentu zainteresowanie systemami PCM gwałtownie wzrasta i prace nad nimi prowadzone są nieomal we wszystkich rozwiniętych gospodarczo krajach na świecie. Spowodowane to było początkowo ekonomicznością uwielokrotnienia systemami PCM międzycentralowych linii kablowych w sieciach miejscowych i okręgowych, wykorzystywanych do tej pory w systemie naturalnym. Później doszły do tego inne czynniki, jak łatwość transmisji przez systemy PCM sygnałów teledakcyjnych, a przede wszystkim możliwość komutowania sygnałów PCM bez ich demodulacji, a co za tym idzie - tworzenia sieci zintegrowanych.

Pierwsze systemy PCM, wzorowane na ogół na systemie T-1, przeznaczone były do współpracy z centralami elektromechanicznymi i spełniały zalecenia CCITT dotyczące systemów telefonicznych na małe odległości. W końcu lat sześćdziesiątych organizacja CEPT, zrzeszająca administracje pocztowe krajów zachodnio-europejskich, ustaliła zalecenia na 30-kanałowy system telefoniczny

PCM 30/32 o przepływności 2,048 Mbit/s. System ten może współpracować z centralami elektronicznymi w ramach sieci zintegrowanej, a ponadto, dzięki posiadaniu lepszych parametrów transmisyjnych od uprzednio opracowanych systemów PCM, może być wykorzystywany w sieci dalekosiężnej, wchodząc w skład systemów wtórnej grupy PCM. Na podstawie tych zaleceń CEPT wiele firm zachodnio-europejskich produkuje obecnie 30-kanalowe systemy PCM. Podstawowe parametry systemu, zalecanego przez CEPT, zostały przyjęte w krajach należących do RWPG.

Jednocześnie w 24-kanalowych systemach produkowanych w USA i Japonii dokonano zmian niektórych parametrów /kod ośmioelementowy zamiast dotychczas stosowanego siedmioelementowego, inne prawo komandorowania, inny sposób przesyłania sygnalizacji/, przystosowując te systemy do pracy w sieciach zintegrowanych i dalekosiężnych.

Oprócz prac nad systemami PCM prowadzone są w niektórych krajach, na znacznie jednak mniejszą skalę, prace nad systemami cyfrowymi na małe odległości, wykorzystującymi modulację delta. W [2] opisano 24-kanalowy system abonencki, zapewniający dostęp do centrali 80 abonentom i umożliwiający odgałęzianie grup kanałów. W systemie tym urządzenia końcowe pracują w oparciu o modulację delta, natomiast trakt liniowy jest traktem typu T-1, stosowanym od 1962 r. w 24-kanalowych systemach PCM. System ten został opracowany przez Bell Laboratories i wchodzi do produkcji seryjnej w 1973 r.

Niniejsze opracowanie nie będzie przeglądem systemów cyfrowych na małe odległości, bowiem takiego przeglądu dokonano nie-

dawno [3]. Poniżej, wraz z krótkim opisem zasad pracy urządzeń końcowych i liniowych systemów PCM 30/32, zostanie przedstawiona konstrukcja urządzeń 30-kanalowego systemu SMT 2/1, opracowanego we Francji przez Compagnie Industrielle des Télécommunications CIT - Alcatel wspólnie z SAT /Société Anonyme des Télécommunications/. System ten współpracuje w sieci francuskiej z centralami elektronicznymi CITEDIS. W związku z zakupieniem przez Polskę licencji na te centrale, opracowywany obecnie przez Instytut Łączności i WZT "Teletra" w Poznaniu 30-kanalowy system PCM będzie miał parametry zgodne z systemem SMT 2/1.

## 2. OPIS OGÓLNY DZIAŁANIA URZĄDZEŃ 30-KANAŁOWEGO SYSTEMU SMT 2/1

30-kanalowy system telefoniczny SMT 2/1 o czasowym podziale kanałów i modulacji impulsowo-kodowej został opracowany dla francuskiej administracji pocztowej w celu realizacji ekonomicznych łączy między centralami klasycznymi, a także jako teletransmisyjna część zintegrowanej sieci cyfrowej /CITEDIS typ PLATON/. System ten spełnia zalecenia CEPT dla systemów typu PCM 30/32.

Na rysunkach 1 i 2<sup>x)</sup> zilustrowano, na przykładzie zwielokrotnienia 3 kanałów, podstawowe procesy zachodzące w nadawczej części urządzenia końcowego systemów PCM. Procesy te to kolejno:

a/ próbkowanie i zwielokrotnianie w czasie, umożliwiające kolejne dołączanie do kodera 30 transmitowanych sygnałów telefonicznych,

<sup>x/</sup> Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

- b/ kwantowanie i kodowanie próbek kolejnych sygnałów,
- c/ czasowanie, czyli formowanie kanałowych szczelin czasowych, ramek i wieloramek,
- d/ przetwarzanie kodu, mające na celu uformowanie sygnału liniowego.

### 2.1. Próbkowanie i zwielokrotnienie czasowe

W systemach o czasowym podziale kanałów analogowe sygnały telefoniczne transmitowane są w postaci dyskretnej. Aby w odbiorniku można było dostatecznie dokładnie odtworzyć pierwotny przebieg analogowy, częstotliwość próbkowania musi być co najmniej dwa razy większa od największej częstotliwości transmitowanego sygnału. W systemie SMT 2/1, tak jak we wszystkich obecnie produkowanych telefonicznych systemach PCM, częstotliwość ta wynosi 8000 Hz, co oznacza, że odstęp czasu między kolejnymi próbkami tego samego kanału wynosi 125  $\mu$ s. Proces próbkowania i zwielokrotnienia czasowego odbywa się dzięki włączaniu kolejnych bramek kanałowych za pomocą zegara kanałowego, sterowanego kwarcowym generatorem częstotliwości podstawowej.

### 2.2. Kwantowanie i kodowanie

W systemach PCM analogowa wartość amplitudy próbki zamieniana jest na liczbę zapisaną w kodzie dwójkowym i określającą numer przedziału, w którym leży wierzchołek półki. W systemie SMT 2/1 stosowany jest kod 8-bitowy, co odpowiada  $2^8 = 256$  przedziałom



kwantowania. Ponieważ próbki mogą mieć biegunowość dodatnią lub ujemną, pierwsza cyfra kodu określa tę biegunowość /"1" dla próbki dodatniej i "0" dla ujemnej/, a pozostałe 7 - amplitudę próbki. Na wyjściu kodera cyfra "1" kodu binarnego jest reprezentowana przez impuls, a cyfra "0" przez jego zanik. Rys. 3 ilustruje zamianę amplitud kolejnych próbek dodatniej części przebiegu sinusoidalnego na kod binarny. Na rysunku tym pokazano zasadę kodowania linearnego, podczas którego szerokość wszystkich przedziałów kwantowania jest taka sama. Wartości próbek po odtworzeniu ich w odbiorniku obarczone są błędem /tzw. szumem kwantyzacji/, dochodzącym do połowy szerokości przedziału kwantowania. Na jakość transmisji wpływa nie tyle wielkość szumu kwantyzacji, co wielkość stosunku sygnału do tego szumu. Ponieważ średnia wartość szumu kwantyzacji nie zależy od wielkości sygnału, stosunek ten więc maleje wraz ze zmniejszaniem się amplitudy sygnału. W celu zwiększenia, w zakresie małych amplitud sygnału, odstępów sygnału od szumów w systemie SMT 2/1 zastosowano nieliniarne układy kodera i dekodera, spełniające rolę kompresora i ekspandora sygnału. Uzyskano to dzięki wprowadzeniu zróżnicowanych szerokości przedziałów kwantowania /dla małych amplitud stopnie te są węższe, dla dużych - szersze/, zgodnie z zalecaną przez CEPT charakterystyką kompresji typu A - 87,6 opisaną w [3]. Dodatnią połówkę tej charakterystyki przedstawiono na rys. 4. Dzięki zastosowaniu nieliniarnego kodera uzyskano jakość transmisji podobną jak w przypadku stosowania kodu 11-bitowego. Szum kwantyzacji w kanale wolnym został zredukowany do 1/2048 części, a stosunek sygnału do szumu kwantyzacji jest stały dla różnych amplitud sygnału.


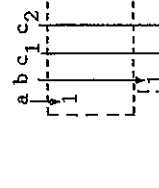
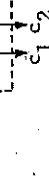

### 2.3. Formowanie ramek i wieloramek

Na wyjściu kodera otrzymywany jest zbiorczy sygnał cyfrowy, w skład którego wchodzi 30 ośmiobitowych słów kodowych 30 kanałów telefonicznych. Każde z tych słów kodowych transmitowane jest podczas przedziału czasowego, zwanego kanałową szczeliną czasową /SK/. 30 szczelin kanałowych tworzy tzw. ramkę. W celu prawidłowego zdekodowania słów kodowych w odbiorniku konieczne jest określenie początku i końca każdej ramki. W tym celu na początku każdej ramki wprowadzono dodatkową ośmiobitową szczelinę czasową /SK<sub>0</sub>/, w której w ramach parzystych przesyła się ściśle określoną kombinację cyfr, tzw. wzór ramkowania. Oprócz wyżej wymienionych 31 szczelin kanałowych w skład ramki wchodzi jeszcze jedna dodatkowa szczelina 8-bitowa, oznaczona jako SK<sub>16</sub>. W pierwszej ramce oznaczonej jako R<sub>0</sub>, szczelina ta zawiera czterobitowy wzór ramkowania wieloramki oraz sygnały kontrolne, a w pozostałych 15 ramkach - bity przeznaczone do transmisji sygnalizacji. Szesnaście kolejnych ramek począwszy od R<sub>0</sub> tworzą tzw. wieloramkę lub ramkę sygnalizacyjną.

Na rysunku 5 przedstawiono czasy trwania kanałowej szczeliny czasowej, ramki i wieloramki, natomiast tablica na str. 77 obrazuje strukturę ramki. W skład ramki wchodzi 32-kanałowe szczeliny czasowe, czyli  $32 \times 8 = 256$  bitów. Ponieważ w ciągu 1 sekundy tworzonych jest 8000 ramek /częstotliwość próbkowania wynosi 8 kHz/, więc częstotliwość repetycji cyfr wynosi 2,048 Mbit/s. Częstotliwość ta uzyskiwana jest po podzieleniu przez 2 częstotliwości kwarcowego generatora - matki 4,096 MHz. Z częstotliwością 2,048 MHz pracuje zegar cyfrowy, sterujący działaniem ko-

T a b l i c a

## Struktura wieloramki w systemie SMI 2/1.

Numer kanałowej szeliny czasowej	Ramka nr	Bity nr 1 2 3 4 5 6 7 8	Définitja	Funkcja w odbiorniku
0	parzysta nieparzysta	1 0 0 1 1 0 1 1 1 1 X X X X X X	Wzór ramkowania ramki Początek ramki nieparzystej	Czasowa synchronizacja Nie używane bity są zerami
1 do 15	0 do 15	+ 	+ bit określający biegunowość próbki - bity zakodowanej próbki	Sygnaly rozmowne
		0 0 0 0	Wzór ramkowania wieloramki	Identyfikuje ramkę 0 każdej wieloramki
	0 każdej wieloramki		Bit stopy błędów dwubiegunowości / 0, gdy nie jest przekroczona /	Wywołuje alarm przekroczenia stopy błędów / bez blokady /
16			Informacja o utracie ramkowania wieloramki w odbiorniku / 0 jeżeli jest prawidłowo / Bity informacyjne nr 1 i 2 / 0 - gdy nie są używane /	Wywołuje alarm utraty ramkowania wieloramki w drugim urządzeniu końcowym Transmisja dodatkowych informacji
		kanały 1 do 15 17 do 31 A 1 0 1 A 1 0 1 lub A B 0 1 A B 0 1	Informacja sygnalizacyjna	Z kanałem telefonicznym może być związany 1 lub 2 kanały sygnalizacyjne. W pierwszym przypadku: A=1, jeżeli jest sygnał; w drugim przypadku A=1 jeżeli jest sygnał, B=1 jeżeli jest sygnał.
17 do 31	0 do 15	+ 	+ bit określający biegunowość próbki - bity zakodowanej próbki	Sygnaly rozmowne

dera i dekodera. Zegar kanałowy pracuje z częstotliwością 256 kHz, uzyskiwaną dzięki podziałowi 2,048 MHz przez 8. Dzieląc częstotliwość 256 kHz przez 32 otrzymuje się 8 kHz, czyli częstotliwość pracy zegara ramek, która z kolei podzielona przez 16 daje 500 Hz /częstotliwość zegara wieloramek/, która to częstotliwość niezbędna jest do transmisji 60 kanałów sygnalizacji.

Ogólny schemat blokowy nadajnika pokazano na rys. 6.

#### 2.4. Przetwarzanie kodu

Na wyjściu kodera otrzymywany jest sygnał cyfrowy o 100% wypełnieniu impulsów. W celu oddzielenia następujących po sobie cyfr "1" sygnał taki, zwany NRZ /ang. non-return to zero - bez powrotu do zera/, przekształcony jest na sygnał o wypełnieniu impulsów 50%, tzw. RZ /ang. return to zero - z powrotem do zera/.

Praca części odbiorczej urządzenia końcowego PCM oraz regeneratorów przelotowych i końcowych sterowana jest za pomocą częstotliwości podstawowej, wyławianej przez układy rezonansowe z przychodzącego sygnału cyfrowego. W związku z tym w sygnale liniowym nie mogą znajdować się długie sekwencje zawierające tylko cyfry "0". Aby temu zapobiec, w systemie SMT 2/1 stosowane są dwa następujące przekształcenia kodu:

a/ inwersja parzystych elementów słów kodowych /zamiana cyfry "1" na "0" i odwrotnie/,

b/ wprowadzenie dodatkowego impulsu w przypadku, gdy w sygnale występują cztery kolejne cyfry "0", i otrzymanie kodu liniowego HDB-3 /3/.

Te dwa przekształcenia kodu przedzielone są trzecim, a mianowicie zamianą kodu jednobiegunowego na dwubiegunowy /kolejne impulsy mają biegunowość na przemian dodatnią i ujemną/. Ma ona na celu:

- a/ wyeliminowanie składowej stałej z widma energetycznego sygnału,
- b/ uzyskanie widma skupionego wokół częstotliwości 1,024 MHz, co pozwala na lepsze wykorzystanie kabli.

W odbiorniku istnieje konieczność wyeliminowania z sygnału dodatkowych impulsów, wprowadzonych przez przetwornik kodu HDB-3. Możliwe jest to dzięki temu, że impulsy te mają taką samą biegunowość, jak impulsy je poprzedzające. W przypadku transmisji sygnałów PCM przez linię radiową sygnał wyjściowy z krotnicy PCM może mieć postać kodu jednobiegunowego /gdy urządzenia PCM i linii radiowej znajdują się blisko siebie/ lub kodu HDB-3 /jeżeli odległość między tymi urządzeniami przekracza kilkaset metrów/. W pierwszym przypadku wyjście z krotnicy jest przed przetwornikiem kodu, a w drugim - za przetwornikiem, przy czym urządzenie końcowe linii radiowej musi być wyposażone w przetwornik kodu HDB-3 na kod jednobiegunowy.

Na rysunku 7 pokazano kolejne etapy przetwarzania kodu w nadawczym urządzeniu końcowym systemu SMT 2/1.

## 2.5. Regeneracja sygnału PCM

Schemat blokowy dwukierunkowego wzmacniaka - regeneratora systemu SMT 2/1 zamieszczono na rys. 8. W regeneratorze tym

zastosowano automatyczną regulację charakterystyki linii wydłużającej, dzięki czemu kompensowane są temperaturowe zmiany tłumienności kabla, a tłumienność linii wydłużającej może być dobierana z mniejszą dokładnością. Długość typowego odcinka regeneratorskiego jest równa długości odcinka pupinizacyjnego i wynosi 1830 m.

Dzięki zastosowaniu układów regeneracyjnych, odtwarzających pierwotny kształt i fazę impulsów sygnału cyfrowego, w systemach PCM nie następuje, tak jak w systemach analogowych, sumowanie się zniekształceń powstających wzdłuż toru, co jest podstawową zaletą systemów cyfrowych.

## 2.6. Rekonstrukcja sygnałów w części odbiorczej systemu PCM

Sygnały przychodzące do odbiornika systemu PCM poddawane są następującym procesom:

a/ regeneracja przez regenerator odbiorczy umieszczony w urządzeniu końcowym. Regenerator końcowy wyławia ponadto z przychodzącego sygnału częstotliwość podstawową  $/2,048$  Mbit/s, służącą do sterowania pracą odbiornika,

b/ przekształcenie kodu HDB-3 na kod jednobiegunowy o wypełnieniu 100%,

c/ wydzielenie z sygnału zbiorczego wzorów ramkowania ramki i wieloramki,

d/ wydzielenie z sygnału zbiorczego kanałów sygnalizacji,

e/ dokonywana w dekodерze zamiana słów kodowych na próbki,

f/ wzmocnienie próbek, a następnie rozdzielenie ich do urządzeń kanałów rozmównych,

g/ zamiana próbek na sygnały analogowe dokonywana dzięki przejściu przez układy filtrów kanałowych.

Schemat blokowy odbiornika systemu SMT 2/1 zamieszczono na rys. 9, a schemat zestroju PCM na rys. 10.

## 2.7. Transmisja sygnalizacji

Przez kanały sygnalizacyjne PCM przesyłane są sygnały wybierania oraz kryteria: dostępności, niedostępności, impulsu zaliczającego i rozłączenia.

W części nadawczej /rys. 11/ sygnał odebrany z centrali w postaci potencjału ziemi na żyłę OB jest przetwarzany i wprowadzony do SK<sub>16</sub> w ramce, odpowiadającej danemu kanałowi sygnalizacji. Zwielokrotnienie kanałów sygnalizacyjnych dokonywane jest w grupowych układach sygnalizacji, po czym w grupowych układach kanałowych dokonywane jest wprowadzanie sygnalizacji do sygnału zbiorczego.

W części odbiorczej cyfry sygnalizacji rozdzielane są do kanałowych układów sygnalizacji. W przypadku przesyłania informacji w kanale sygnalizacji sygnał przekazywany jest do zespołu liniowego centrali, dzięki przyłożeniu potencjału ziemi do żyły OB.

W systemie SMT 2/1 zrealizować można 60 kanałów sygnalizacyjnych:

- 30 podstawowych, z których każdy związany jest z jednym kanałem rozmównym

- 30 dodatkowych, które mogą być związane z kanałami rozmównymi lub stanowić niezależne drogi dla transmisji rozkazów między centralami lub być wykorzystywane do transmisji sygnałów telegraficznych o szybkości 50 lub 200 bodów /10 kanałów dla 50 bodów, 2 kanały dla 200 bodów/.

## 2.8. Zdalne zasilanie i zdalna kontrola

Wzmacniaki - regeneratory są zasilane zdalnie prądem stałym o natężeniu 75 mA. Do tego celu wykorzystywane są umieszczone w stojaku urządzeń końcowych przetwornice o częstotliwości 16 kHz. Z jednej przetwornicy, dającej maksymalne napięcie 240 V, zasilić można 21 regeneratorów, czyli maksymalna odległość między dwiema stacjami zdalnego zasilania wynosi  $1830 \text{ m} \times 42 \approx 75 \text{ km}$ .

W systemie SMT 2/1 prowadzona jest ciągła kontrola:

- a/ układów zdalnego zasilania,
- b/ obecności impulsów na wejściu odbiornika,
- c/ stopy zaburzeń dwubiegunowości odbieranego sygnału.

Urządzenia zdalnej kontroli i alarmów znajdują się na specjalnej półce stojaka urządzeń końcowych.

W systemie istnieje możliwość zdalnej lokalizacji uszkodzonego regeneratora lub odcinka regeneratorskiego. Do tego celu używany jest specjalny przyrząd oraz dodatkowa para kablowa, wspólna dla 6 traktów liniowych.

Do pomiarów elementowej stopy błędów w trakcie liniowym PCM służy przyrząd składający się z:

- a/ zasilacza /przetwornica + stabilizator napięcia/,



- b/ generatora pseudoprzypadkowych sekwencji kodowych,
- c/ generatora programowanych sekwencji kodowych,
- d/ odbiornika sekwencji pseudoprzypadkowych,
- e/ przetwornika kodu i regeneratora odbiorczego,
- f/ urządzenia zdalnego zasilania /przetwornica + stabilizator prądu/.

Wykonanie pomiarów za pomocą tego przyrządu wymaga wyłączenia traktu z eksploatacji. Podczas normalnej eksploatacji zestawu przyrząd ten może służyć jako licznik błędów.

Wymiary przyrządu: 610 x 410 x 320 mm.

## 2.9. Konstrukcja urządzeń systemu SMT 2/1

Stojak urządzeń końcowych systemu SMT 2/1 /rys. 12/ zawiera 6 krotnic oraz urządzenia zasilania lokalnego i zdalnego. Urządzenia stojaka umieszczone są na 10 półkach, przy czym:

- a/ jedna krotnica zajmuje jedną półkę,
- b/ urządzenia zasilania lokalnego i zdalnego dla dwóch systemów umieszczone są na jednej półce,
- c/ istnieje wspólna półka dla urządzeń alarmu i zdalnej kontroli wszystkich sześciu systemów.

Każda krotnica obejmuje 19 płytek drukowanych, których rozmieszczenie pokazano na rys. 13.

Dwukierunkowy wzmacniak -regenerator jest montowany na jednej płytce drukowanej, umieszczanej w pudełku o wymiarach: 220 x 123 x 37 mm. Metalowe, wodoszczelne zasobniki są wyposażone

w sześć takich pudełek z regeneratorami oraz w zespół zdalnej lokalizacji uszkodzeń, stanowiąc nieobsługiwane stacje regeneracyjne.

Istnieje również druga wersja zasobników, mieszcząca dwa regeneratory i przeznaczona do montowania na słupach.

### 3. DANE TECHNICZNE SYSTEMU SMT 2/1

#### 3.1. Dane ogólne

Liczba kanałów rozmównych	30
Liczba kanałów sygnalizacyjnych na kanał rozmówny	1 lub 2
Liczba kanałowych szczelin czasowych w ramce	32
Długość kanałowej szczeliny czasowej	3,9 $\mu$ s
Długość ramki	125 $\mu$ s
Liczba ramek w wieloramce	16
Częstotliwość próbkowania sygnału rozmównego	8 kHz $\pm$ 0,4 Hz
Liczba stopni kwantowania	$2^8 = 256$
Liczba bitów w kanałowej szczelinie czasowej	8
Charakterystyka kompresji	typu A = 87,6, aproksymowana 13 segmentami
Rodzaj kodu	symetryczny, binarny
Przepływność liniowa	2,048 Mbit/s $\pm$ 100 bit/s
Rodzaj linii	dwie niepupinizowane pary symetryczne /po jednej dla każdego kierunku transmisji/ lub linia radiowa

### 3.2. Podstawowe parametry dla transmisji przez tory akustyczne

Sygnal liniowy	dwubiegunowy z wykorzystaniem kodu HDB-3 i z wypełnieniem 50%
Napięcie szczytowe impulsów	$\pm 3 \text{ V}$ , $\pm 10\%$
Szerokość impulsów	244 ns
Impedancja nominalna linii	$80 \Omega \leq Z \leq 130 \Omega$
Maksymalna tłumienność odcinka regeneratorskiego	29 dB dla 1 MHz
Nominalna długość odcinka regeneratorskiego	1830 m
Zdalne zasilanie	prądem stałym o natężeniu 75 mA i maksymalnym napięciu 240 V / $\pm 120 \text{ V}$ względem ziemi/
Spadek napięcia na regeneratorskiej	5,6 V
Maksymalna długość traktu liniowego między dwiema stacjami zdalnego zasilania / dla żył o średnicy 0,8 mm/	75 km
Maksymalna długość traktu liniowego między dwiema stacjami zdalnej kontroli	150 km
Zasilanie urządzeń końcowych i liniowych	bateria 60/48 V = lub 36/24 V = lub sieć 220/117 V $\sim$
Pobór mocy przez urządzenie końcowe wraz z zasilanymi przez nie urządzeniami liniowymi	ok. 76 W
Pobór mocy przez całkowicie wyposażony stojak	ok. 456 W
Pobór mocy przez wzmacniacz-regenerator	ok. 420 mW

## 3.3. Warunki klimatyczne

Urządzenie końcowe:

- |                                  |                |
|----------------------------------|----------------|
| - zakres temperatury pracy       | +10°C do +45°C |
| - maksymalna wilgotność względna | 90%            |

Wzmacniaki-regeneratory w zasobnikach:

- |                                                                       |              |
|-----------------------------------------------------------------------|--------------|
| - zakres temperatury pracy, w którym spełnione są wszystkie parametry | -30 do +50°C |
| - zakres dopuszczalnej temperatury pracy                              | -40 do +70°C |
| - maksymalna wilgotność względna                                      | 100%         |

## 3.4. Wymiary i ciężar urządzeń

Urządzenia końcowe

Wymiary stojaka dla 6 urządzeń końcowych:

- |           |         |
|-----------|---------|
| wysokość  | 2600 mm |
| szerokość | 600 mm  |
| głębokość | 450 mm  |

Ciężary:

- |                              |        |
|------------------------------|--------|
| stojak bez wyposażenia       | 120 kG |
| stojak z pełnym wyposażeniem | 320 kG |

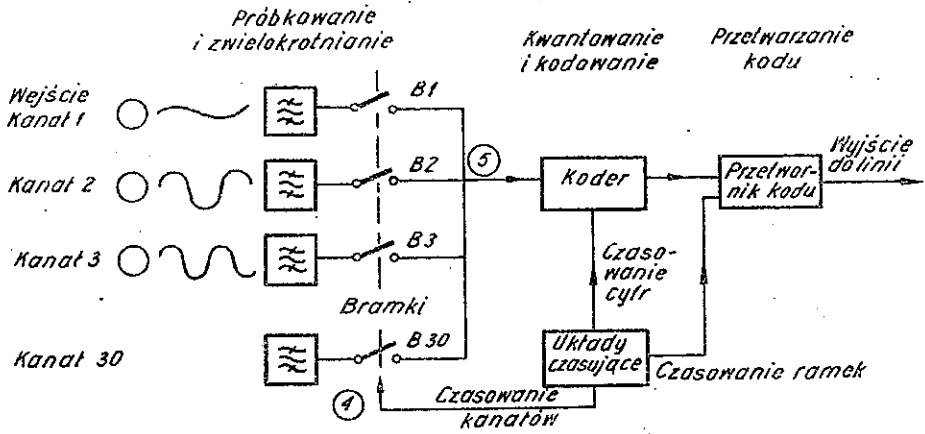
Wymiary półek z urządzeniami końcowymi i zasilającymi:

- |           |        |
|-----------|--------|
| wysokość  | 260 mm |
| szerokość | 480 mm |

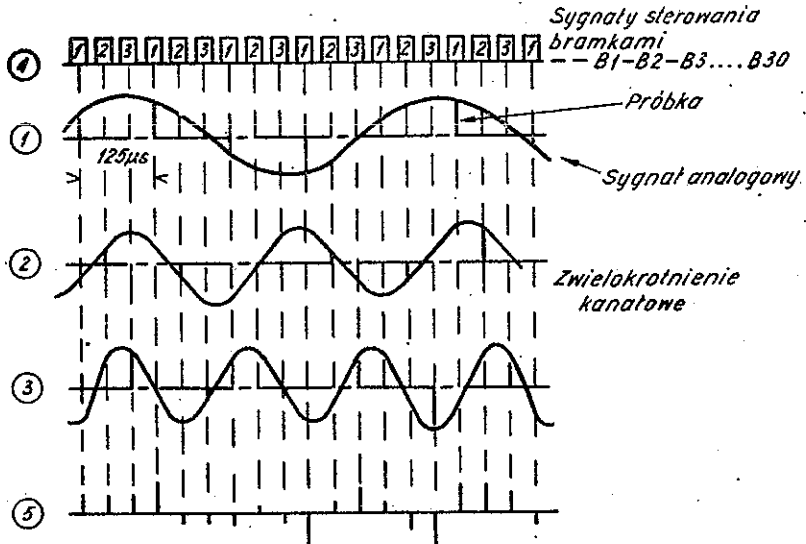
Ciężar jednego urządzenia końcowego	20,5 kG
Ciężar urządzeń zasilania lokalnego i zdalnego dla 2 systemów	22,5 kG
Wymiary półki z urządzeniami zdalnej kontroli i alarmów:	
wysokość	130 mm.
szerokość	480 mm
Ciężar półki zdalnej kontroli i alarmów wyposażonej dla 6 systemów	9 kG
Wzmacniak-regenerator	
Wymiary:	220x123x37 mm
Ciężar:	0,8 kG
Podziemny wodoszczelny zasobnik dla 6 wzmacniaków-regeneratorów	
Wymiary:	
wysokość	390 mm
średnica	420 mm
Ciężar zasobnika bez regeneratorów i kabla wprowadzeniowego	51 kG

#### WYKAZ LITERATURY

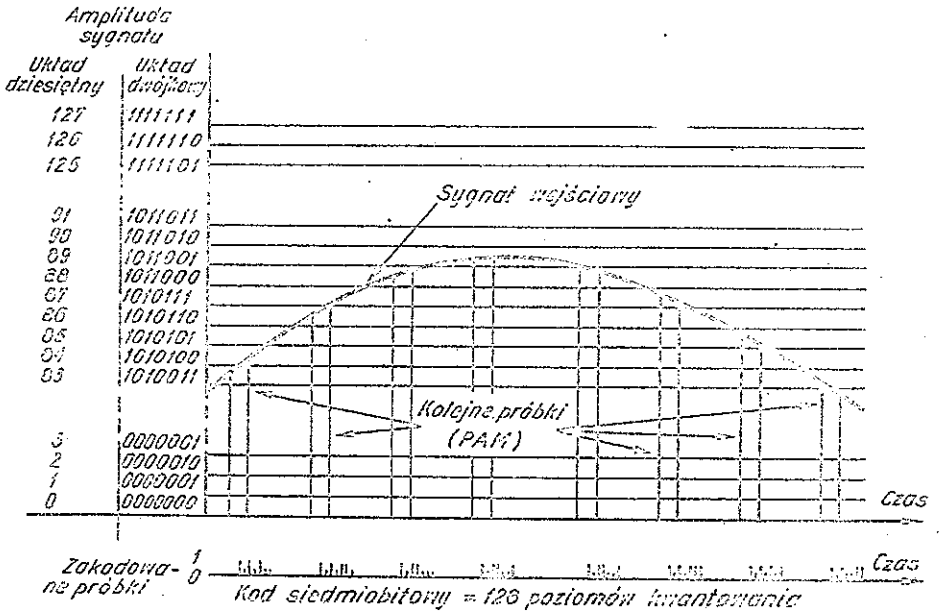
1. Pulse Code Modulation Transmission System PCM TN 1 for 30 telephone channels type SMT 2/1 - CIT - ALCATEL.
2. Telefoniczny rozdzielczy system nośny, sprzężony z reduktorem łączy, dla sieci wiejskich - Biuletyn Techniczny Ministerstwa Łączności 1972, nr 6/93, s. 18-19.
3. Milek J. Telefoniczne systemy wielokrotne z czasowym podziałem kanałów i modulacją impulsowo-kodową. Problemy Łączności nr 98 /1973/.



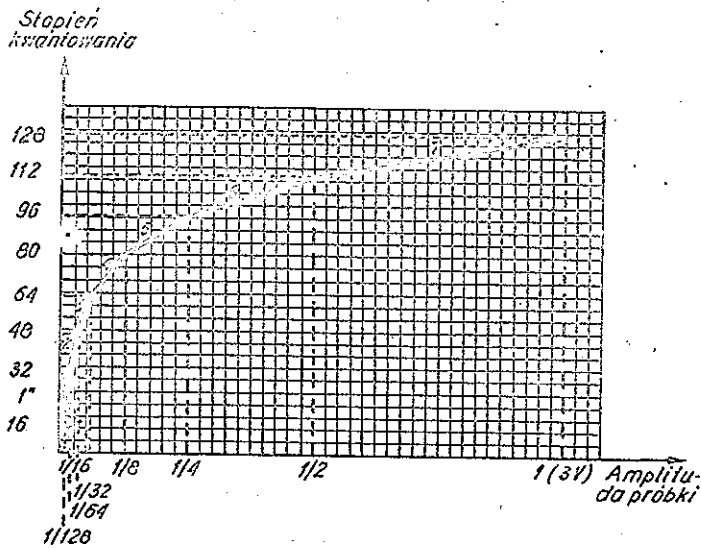
Rys. 1. Próbkowanie i zwielokrotnianie 3 kanałów



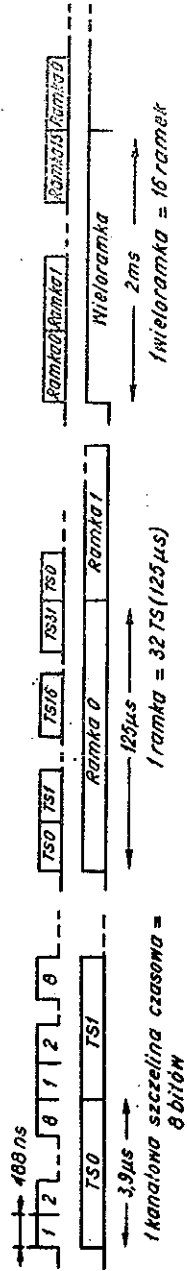
Rys. 2. Próbkowanie 3 sygnałów analogowych i ich czasowe zwielokrotnienie



Rys. 3. Zasada kodowania liniowego

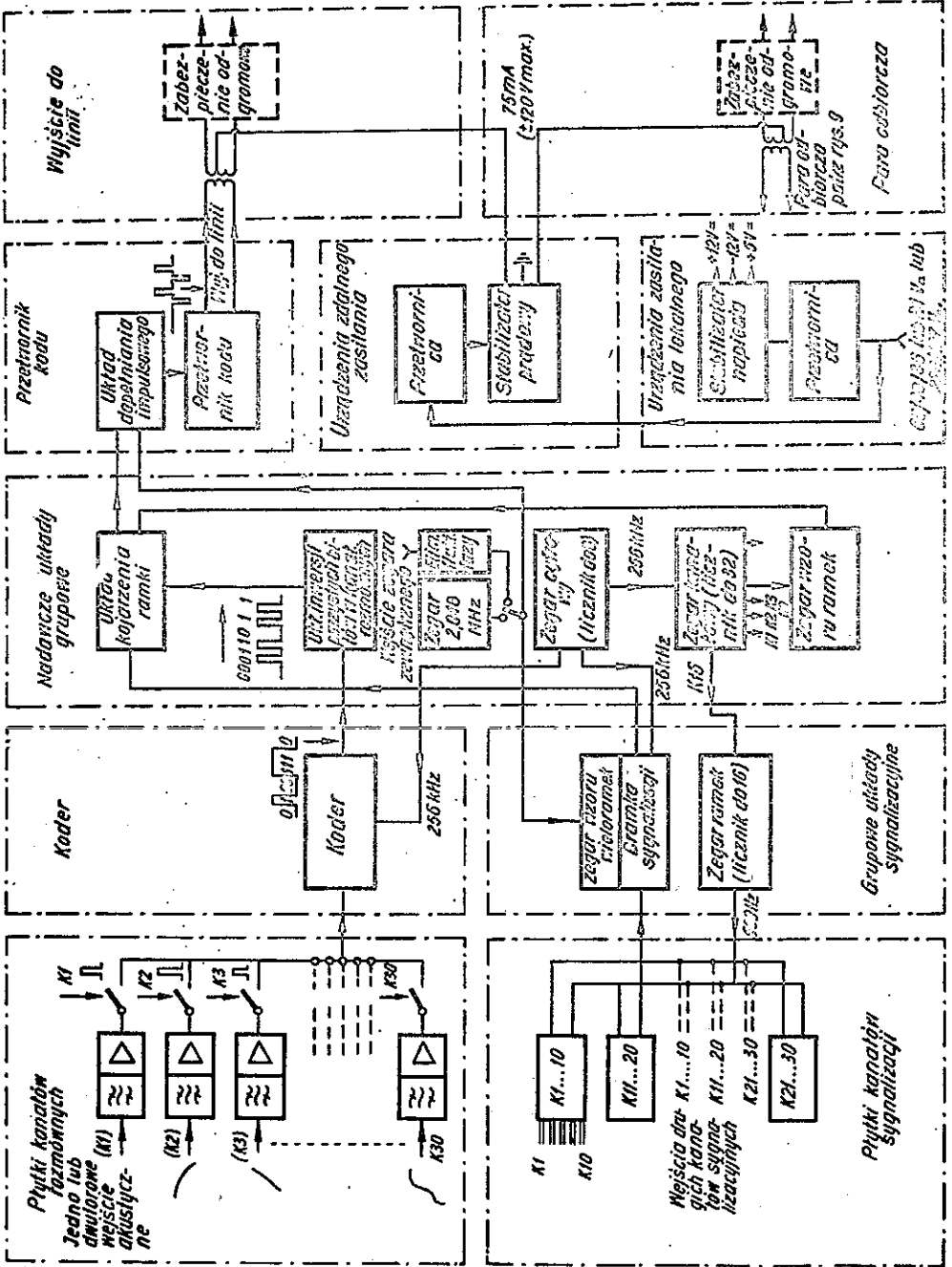


Rys. 4. 13-segmentowa charakterystyka kompresji /część dodatnia/

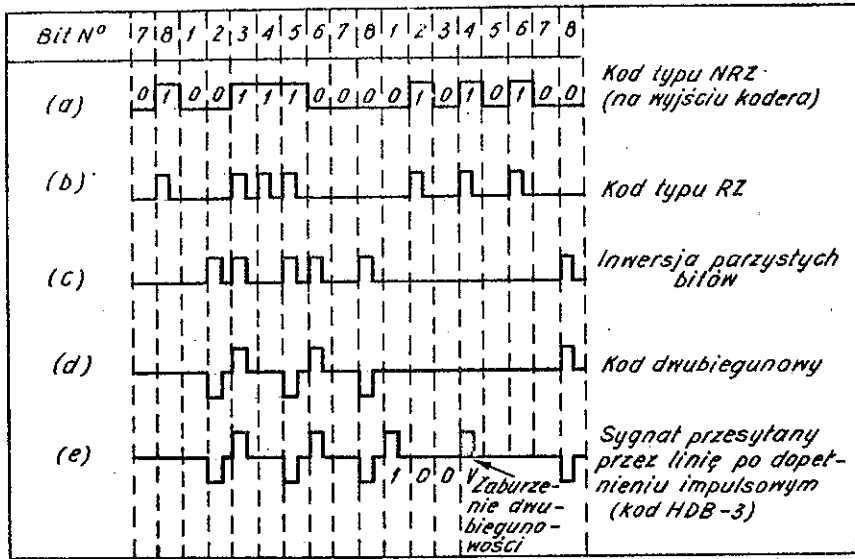


Rys. 5. Kanałowa szczelina czasowa, ramka i wieloramka w 30-kanałowym systemie

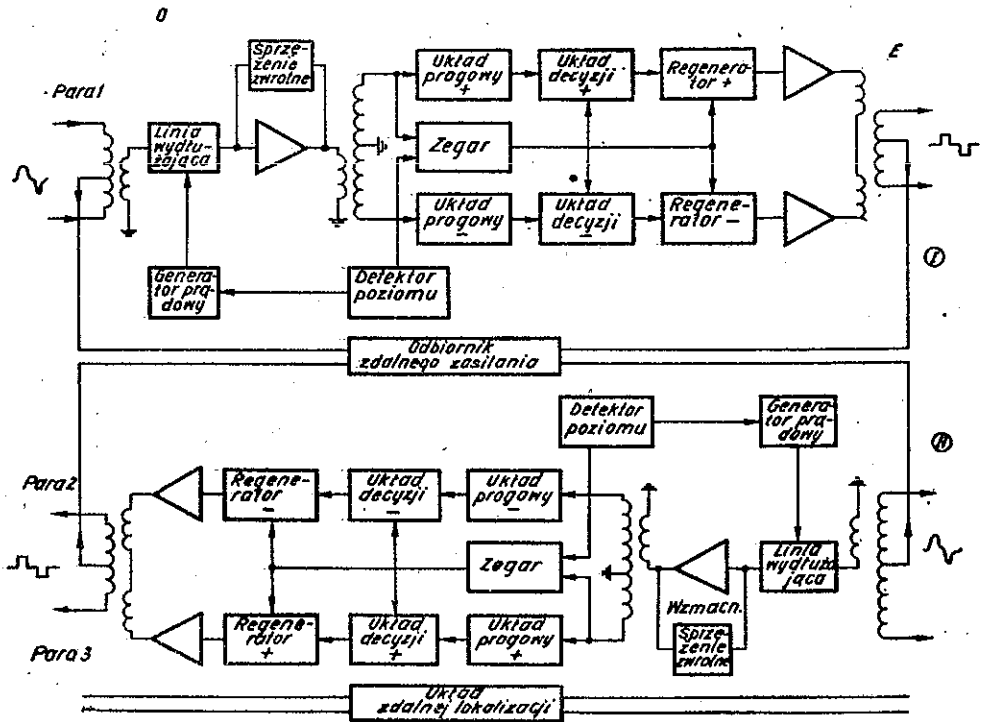




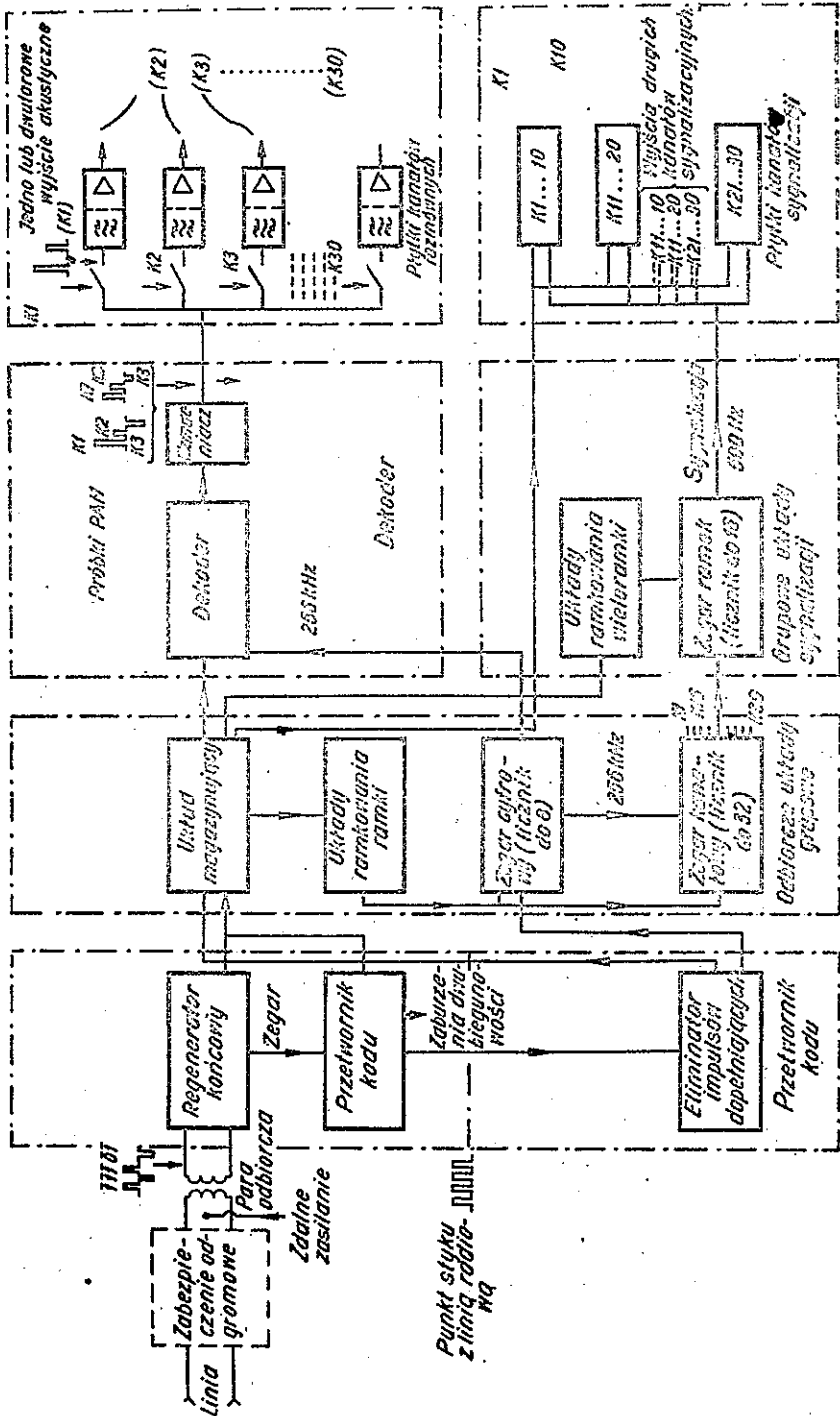
Rys. 6. Schemat blokowy nadajnika systemu SMT 2/t



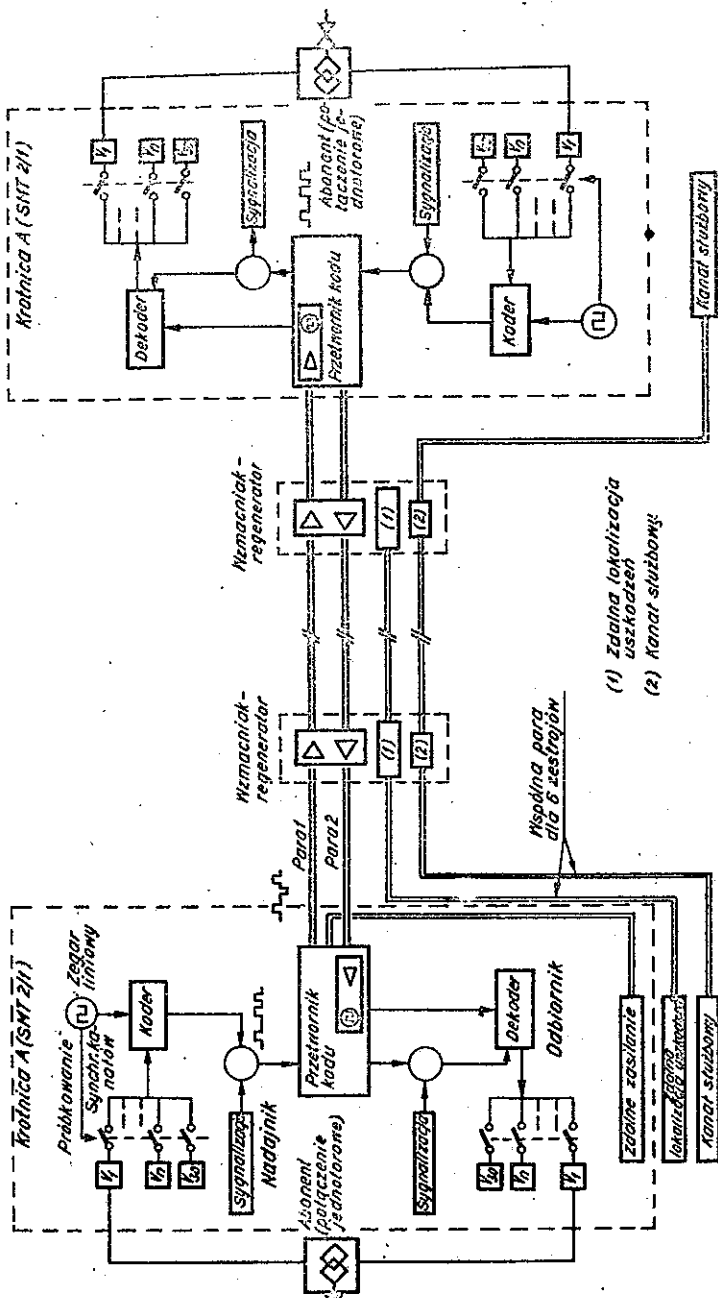
Rys. 7. Przetwarzanie kodu PCM w nadajniku



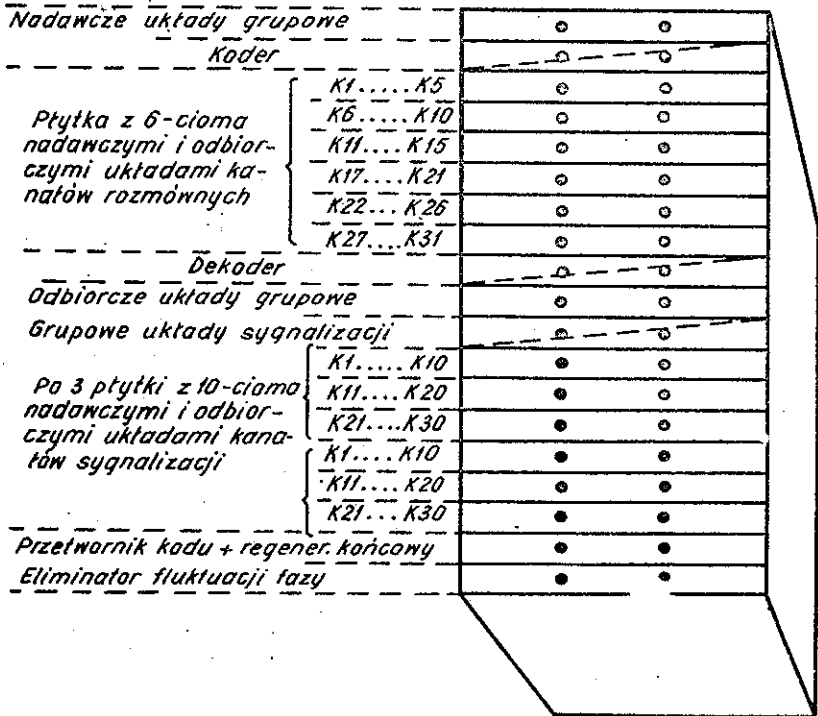
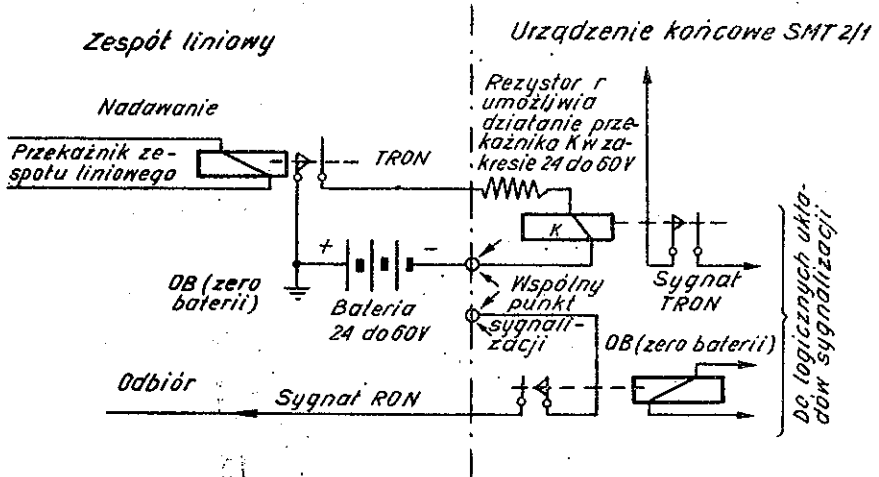
Rys. 8. Schemat blokowy dwukierunkowego wzmacniacza-regeneratora 30-kanalowego systemu PCM



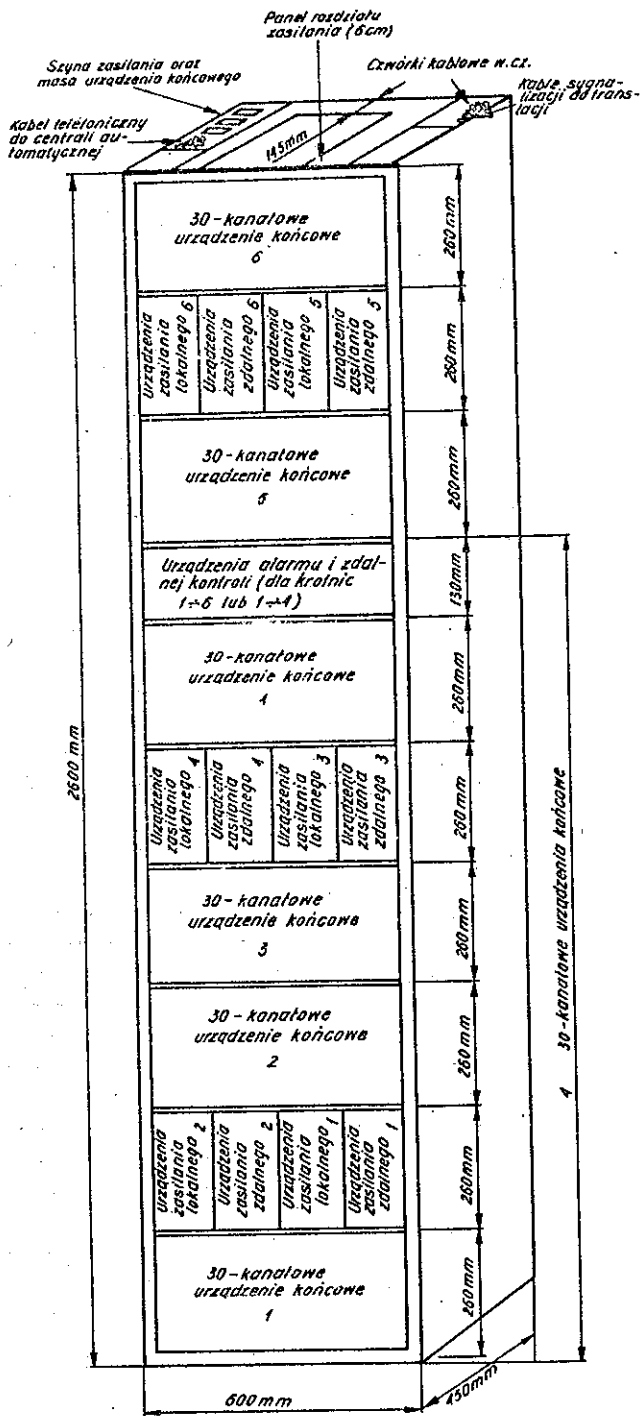
Rys. 9. Schemat blokowy odbiornika systemu SMT 2/1



Rys. 10. Schemat zestroju PCM dla linii kablowej



Rys. 13. Zespoły urządzenia końcowego SMT 2/1



rys. 12. Stojak wyposażony w 6 urządzeń końcowych SMT 2/1



