

1967
Nr 11 (74)

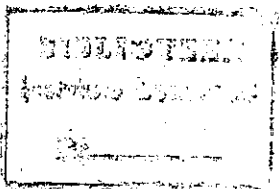
INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIEŃ
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



PRZEGLĄD ZAGADNIEN ŁĄCZNOŚCI

ROK 7

WARSZAWA 1967

NR 11/74/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek
Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

Przewodniczący - prof. Zenon Szpigler
Z-ca Przewodniczącego - mgr inż. Władysław Cetner

Członkowie:

mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,
prof. Stefan Jasiński, dr Stanisław Włoszczowski,
mgr inż. Adam Meniuszko, mgr inż. Józef Możejko,
mgr Zofia Życińska

Sekretarz Redakcji - Irena Kulko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branzowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 800. Druk ukończono
w czerwcu 1968 r.

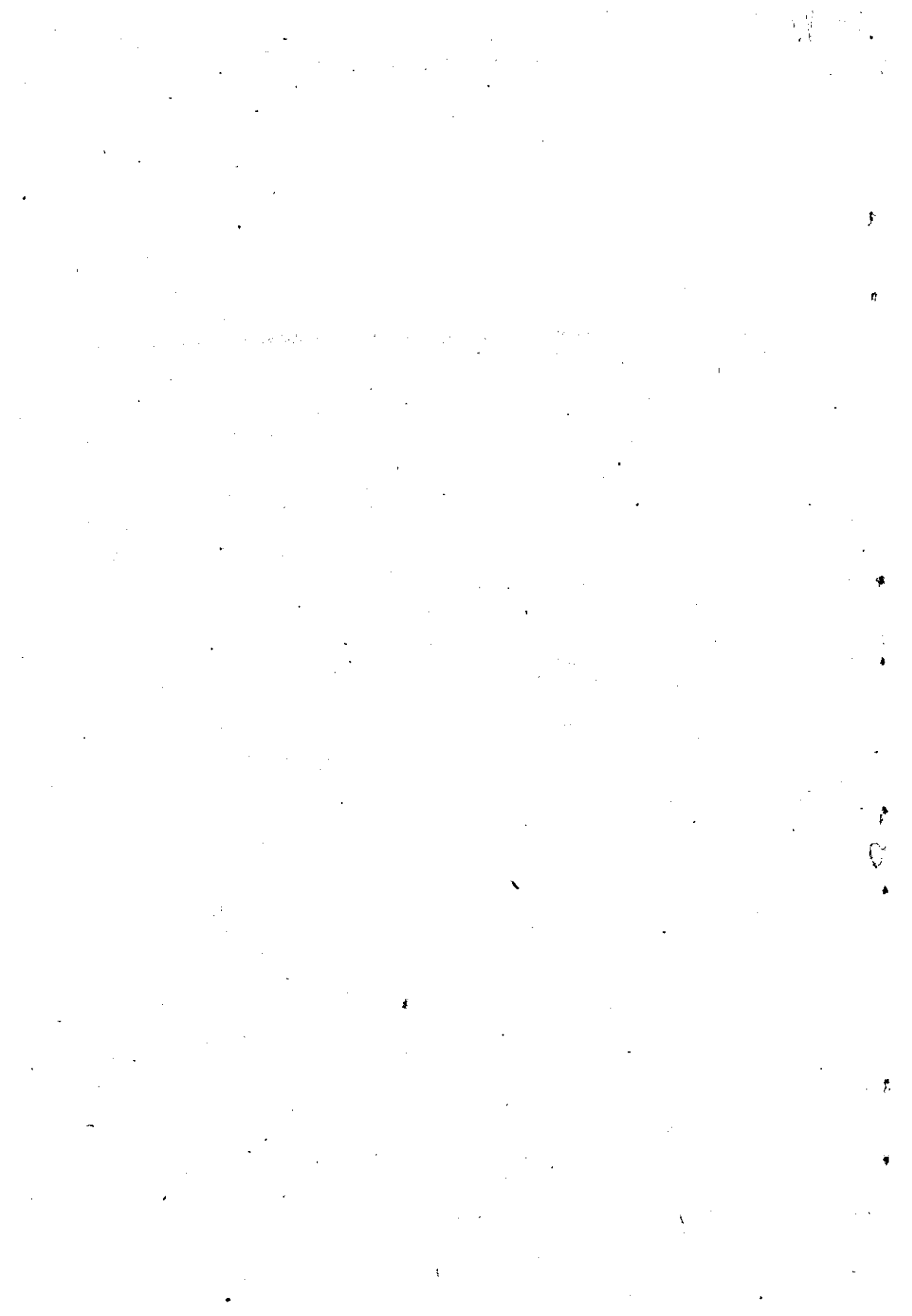
PRZEGLĄD
ZAGADNIENÍ ŁĄCZNOŚCI

Systemy telefonii impulsowo-kodowej

C z ę ś ć I

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Stanisław Zbyrad - Modulacja impulsowo-kodowa	1
2. Własności systemu PCM przeznaczonego do pracy na małe odległości - Opracował J. Miłek	25
3. Własności transmisyjne i sprzężeniowe w zakresie wielkich częstotliwości kabli miejscowych i okręgowych wykorzystywanych do przesyłania sygnałów impulsowej telefonii wielokrotnej - Opracował Zdzisław Perkowski	31
4. Zakłócenia w torach systemu PCM przeznaczonych dla małych odległości - Opracował J. Miłek	62
5. Analiza błędu pominięcia w pracy systemu PCM na krótkie odległości - Opracował L. Kosiarek	76
6. Kodër, dekodër i komandõr dla urzãdzeń koñcowych systemu PCM przeznaczonych do pracy na małe odległości - Opracował J. Miłek	84



Stanisław Zbyrad

MODULACJA IMPULSOWO-KODOWA

1. WSTĘP

Środki łączności, jakimi dysponuje współczesny człowiek, stanowią skomplikowany zespół automatycznie i pół-automatycznie działających urządzeń połączonych w jedną całość siecią linii przewodowych i bezprzewodowych. Znaczenie środków łączności we współczesnej gospodarce, technice i zagadnieniach obronnych stale wzrasta, stawiając przed konstruktorami problemy takich rozwiązań technicznych urządzeń telekomunikacyjnych, które zaspokoiłyby obecne i przyszłe zapotrzebowanie. Najprostszym rozwiązaniem jest rozbudowa tradycyjnych systemów telefonicznych, telegraficznych i radiowych. Metodą bardziej skomplikowaną jest uwielokrotnianie tradycyjnych torów symetrycznych systemami opartymi na grupie podstawowej dwunastokrotnej oraz wykorzystanie kabli koncentrycznych dla systemów o dużej krotności - 1920, 2700, a nawet o jeszcze większej krotności. Rozwiązania te, mimo że prowadzone zgodnie z aktualnymi zaleceniami międzynarodowymi, nie mogą być uznane za całkowicie zadowalające z uwagi na to, że w ostatnim okresie jednym z głównych odbiorców i nadawców informacji staną się maszyny matematyczne, mające wielokrotnie większe możliwości nadawania i przyjmowania informacji. Inną poważną wadą tradycyjnych

środków łączności jest jednostronne w zasadzie przystosowanie ich do podstawowej formy usług, tj. do transmisji telefonicznej i telegraficznej. W pełni efektywne wykorzystanie maszyn cyfrowych wymaga przesyłania za pomocą urządzeń łączności informacji w formie cyfrowej-dyskretnej. Stąd w szeregu krajów od wielu lat prowadzi się prace nad zmianą sygnałów analogowych na sygnały dyskretne oraz transmisją tych ostatnich.

W urządzeniach, w których dokonuje się zamiany sygnału analogowego na sygnał cyfrowy oraz w urządzeniach dokonujących procesu odwrotnego wykorzystano modulację typu nieciągłego. Proces zamiany zachodzi w sposób nieciągły, w ustalonych odstępach czasu. W rezultacie tego procesu z sygnału analogowego wybrane zostają tylko niezbędne informacje o jego amplitudach i te są z kolei transmitowane do odbiornika, w którym następuje zamiana informacji na sygnał analogowy. Okazuje się przy tym, że sygnał analogowy, np. sygnał sinusoidalnie zmienny zawierający wiele możliwych amplitud, daje się zamienić, przekazać i odtworzyć z dużą dokładnością, jeżeli do odbiornika dotarła dostateczna ilość informacji o jego amplitudach.

W artykule niniejszym omówione zostaną podstawowe wiadomości dotyczące zasad "usuwania" zbędnych amplitud, przesyłania amplitud wybranych lub informacji o nich portach telekomunikacyjnych i odtwarzania sygnałów w odbiorniku. Operacje te mogą być zilustrowane na przykładzie zastosowania modulacji impulsowo-kodowej. Modulacja impulsowo-kodowa umożliwia transmisję takiej ilości

informacji o sygnale pierwotnym doprowadzonym do odbiornika, jaka w tym odbiorniku wystarcza do odtworzenia sygnału pierwotnego z dostateczną wiernością. Sam proces modulacji impulsowo-kodowej składa się z trzech podstawowych operacji: przekształcania sygnału za pomocą modulacji amplitudowo-impulsowej, kwantyzacji sygnału oraz kodowania sygnału kwantyzowanego. Rozpatrzmy kolejno te operacje.

2. MODULACJA AMPLITUDOWO-IMPULSOWA

Zasada modulacji amplitudowo-impulsowej przedstawiona jest na rys. 1. Przebieg sinusoidalny o częstotliwości f zostaje doprowadzony do przełącznika elektronowego, który otwiera drogę dla sygnału na określony czas, co 125 μ s - w takt impulsów doprowadzonych do przełącznika z generatora zewnętrznego. Na zaciskach wyjściowych przełącznika elektronowego otrzymujemy ciąg impulsów o amplitudach, odpowiadających chwilowym wartościom sygnału pierwotnego.

Częstotliwość próbkowania określona jest nierównością:

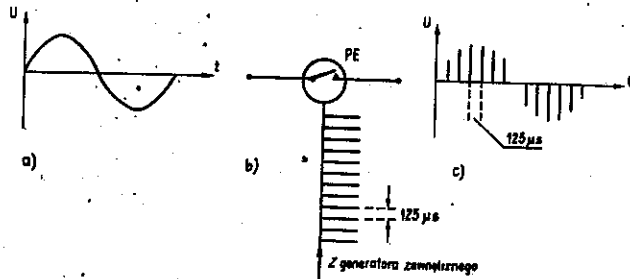
$$f_n = \frac{1}{T} \geq 2f_0$$

gdzie:

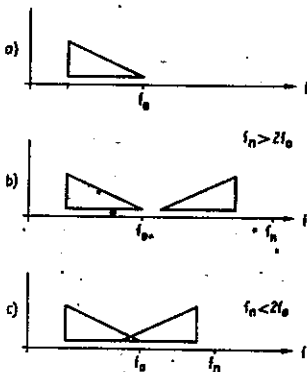
f_0 - górna częstotliwość graniczna doprowadzonego sygnału,

f_n - częstotliwość próbkowania,

T - okres próbkowania.



Rys. 1. Zasada działania przełącznika elektronicznego
 a/ sygnał podstawowy /np. rozmowa telef./, b/ przełącznik elektroniczny P.E.,
 c/ sygnał po modulacji amplitudowo-impulsowej



Rys. 2. Widmo sygnału /a/ po zmodulowaniu częstotliwością $f_n > 2f_0$ /b/ lub częstotliwością $f_n < 2f_0$ /c/

Przy $f_n < 2f_0$ następuje nakładanie się pasm bocznych, w rezultacie czego sygnał wyjściowy jest zniekształcony, jak to wskazuje rys. 2c.

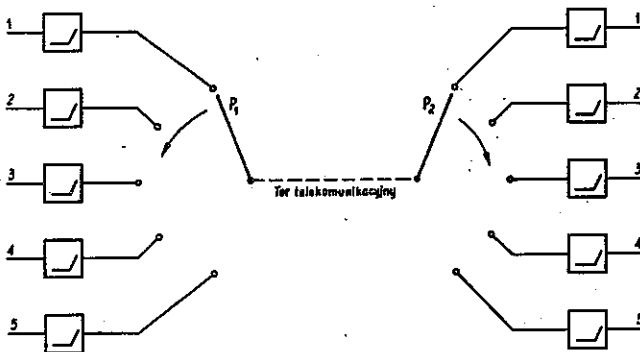
Tak więc, gdy sygnał przedstawiony na rys. 1c powstał w wyniku próbkowania częstotliwością większą od $2f_0$, wtedy zawiera całą informację niezbędną do odtworzenia - dostatecznie dokładnego - pierwotnej formy sygnału.

W praktyce, w większości przypadków przyjmuje się częstotliwość próbkowania $f_n = 8000$ Hz, czyli nieco więcej

niż podwojona wartość górnej częstotliwości granicznej przekazywanego sygnału pasma rozmównego.

W procesie modulacji amplitudowo-impulsowej ciągły sygnał /np. sygnał mowy/ zamieniony został na sygnał złożony z szeregu oddzielnych impulsów, które nazywamy sygnałem dyskretnym. Często też spotyka się w literaturze technicznej określenie opisanej wyżej operacji jako procesu dyskretyzacji, przy czym częstotliwość f_n nazywana jest wtedy częstotliwością dyskretyzacji.

Ustalając odpowiednio czasy działania przełączników elektronowych, znajdujących się w każdym kanale indywidualnym i łącząc wyjścia wszystkich przełączników równolegle do jednego toru, możemy po jednym torze przesłać więcej niż jedną rozmowę. Ilustruje to rys. 3 przedstawiający schemat wielokanałowego systemu w podziale czasowym. Sygnały mowy z poszczególnych łączy indywidualnych włączane są kolejno do toru za pomocą przełącznika elektronowego P_1 - z częstotliwością 8000 razy na sek.



Rys. 3. Zasada działania wielokanałowego systemu z podziałem czasowym

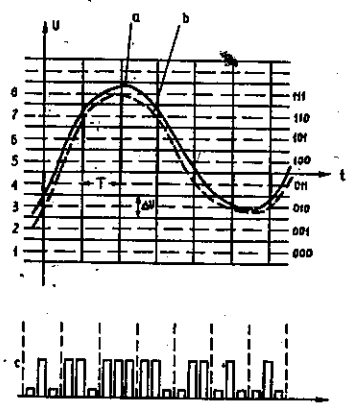
W ten sposób w tor przesyłane są kolejne chwilowe wartości amplitud sygnału mowy przesunięte w czasie. W odbiorniku przełącznik P_2 zsynchronizowany z przełącznikiem P_1 rozdziela sygnały przychodzące na wejścia odpowiednich kanałów odbiorczych, poprzez filtry dolnoprzepustowe. Wybrana częstotliwość dyskretyzacji /8000 Hz/ nie jest zależna od ilości tworzonych kanałów. Liczba kanałów jest w zasadzie nieograniczona, ale im więcej kanałów ma być objętych jednym okresem dyskretyzacji, tym szersze jest pasmo niezbędne do ich transmisji. Zależność między ilością kanałów a szerokością pasma zostanie omówiona w dalszych częściach artykułu.

3. KWANTYZACJA

Po przeprowadzeniu modulacji amplitudowo-impulsowej otrzymany ciąg impulsów poddany zostaje następnemu przekształceniu w zespole kwantującym. Zadaniem tego zespołu jest zamiana nieskończenie wielkiej ilości wartości amplitud, na pewną niezbędną i oznaczoną ilość tych wartości.

Zasada kwantyzacji i kodowania przedstawiona jest na rys. 4. Przebieg sygnału ciągłego /krzywa a na rys. 4/ po próbkowaniu podzielono na N pasków i nazwano je poziomami kwantyzacji. Szerokość jednego paska ΔU nosi nazwę skoku kwantyzacji.

W urządzeniu kwantującym następuje porównanie amplitudy sygnału próbkowanego z poziomem kwantyzacji, leżącym najbliżej tej amplitudy z równoczesną zamianą war-



Rys. 4. Zasada kwantyzacji i kodowania sygnału
 a/ sygnał pierwotny, b/ sygnał skwantyzowany,
 c/ sygnał zamieniony na grupy impulsów kodowych

tości tej amplitudy na wartość wyznaczoną przez poziom kwantyzacji. Rezultatem tej operacji jest nowy przebieg sygnału, zmieniony w porównaniu z przedstawionym krzywą a, najwyżej o $\pm \Delta U/2$.

Kwantyzację można zatem porównać do operacji zaokrąglania wartości szczytowych impulsów podobnie jak zaokrąglala się liczbę do określonego miejsca po przecinku, np. liczba 0,57 mieści w sobie wszystkie wartości leżące między 0,565 a 0,574.

Ponieważ w procesie kwantyzacji impuls może zmieniać swoją wartość co najwyżej o $\pm \frac{\Delta U}{2}$, sygnał więc pierwotny zostaje zniekształcony bądź wskutek ubytku amplitudy o wielkość $-\frac{\Delta U}{2}$, bądź wskutek przyrostu amplitudy o wielkość $+\frac{\Delta U}{2}$. Zniekształcenia te w swojej istocie są zniekształceniami nieliniarnymi, nakładają się na sygnał użyteczny i znikają wraz z nim. Moc zniekształceń - moc szumu kwantyzacji - możemy dowolnie zmniejszyć, korzystając z zależności:

$$R_k = \frac{1}{a} \int_{-\frac{a}{2}}^{+\frac{a}{2}} x^2 dx = \frac{a^2}{12} \quad //$$

w którym $a = \Delta U$ - jest skokiem kwantyzacji.

Wprowadzenie wielu metod kwantyzacji ma na celu maksymalne ograniczenie mocy szumu kwantyzacji, a tym samym zwiększenie wierności odtwarzania sygnału pierwotnego.

Skwantyzowane impulsy poddane są jeszcze jednej obróbce zwanej kodowaniem, polegającej na tym, że każdy impuls zamieniony zostaje na grupę impulsów i przerw o jednakowym czasie trwania i jednakowej amplitudzie. Zagadnienie kodowania w opisywanym przypadku związane jest z dwójkowym systemem liczenia.

4. DWÓJKOWY SYSTEM LICZENIA

Przejście z ciągłego sygnału mowy na sygnał kwantowany, a następnie na ciągi ziarnistych impulsów kodowych, zmusza nas do zaznajomienia się z dwójkowym systemem liczenia, stanowiącym podstawę w przekazywaniu informacji, sterowaniu i tp. w formie dyskretnej.

Powszechnie używany jest dziesiętny system liczenia i dość trudno jest nam przestawić się na liczenie w innym systemie, zbudowanym na innej podstawie niż cyfra 10.

Wiadomo, że w systemie dziesiętkowym poszczególne znaki wyrażają dziesięć liczb, kolejno od 0 do 9 - natomiast w systemie dwójkowym pojedyncze znaki oznaczają tylko 0 i 1.

Każdą liczbę w systemie dziesiętkowym możemy przedstawić w postaci sumy potęg liczby 10:

$$N = a_k 10^k + a_{k-1} 10^{k-1} + \dots + a_1 10^1 + a_0 10^0 \quad /2/$$

gdzie: $a_k, a_{k-1}, \dots, a_1, a_0$ - są cyframi danej liczby, mogącymi przyjmować wartość od 0 do 9. Liczba N jest tu więc oznaczona za pomocą ciągu swoich cyfr, tj. jako $a_k, a_{k-1}, \dots, a_1, a_0$.

Analogicznie, tę samą liczbę N można przedstawić w postaci sumy potęg liczby 2:

$$N = b_n 2^n + b_{n-1} 2^{n-1} + \dots + b_1 2^1 + b_0 2^0 \quad /3/$$

tutaj "cyfry" b_n, b_{n-1}, b_1, b_0 - mogą przyjmować tylko dwie wartości - 1 i 0.

Wobec tego w systemie dwójkowym liczba N oznaczona jest za pomocą ciągu "cyfr dwójkowych", np.

$$9 = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$$

albo

$$78 = 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0$$

to w systemie dwójkowym liczby dziesiętkowe 9 i 78 będą oznaczone odpowiednio jako: 1001 /9/ i 1001110 /78/.

Przechodzenie z systemu dziesiętkowego na system dwójkowy mimo pozorów nie jest wcale trudne. Przede wszystkim musimy wiedzieć, ile znaków ma zawierać liczba systemu dwójkowego, mająca odpowiadać danej liczbie systemu dziesiętkowego. W tym celu zapoznamy się z elementarnym ciągiem "cyfr" systemu dwójkowego i porównamy ten elementarny ciąg z elementarnym ciągiem liczb systemu dziesiętkowego, zestawiając je w tabeli 1.

Jeżeli teraz, liczby systemu dziesiętkowego: 1, 2, 4, 8... odpowiadające liczbom systemu dwójkowego: 1, 10, 100, 1000 ... przedstawimy w postaci potęg dwójki, jak to zrobiono w tabeli 2, to łatwo dostrzeżemy następującą prawidłowość: gdy wykładnik potęgi liczby 2 /z systemu dziesiętkowego/ zwiększa się o 1, to liczba dwójkowa, odpowiadająca tej liczbie dziesiętkowej, powiększa się o jedną cyfrę.

Ilość zer przy jedynce w liczbach systemu dwójkowego jest zawsze równa wykładnikowi potęgi 2 - np. liczbie $64 /2^6/$ odpowiada w systemie dwójkowym: 1000000, a liczbie $512 /2^9/$ odpowiada 1000000000. Jeżeli liczba z systemu dwójkowego nie da się wyrazić w postaci potęgi dwójki, wtedy należy brać najbliższą niższą liczbę dającą się wyrazić w takiej postaci i dodać do niej odpowiednią /pozostałą/ liczbę jednostek. Np. $66 /2^6 + 2/$ odpowiada dwójkowej liczbie $1000000 + 10 = 1000010$.

Mając do dyspozycji opisane narzędzie w postaci dwójkowego systemu liczenia, możemy każdą wartość napięcia

Tabela 1

Liczba zapisana w systemie dziesiętnym	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Liczba zapisana w systemie dwójkowym	0	1	10	11	100	101	110	111	1000	1001

Tabela 2

Liczby systemu dziesiętnego	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512	...
Liczby systemu dwójkowego	2 ⁰	2 ¹	2 ²	2 ³	2 ⁴	2 ⁵	2 ⁶	2 ⁷	2 ⁸	2 ⁹	...
Liczby systemu dwójkowego	1	10	100	1000	10000	100000	1000000	10000000	100000000	1000000000	...

wyrażoną liczbami dziesiętkowymi zamienić na liczbę dwójkową, a tę z kolei możemy przekształcić na język elektrotechniki, tzn. na stany prądowe i bezprądowe w opisanym przełączniku elektronowym, a te można już przesyłać po torach telekomunikacyjnych.

5. KODOWANIE

Powiedzieliśmy uprzednio, że do przełącznika elektrycznego doprowadzone jest napięcie z generatora zewnętrznego o częstotliwości 8000 Hz, umożliwiające otwieranie przełącznika na określony okres czasu. Stosując generator zewnętrzny o częstotliwości 8000 Hz, wyznaczono tym samym przedział między sąsiednimi impulsami w modulacji amplitudowo-impulsowej równy 125 μ s. Otrzymany ciąg impulsów - o jednakowym czasie trwania i różnej wysokości zostaje zamieniony na inny ciąg impulsów stanowiących kombinację impulsów binarnych - dwójkowych, czyli na liczbę dwójkową. Operacja, w której następuje taka zmiana, nosi nazwę kodowania, a urządzenie, w którym operacja jest dokonywana, jest urządzeniem kodującym - kode-rem. Tak więc każdy impuls zamieniony zostaje na kombinację impulsów binarnych, czyli na tzw. grupę kodową.

Ilość impulsów w każdej grupie kodowej zależy od ilości stopni kwantyzacji /np. w przypadku gdy stosujemy podział amplitudy na 32 stopnie kwantyzacji - 32 paski/ i określona jest zależnością:

$$k = \lg_2 S$$

/4/

gdzie:

S - liczba pasków,

k - liczba impulsów w grupie kodowej,

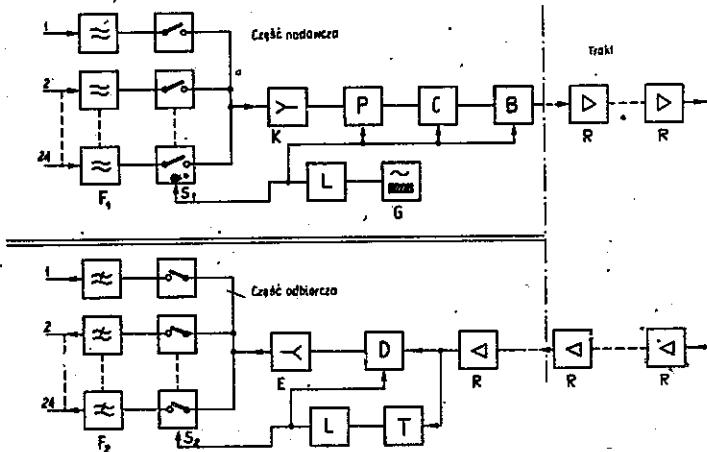
Dla $S = 32$ otrzymamy $k = 5$.

Ponieważ szerokość każdego impulsu z grupy kodowej jest k razy mniejsza od szerokości impulsu wynikającego z modulacji amplitudowo-impulsowej, więc też szerokość pasma niezbędnego do ich transmisji musi być k razy większa.

Rysunek 4 ilustruje zasadę kodowania. Skwantyzowanym impulsom /krzywa b/ przyporządkowuje się numer paska zapisany w systemie dwójkowym, a następnie zapis ten zamienia się na ciąg sygnałów binarnych, tzn. stanów prądowych i bezprądowych /rys. 4c/.

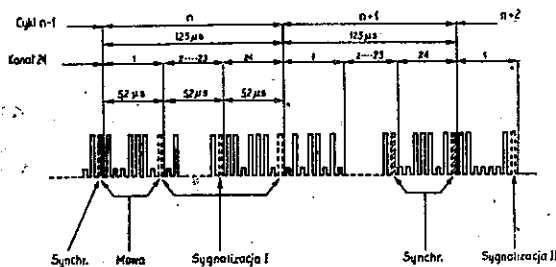
Schemat blokowy urządzeń telefonii nośnej 24-krotnej z modulacją impulsowo-kodową przedstawiono na rys. 5. Jest to schemat urządzenia doświadczalnego wykonanego przez firmę L.M. Ericsson. Sygnały pierwotne wychodzące z aparatów telefonicznych przechodzą przez filtry pasmowe F_1 , przepuszczające pasma od 300 do 3400 Hz, po czym poddawane są próbkowaniu w przełącznikach S_1 oraz kwantyzacji i kodowaniu w zespołach C i P. Zastosowany w grupie wspólnej kompresor K powoduje nie tylko kompresję impulsów, ale również przedłużenie czasu ich trwania, co z kolei zwiększa pewność działania kodera.

Sterowanie przełącznikami elektronicznymi oraz pozostałymi podzespołami dokonuje się za pomocą układów bramkujących L zasilanych z generatora prądem o częstotliwo-



Rys. 5. Schemat blokowy urządzenia T.N. 24 krotn. z modulacją impulsowo-kodową

F_1 - filtr kanałowy strony nadawczej, S_1 - przełącznik elektronowy, K - kompresor, P - kwantyzator, C - koder, B - konwerter, G - generator impulsów sterujących, L - obwód bramkujący, R - regenerator, T - obwód impulsów sterujących, D - dekodek, E - ekspander, S_2 - przełącznik elektronowy, F_2 - filtr kanałowy strony odbiorczej



Rys. 6. Widmo sygnału wysyłanego w tor w systemie z MIK

ści 8000 Hz. W opisywanym urządzeniu każda wartość impulsu, wynikająca z próbkowania, zastąpiona zostaje grupą kodową siedmioelementową. Do grupy kodowej dodaje się ósmy element przeznaczony do celów synchronizacji ukła-

du nadawczego i odbiorczego oraz do sygnalizacji. Funkcje synchronizacji i sygnalizacji podzielone są w ten sposób, że w jednym cyklu impuls przeznaczony jest do synchronizacji, a w następnym do sygnalizacji, jak pokazano na rys. 6.

Przełączniki elektronowe działają w ten sposób, że w każdym 125 μ sek następuje kolejne otwarcie wszystkich 24 kanałów, z czego wynika, że dla każdego kanału wyznaczono odcinek czasu wynoszący 5,2 μ sek, który następnie podzielony jest na 8 części dla siedmiu elementów grupy kodowej i jednego elementu sygnalizacyjno-synchronizacyjnego. W jednym cyklu próbkowania wszystkich 24 kanałów zawarte są 192 pozycje impulsowe. Wynika stąd szerokość pasma niezbędnego do transmisji 24 kanałów realizowanych z zastosowaniem modulacji impulsowo-kodowej.

$$24 \text{ kanały} \times 8 \text{ impulsów} = 192 \text{ impulsy}$$

$$192 \text{ impulsy} \times 8000 \text{ Hz} = 1536000 \text{ Hz} = 1536 \text{ kHz}$$

Ogólną prawidłowość ustalającą szerokość niezbędnego pasma wyraża wzór:

$$f_{\max} = f_n \cdot m \cdot k \quad /5/$$

w którym:

f_{\max} - szerokość pasma niezbędnego do transmisji w systemie z modulacją impulsowo-kodową,

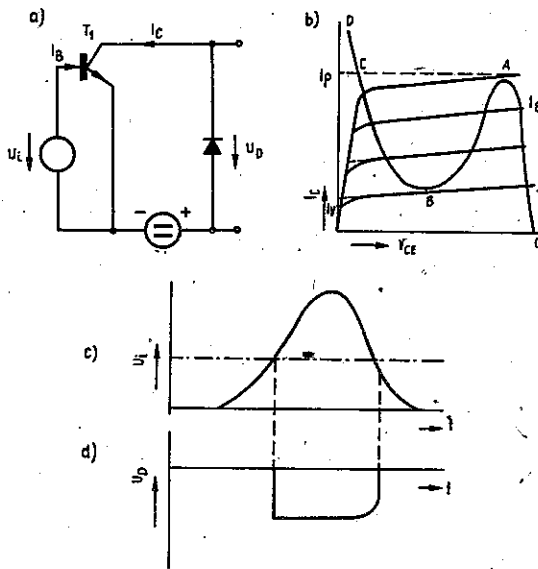
m - ilość kanałów telefonii nośnej,

k - ilość elementów impulsowych w grupie kodowej.

Impulsy grupy kodowej przesyłane są w tor kolejno z każdego kanału i jak pokazano na rys. 6 mają jednakową amplitudę i szerokość. W procesie transmisji następuje "rozmycie" impulsów zależne m.in. od długości toru; wzmocnienie bezpośrednio impulsów we wzmacniakach teletransmisyjnych nie jest wskazane ze względu na sumowanie się zniekształceń powstających w całym łańcuchu telekomunikacyjnym. Zastosowano więc metodę regeneracji /podobnie jak w teletransmisji telegraficznej/ w urządzeniach zwanych regeneratorami. Zadaniem regeneratora jest rozpoznanie impulsu w obecności zniekształceń przychodzących z toru, a następnie nadanie mu właściwego kształtu pierwotnego i wysłanie dalej w tor. Rys. 7 przedstawia przykład rozwiązania regeneratora z diodą tunelową, opracowanego przez Politechnikę w Lozannie.

Działanie regenerujące układu rozpoczyna się w chwili, gdy wysokość przychodzącego impulsu osiągnie pewien próg, który ustalony jest zależnie od stosunku sygnału do szumu i jest kontrolowany przez diodę tunelową. Przebieg napięcia na zaciskach wyjściowych diody tunelowej sterowany jest za pomocą prądu I_p . Sygnał wchodzący na zaciski wejściowe regeneratora podawany jest na bazę tranzystora T_1 . Prąd kolektora I_c wzrasta i gdy przekroczy wartość I_p , zmienia się punkt pracy na charakterystyce diody tunelowej z odcinka OA na odcinek CD i równocześnie zmienia się napięcie wyjściowe U_d .

Jeżeli prąd I_c jest mniejszy od prądu minimalnego I_v , punkt pracy przenosi się z powrotem na odcinek OA. W ten sposób impulsom rozmytym /rys. 7c/ nadaje się formę o



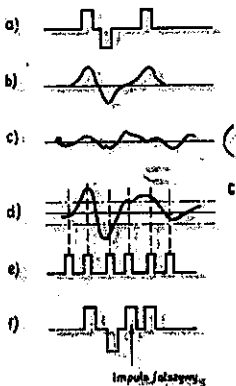
Rys. 7. Schemat i zasada działania regeneratora impulsów

I_B - prąd bazy, I_C - prąd kolektora, I_p - maksimum prądu, I_v - minimum prądu, T_1 - tranzystor, t - czas, U_1 - sygnał do regeneracji, U_D - sygnał wyjściowy, V_{CE} - napięcie kolektor-emiter, A;B;C;D - charakterystyczne punkty dla zmiany stanu pracy regeneratora

stromych zboczach /rys. 7d/ i o amplitudzie identycznej z amplitudą impulsów nadawanych na początku toru. Szerokość impulsów wychodzących z regeneratora jest jednak zależna od szerokości impulsu doprowadzonego do zacisków regeneratora, a ich położenie jest przesunięte w czasie. Właściwą szerokość impulsu oraz jego zależność czasową w stosunku do innych impulsów grupy kodowej uzyskuje się dzięki doprowadzeniu impulsów taktowych z zespołu synchronizującego.

Wartość progowa układu regeneracyjnego powinna być tak dobrana, aby zapewnić dobrą jakość transmisji, tzn. nie przenosić do następnego odcinka regeneracyjnego żadnych zniekształceń z odcinka poprzedniego oraz bezbłędnie odtwarzać sygnały nadane na początku toru. Pojawienie się lub brak sygnału na wejściu regeneratora powinno być wyraźnie określone w stosunku do zniekształceń przychodzących z toru oraz do zniekształceń wprowadzonych przez sam regenerator /rys. 8/.

Dla systemu 12-krotnego prawdopodobieństwo zaistnienia błędu zależy od stosunku sygnału do szumu przedstawia tabl. 3.



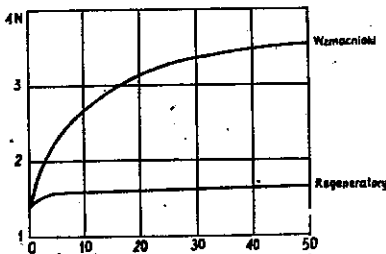
Rys. 8. Ilustracja powstawania zniekształceń sygnału w zależności od zniekształceń toru.

a/ sygnał nadany, b/ odebrany sygnał bez szumu, c/ szum, d/ odebrany sygnał z szumem, e/ impulsy synchronizacyjne, f/ sygnał wychodzący z regeneratora.

Cyfry zawarte w kolumnie 1. tabl. 3 odnoszą się do traktu transmisji, natomiast podobne zależności dla kanału można określić biorąc pod uwagę wzór 1. Widać też, że systemy wielokrotne z modulacją impulsowo-kodową mogą być stosowane na torach kablowych o gorszych parametrach od torów dla systemów z modulacją amplitudy. Można wykazać, że w opisanym systemie stosunek sygnał/szum

T a b e l a 3

Stosunek sygnał/szum /dB/.	17,4	19,6	21,0	22,0	23,0
Prawdopodobieństwo błędu	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-10}	10^{-12}
Równoważnik jednego błędu na każde	15 msek	1,5 sek	2,5 min	4 godz.	17 dni



Rys. 9. Charakterystyka narastania zniekształceń w zależności od ilości odcinków wzmacniakowych.

w kanale jest funkcją liniową ilości elementów w grupie kodowej.

Ilustracją zalet traktu z regeneratorami w porównaniu do traktu ze wzmacniakami jest również rys. 9 przedstawiający sumowanie zniekształceń dla obydwu przypadków traktów.

6. ZASTOSOWANIE MODULACJI IMPULSOWO-KODOWEJ

Znajomość zasad próbkowania, kwantyzacji i kodowania, stanowiących podstawę systemu z modulacją impulsowo-kodową, pozwala na podkreślenie kilku podstawowych własności tego systemu w porównaniu ze znanymi własnościami systemów częstotliwościowych.

Jako podstawową zaletę systemów z modulacją impulsowo-kodową przyjmuje się małą wrażliwość na zakłócenia i zniekształcenia, pochodzące z traktu liniowego, co pozwala na wykorzystanie dla tych systemów torów o dość wysokim poziomie szumów, nie nadających się do systemów częstotliwościowych.

Współczesne systemy częstotliwościowe mogą być stosowane tylko wtedy, gdy mamy do dyspozycji bardzo stabilny i wysokiej jakości trakt grupowy. Trakt taki wymaga ciągłej kontroli i regulacji poziomu, zastosowania złożonego układu automatycznej lub ręcznej regulacji zniekształceń tłumieniowych, kontroli i usuwania zniekształceń nieliniarnych.

Trakt grupowy w systemie z MIK^{1/} nie wymaga kontroli zniekształceń nieliniarnych i poziomu przenoszenia, a ponadto dopuszcza się stosunkowo duże wahania charakterystyki tłumienności w każdym odcinku regeneracyjnym.

Systemy częstotliwościowe są bardzo czułe na zmiany obciążenia traktu grupowego. Jeżeli moc sygnału grupowego przekracza dopuszczalną wartość, poziom szumów we wszystkich kanałach silnie wzrasta i dlatego w systemach tych niewiele kanałów można wykorzystywać do wtórnego uwielokrotnienia /dla telegrafii akustycznej, fototelegrafii, transmisji danych/, ponieważ średnia

^{1/}System MIK - system z modulacją impulsowo-kodową, zwany w literaturze angielskiej systemem PCM; oznaczenie to jest coraz częściej przyjmowane również w technicznej literaturze polskiej /przyp. red./.

moc takich sygnałów jest wyższa niż średnia moc sygnału telefonicznego.

Systemy z MIK nie nakładają żadnych ograniczeń na warunki obciążenia traktu grupowego, co jest bardzo istotne z uwagi na spodziewany w najbliższych latach wzrost ilości informacji przekazywanych za pomocą urządzeń transmisji danych.

Należy zaznaczyć, że kanały z podziałem czasowym MIK mogą być wykorzystywane do transmisji danych z dużą szybkością. Jeżeli strumień informacji dyskretniej wprowadzimy nie do części nisko częstotliwościowej, ale bezpośrednio w trakt grupowy, to prędkość transmisji tej informacji może osiągnąć 56000 bitów w jednym kanale telefonicznym /przy 7-impulsowej kombinacji/, zamiast 1000 - 2000 bitów przy wykorzystaniu kanałów częstotliwościowych.

Trudno jeszcze w chwili obecnej przeprowadzić dokładne porównanie, szczególnie ekonomiczne, systemów czasowych z MIK z systemami częstotliwościowymi. Można jedynie wskazać, że w urządzeniach końcowych MIK wyposażenie indywidualne kanałów będzie o wiele prostsze niż w systemach częstotliwościowych. Wyposażenie grupowe urządzeń końcowych jest stosunkowo bardziej złożone, jednakże poważną część tego wyposażenia nie wymaga dokładnej regulacji. Jeżeli chodzi o trakt liniowy, to należy oczekiwać, że regeneratory będą o wiele prostsze i tańsze niż wzmacniacze systemów częstotliwościowych. Jednak z uwagi na znaczną tłumienność torów dla tak wysokich częstotliwości regeneratory muszą być umieszczone

w niewielkiej od siebie odległości - najwyżej w odległości 2 km - stąd sumaryczny ich koszt może być znaczny.

Jeżeli idzie o kable stosowane w traktach z modulacją impulsowo-kodową, to mogą one mieć znacznie gorsze parametry elektryczne niż kable w systemach częstotliwościowych, np. mogą być stosowane kable o skręcie parowym, nie nadające się do uwielokrotnienia częstotliwościowego.

Przedstawiając zalety systemów czasowych opartych na MIK nie można zapominać, że posiadają one również bardzo poważne wady. Jedną z nich jest konieczność poszerzenia pasma częstotliwości w porównaniu z systemami częstotliwościowymi w przybliżeniu 15-krotnie. Zagadnienie szerokości pasma dla MIK jest również pilnie studiowane i ostatnio opracowane systemy z MIK /w tym również system opracowywany w Polsce/ wymagają poszerzenia pasma tylko 7-krotnie. Należy jednak zwrócić uwagę, że wada ta jest w wielu zastosowaniach kompensowana przez bardzo duży odstęp od zakłóceń lub przez możliwość bardziej racjonalnego wykorzystania pasma częstotliwości /w transmisji danych/.

Rozważając więc zalety i wady nie należy wyciągać zbyt pochopnych wniosków, że w najbliższym czasie systemy o podziale czasowym wyeliminują systemy częstotliwościowe, jednak w pewnych przypadkach widoczna jest wyraźna przewaga tych pierwszych i na te przypadki należy zwrócić uwagę. Jak dotąd, systemy częstotliwościowe i systemy z MIK opracowywane są niezależnie od siebie jako systemy samodzielne. Systemy częstotliwościowe, jak

już powiedziano, opracowuje się przede wszystkim dla łączności dalekosiężnej, natomiast systemy z MIK znajdują zastosowanie na razie w węzłach telekomunikacyjnych do uwielokrotniania kabli międzycentralowych, tzn. re-lacji o niewielkiej liczbie regeneratorów. Należy przewidywać, że systemy z MIK znajdą zastosowanie również w łączności okręgowej na kablach pupinizowanych, z tym że w miejsce istniejących cewek pupinowskich zastosowane zostaną regeneratory. Wprowadzenie systemów z MIK w re-lacjach dłuższych będzie mogło mieć miejsce, gdy opracowane zostaną regeneratory uzasadniające pod względem ekonomicznym taką operację. Na pierwszy plan wysuwają się jednak sieci miejscowe i sieci podmiejskie, w których zgromadzona jest w zasadzie większość torów całej sieci telekomunikacyjnej. Długość poszczególnych kabli w takich sieciach /w kablach międzycentralowych/ nie przekracza w naszych warunkach 8 km, a większość z nich ma długość 4 km. W takich warunkach, w miarę rozbudowy central miejscowych, korzystniej będzie uwielokrotnić istniejące tory urządzeniami opartymi na systemie MIK niż układać nowe kable. Decydować będzie ścisła analiza ekonomiczna, wyznaczająca zakres zastosowań omawianego systemu.

Na zakończenie należy wspomnieć również o próbach połączenia systemów częstotliwościowych i czasowych w celu stworzenia jednolitej sieci telekomunikacyjnej. Opracowano układy jednolitej sieci telekomunikacyjnej, w której procesy łączenia oraz sposób wykorzystania torów oparty jest na układach modulacji impulsowo-kodowej. O-

pracowuje się też układy MIK dla transmisji telewizyjnej.

WYKAZ LITERATURY

1. Niewiadomski T.: Przyszłościowe elastyczne systemy sieci telekomunikacyjnych. - Sympozjum: Problemy nowoczesnych systemów teletransmisyjnych. Warszawa 1963, PWN.
2. Błocki F., Skarbiński Z.: Systemy wielokrotne w telekomunikacji. Warszawa 1962, WNT.
3. Sztejn W.M.: Pieriedacza telefonicznych soobsczenij metodom IKM. Elektrosviaź 1963, t. 17, nr 2, s. 37-48.
4. Einarsson G.: Ein 24-kanaliges puls-codemoduliertes Übertragungssystem für Versuchs-zwecke. Ericsson Review 1966, t. 23, nr 2, s. 42-49.
5. Weber H.: Grundlågende Eigenschaften der Pulscodemodulation. PTT 1966, t. 44, nr 6, s. 166-175.
6. Yechouroun C., Vuffray G.: Transmission de signaux codés par lignes téléphoniques. PTT 1966, t. 44, nr 6, s. 185-192.
7. Nowicki W.: Telekomunikacja współczesna. Próba syntezy. Warszawa 1966, PWN.

WŁASNOŚCI SYSTEMU PCM PRZEZNACZONEGO DO PRACY NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

Opracował J. Miłek na podstawie artykułu: Kūmagai D., Amano S., Kurahashi Y. i Matsuura Y.: System performance of PCM system for short-haul trunks. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 863-876.

1. OGÓLNA CHARAKTERYSTYKA SYSTEMU

Opracowany system PCM, przeznaczony do pracy na małe odległości posiada 24 kanały telefoniczne. Zakończenia kanałowe mogą być zrealizowane w układzie jedno lub dwutorowym. Tłumienność wynikowa systemu wynosi 3,5 dB /0,4 Np/. Maksymalny poziom nadawczy dający pełne wystrojenie kodera posiada wartość +3 dB /+0,35 Np/. Charakterystyka częstotliwościowa kanałów dla strony nadawczej mieści się w 2/5 gabarytu zalecanego przez CCITT, natomiast dla strony odbiorczej charakterystyka częstotliwościowa mieści się w 1/10 zalecanego gabarytu.

Próbkowanie kanałów odbywa się z częstotliwością 8kHz. Zwiększenie odstępów sygnału od szumów kwantyzacji jest zrealizowane za pomocą diodowego komandora momentalnego, wspólnego dla 24 kanałów.

Analogowy sygnał akustyczny jest przetwarzany na sygnał cyfrowy w linearnym przetworniku.

Do transmisji sygnału rozmowy wykorzystuje się 7 elementów kodu binarnego, z wykluczeniem kombinacji ze wszystkimi zerami. Ósmy element grupy kodowej kanału jest prze-

znaczony do transmisji sygnałów komutacyjnych.

Do synchronizacji końcowego urządzenia nadawczego z odbiorczym wykorzystany jest 193 element, dodany do grupy elementów 24 kanałów telefonicznych i sygnalizacyjnych. 193 element przyjmuje kolejno wartość 1 lub 0.

Podstawowa częstotliwość repetycji impulsów liniowych wynosi 1544 kHz.

W celu wyeliminowania składowej stałej z liniowego sygnału cyfrowego przesyłanego przez tor kablowy oraz w celu obniżenia częstotliwości widma zastosowano zasadę wysyłania kolejnych impulsów z polaryzacją na przemian dodatnią lub ujemną.

Regeneratory odtwarzają odebrane impulsy zarówno pod względem amplitudy, jak i czasu ich trwania. Informacja potrzebna regeneratorze do czasowej synchronizacji pobierana jest z transmitowanego sygnału cyfrowego.

Powyższy system został poddany badaniom na trasie o długości 6,533 km, pomiędzy centralami Ikebukuro i Kitamachi. Na 1000-parowym kablu o średnicy żył 0,65 mm zainstalowano 4 nieobsługiwane stacje z regeneratorami. Urządzenia końcowe były umieszczone w sali z wybierakami, aby zbadać ich podatność na zakłócenia impulsowe, pochodzące z urządzeń komutacyjnych. Stojaki regeneratorów końcowych były umieszczone w sali pomiarowej. Do połączeń pomiędzy stojakiem urządzeń końcowych, stojakiem regeneratorów i przełącznicą główną wykorzystano kabel ekranowany o średnicy żył 0,65 mm i impedancji falowej 110Ω , do połączeń zaś wewnątrz przełącznicy głównej został zastosowany ekranowany przewód połączeniowy.

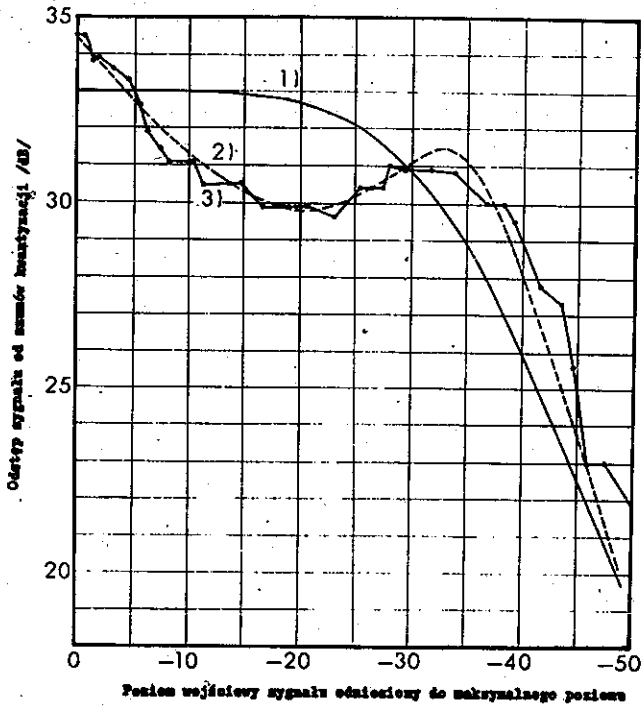
2. PARAMETRY ELEKTRYCZNE KANAŁÓW TELEFONICZNYCH

Tłumienność wynikowa kanałów telefonicznych zmienia się w zależności od wartości poziomu, przy którym pomiar jest wykonywany. Jest to wywołane ziarnistością przesyłanej informacji. Dodatkowym źródłem zmian tłumienności wynikowej w zależności od poziomu są niezgodności pomiędzy charakterystyką kompresora i ekspandora; te ostatnie zmiany mają większe znaczenie i mogą wynosić około $\pm 0,015$ Np. Jeszcze większy wpływ na wahania tłumienności wynikowej wywiera temperatura otoczenia. Zmiany temperatury od 5 do 35°C wywołują zmianę tłumienności wynikowej o $\pm 0,03$ Np. Długookresowe zmiany tłumienności wynikowej mierzone w ciągu 35 dni wynosiły 0,02 Np.

Kwantyzacja sygnału sprawia, że w czasie jego transmisji pojawiają się szумы kwantyzacji. Zastosowanie komparatora poprawia odstęp sygnału od szumów dla małych poziomów. Na rys. na str. 28 przedstawione są zależności odstępu sygnału od szumu kwantyzacji w zależności od poziomu wejściowego, odniesionego do poziomu maksymalnego.

Przenik zdalny pomiędzy kanałami w systemie PCM występuje po stronie nadawczej na odcinku od nadawczej części kanałowej do kodera oraz po stronie odbiorczej na odcinku od dekodera do odbiorczej części kanałowej.

Dla strony nadawczej przeniki te wynikają z ograniczonego pasma częstotliwości przenoszonych przez kompresor oraz z niedoskonałego rozładowania kondensatorów magazynujących. Jeżeli poziom przeniku jest mniejszy od najmniejszego skoku kwantyzacji, a koder będzie w naj-



Odstęp sygnału od szumów kwantyzacji

1/ charakterystyka teoretyczna $\mu = 100$, 2/ obliczona charakterystyka dla komandora diodowego, 3/ charakterystyka zmierzona dla komandora diodowego /przy częstotliwości 900 Hz/

gorszym przypadku ustawiony na granicy pomiędzy poziomami, wówczas przenik spowoduje zmianę stanu w koderze, a następnie w dekodekcie o jeden stopień kwantyzacji. Po stronie odbiorczej przenik pojawia się głównie w ekspandorze, w którym z powodów konstrukcyjnych trudno uzyskać bardzo niską dolną częstotliwość graniczną przenoszonego pasma. Przeprowadzone parametry wykazały, że odstęp od

przeniku, wywołanego powyższymi względami, nie jest mniejszy od 64 dB /7,4 Np/.

W kanale mogą również wystąpić szумы nie w wyniku przeniku, lecz na skutek zewnętrznych, niewielkich zakłóceń, przedostających się na wejście kodera. Gdy koder jest ustawiony na granicy pomiędzy dwoma sąsiednimi poziomami, wówczas zakłócenia te mogą spowodować przeskoki o jeden stopień kwantyzacji i na wyjściu dekodera powstaną szумы o amplitudzie jednego skoku. Pomiarы wykazują, że psfometryczny poziom mocy szumów w punkcie o poziomie względnym -3 dB /-0,35 Np/ w najgorszym przypadku nie przekracza wartości -65 dB /-7,5 Np/.

Innym źródłem szumów w kanale telefonicznym są błędy, powstające przy transmisji sygnału cyfrowego przez tor z regeneratorami oraz błędy, pochodzące z zakłóceń wpływających na pracę układów logicznych. Efektem tych błędów są krótkotrwałe trzaski.

Z badań prowadzonych w ciągu 12 dni za pomocą oscyloskopu pętlicowego stwierdzono, że większość trzasków ma poziom -40 dBm.

W godzinach największego ruchu, od 9 do 17, występował średnio jeden trzask co 4 minuty przy stopie błędów 10^{-6} i 4 trzaski na minutę przy stopie błędów 10^{-5} .

Synchronizacja

Do właściwej współpracy nadawczego urządzenia końcowego z odbiorczym konieczna jest synchronizacja zegarów oraz synchronizacja ramki, służąca do ustalenia zgodności kanałów. Synchronizacja zegarów odbiorczego urządzenia końcowego jest zrealizowana analogicznie jak w regeneratorze. Z odbieranego sygnału cyfrowego wylawiany jest za pomocą obwodu rezonansowego sygnał o częstotliwości zegara 1544 kHz. Przez dwa tygodnie były przeprowadzane badania układu synchronizacji zegarów, który współpracował z torem kablowym, wyposażonym w 52 regeneratory na trasie o długości 72 km. Na tor był nadawany sygnał cyfrowy, posiadający 1 impuls na 8 elementów. W czasie tych badań nie wystąpiła ani jedna przerwa w sygnale zegarowym.

Do synchronizacji ramki zastosowano jeden dodatkowy, 193 element, posiadający na przemian w kolejnych ramkach wartość 1 lub 0.

Rozwiązanie to jest proste i tanie. W procesie transmisji sygnału cyfrowego przez tor z regeneratorami mogą wystąpić błędy w elemencie, niosącym informację o synchronizacji. Aby układ odbiorczy synchronizacji nie rozpoczął poszukiwania synchronizmu od przypadkowych błędów, zastosowany został specjalny układ zabezpieczający typu całkującego. Układ ten zezwala na rozpoczęcie poszukiwania synchronizacji jedynie w przypadku, gdy koncentracja błędów osiąga określoną wartość, przy której można z całą pewnością przypuszczać, że nastąpiło wytrącenie z synchronizmu.

w przypadku gdy koncentracja błędów jest mała, oznacza to, że błędy powstają nie z powodu zaniku synchronizacji, lecz na skutek zakłóceń, przenikających do toru PCM z urządzeń komutacyjnych i wówczas układ zabezpieczający nie zainicjuje poszukiwania synchronizmu.

W celu określenia optymalnego czasu zabezpieczającego przeprowadzono badania stabilności synchronizacji na torze PCM z 52 regeneratorami. Wyniki są przedstawione w tabeli poniżej.

T a b e l a

Stabilność synchronizacji

Czas zabezpieczający /ms/	Okres pomiaru /godz./	Ilość omyłkowych wypadnięć z synchronizmu	Ilość omyłkowych wypadnięć z synchronizmu w ciągu 24 godzin
0,8	262.3	11	1.01
2.0	453.0	3	0.16
3.0	336.0	0	0

W rezultacie przyjęto czas zabezpieczający 3 ms, gdyż zapewnia on skuteczne zabezpieczenie stabilności synchronizacji.

WŁASNOŚCI TRANSMISYJNE I SPRZEŻENIOWE
W ZAKRESIE WIELKICH CZĘSTOTLIWOŚCI KABLI MIEJSCOWYCH
I OKRĘGOWYCH WYKORZYSTYWANYCH DO PRZESYŁANIA
SYGNAŁÓW IMPULSOWEJ TELEFONII WIELOKROTNEJ

Opracował Zdzisław Perkowski na podstawie artykułu Matuda S.: High frequency transmission properties and crosstalk characteristics of intercity and toll cables applicable to PCM transmission design. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965, t.13, nr 11-12, s. 906-930.

1. WPROWADZENIE

24-kanalowy system telefonii wielokrotnej z modulacją impulsową kodowaną /PCM/ stosuje się w krótkich połączeniach sieci okręgowej oraz na magistralnych kablach miejscowych, łączących między sobą centrale telefoniczne dużych obszarów miejskich. Z tego powodu jako linie transmisyjne do systemów PCM wykorzystuje się kable miejscowe i okręgowe.

Wspomniane kable były pierwotnie projektowane i produkowane dla pasma częstotliwości akustycznych, a ich charakterystyki transmisyjne były mierzone tylko do częstotliwości 250 kHz z uwagi na stosowanie systemu telefonii wielokrotnej na niewielkie odległości [1 + 5]. Przy projektowaniu odcinków wzmacniakowych systemu telefonii impulsowej 24-kanalowej wymagana jest jednak znajomość charakterystyk transmisyjnych tych kabli co najmniej do 3 MHz, wobec czego począwszy od września 1962 r

rozpoczęto pomiary własności transmisyjnych i sprzężeniowych wielu kabli zainstalowanych, jak również pojedynczych odcinków fabrykacyjnych.

W niniejszym artykule przedstawiono uzyskane wyniki pomiarów [6 + 13] i ich analizę, a ponadto omówiono standardowe charakterystyki kabli produkcji japońskiej.

2. WYMAGANIA DOTYCZĄCE WŁASNOŚCI ELEKTRYCZNYCH KABLI

Pomiarom poddawano kable miejscowe parowe i czwórko-
we w powłokach ołowianych z żyłami o średnicy 0,4; 0,5;
0,65 i 0,9 mm izolowanymi papierem, kable okrągowe czwór-
kowe w powłokach ołowianych z żyłami o średnicy 0,9 i
1,4 mm izolowanymi papierem, kable okrągowe czwórko-
we w powłokach ołowianych z żyłami o średnicy 0,9 mm izolowa-
nymi polietylenem piankowym oraz kable okrągowe czwórko-
we w powłokach z tworzyw termoplastycznych z żyłami o
średnicy 0,65 i 0,9 mm izolowanymi polietylenem pianko-
wym. Uzgodnione z Nippon Telegraph and Telephone Public
Corporation wartości znamionowe pojemności skutecznej to-
rów macierzystych czwórek bądź torów symetrycznych par
wynoszą:

50 nF/km w przypadku kabli miejscowych oraz

38,5 nF/km w przypadku kabli okręgowych.

Wymagana oporność izolacji żył bez względu na rodzaj
kabla wynosi 10000 MΩ.km. Maksymalne dopuszczalne war-
tości oporności pojedynczych żył wynoszą odpowiednio:
147,5; 93,5; 56,5 i 29,0 Ω/km dla żył o średnicach 0,4;

0,5; 0,65 i 0,9 mm dowolnych kabli... Normowane są ponadto asymetrie oporności żył /1 lub 1,5% w torach macierzystych czwórek kabli okręgowych zależnie od rodzaju powłoki/, odchylenia pojemności skutecznej od wartości znamionowych ± 10 lub $\pm 20\%$ w przypadku kabli miejscowych zależnie od liczby par, ± 8 , ± 10 , ± 12 lub $\pm 14\%$ w przypadku kabli okręgowych zależnie od liczby par i rodzaju izolacji żył/, a także asymetrie pojemności przy częstotliwości 1 kHz oraz tłumienności przesłuchowe wiązek przeznaczonych do telefonii wielokrotnej w kablach okręgowych przy częstotliwości 120 kHz.

3. IMPEDANCJA FALOWA

3.1. Obliczanie impedancji falowej

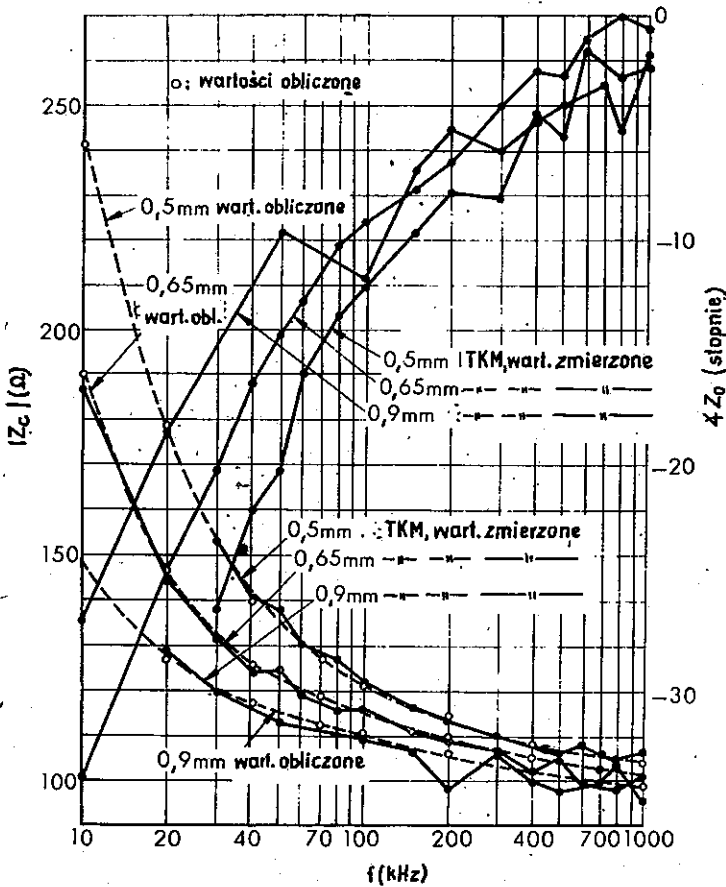
Moduł impedancji falowej oblicza się z parametrów pierwotnych kabli przy wykorzystaniu równania /1/:

$$|Z_c| = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt[4]{\frac{1 + \operatorname{tg}^2 \eta}{1 + \operatorname{tg}^2 \sigma}}, \quad /1/$$

w którym:

$$\operatorname{tg} \eta = \frac{R}{\omega L}, \quad \operatorname{tg} \sigma = \frac{G}{\omega C}$$

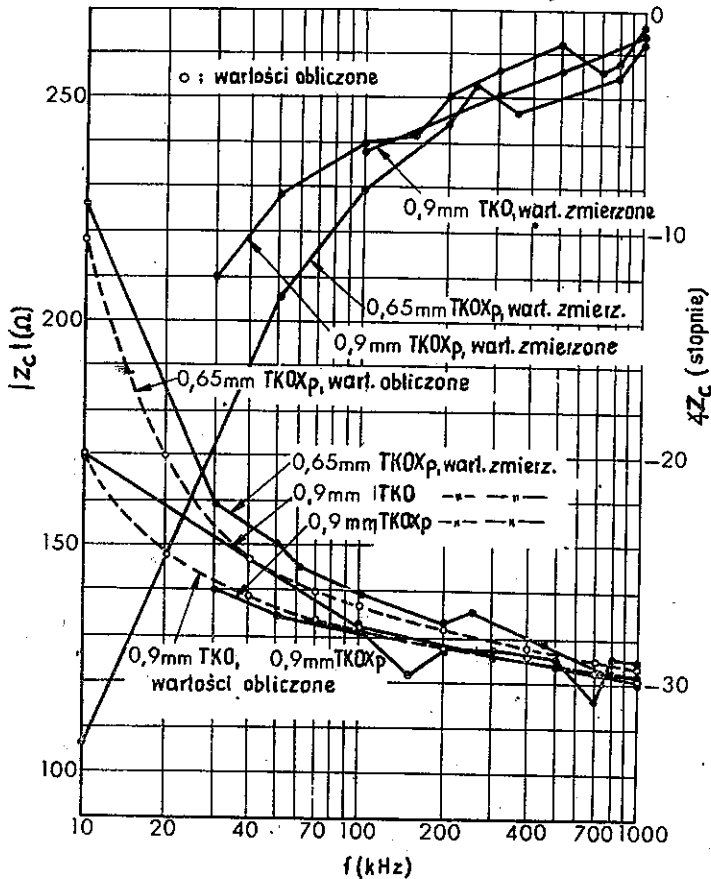
Wartości R i L przy dużych częstotliwościach różnią się od wartości przy małych częstotliwościach z powodu wpływu zjawiska naskórkowości, zjawiska zbliżenia, prądów wirowych w czwórce itp. Zależność G od częstotliwości



Rys. 1. Impedancja falowa kabli miejscowych o izolacji papierowej /TKM/

ści jest zwykle bardzo skomplikowana. Przy obliczaniu modułu impedancji falowej wartości L, R i G koryguje się, uwzględniając wspomniane zjawiska.

W zakresie małych częstotliwości $\operatorname{tg} \delta$ jest mniejszy niż $0,001$, a więc pomijalnie mały w stosunku do jedności. Jeśli sytuacja taka występuje także przy większych częstotliwościach, to równanie /1/ może być uproszczone do postaci:



Rys. 8 Impedancja falowa kabli okręgowych o izolacji papierowej /TKO/ i o izolacji polietylenowej piankowej /TKOXp/

$$|Z_c| \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \eta} \quad (2)$$

Wartości R i L przy dużych częstotliwościach mogą być obliczone, jeżeli znane są średnice żył $2r$ i odległości d między żyłami [10]. Dla kabli miejscowych z czwórka- mi gwiazdowymi stosunek $\frac{d}{r} = 4,0$, natomiast dla kabli okręgowych $\frac{d}{r} = 4,5$. Obliczone wartości indukcyjności to-

rów macierzystych L_0 przy wielkich częstotliwościach wynoszą wówczas odpowiednio 0,66 i 0,71 mH/km.

Obliczając wartości R_0 przy dużych częstotliwościach oraz uwzględniając podane wyżej wartości indukcyjności i przytoczone w rozdz. 2 wartości znamionowe pojemności skutecznej można z równania /2/ obliczyć moduły impedancji falowej. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 1 i 2.

3.2. Wartości średnie zmierzonej impedancji falowej

Pomiary impedancji falowej wykonano na dużej liczbie odcinków kabli ułożonych oraz na pojedynczych odcinkach fabrykacyjnych. Przy częstotliwościach mniejszych niż 100 kHz mierzono impedancje wejściowe toru zwartego i nieobciążonego na końcu, natomiast przy większych częstotliwościach mierzono jedną z tych impedancji z uwagi na dużą tłumienność kabli ułożonych. W przypadku pojedynczych odcinków fabrykacyjnych mierzono obydwie impedancje wejściowe.

Do pomiarów wybierano pary znajdujące się w rdzeniu, warstwach środkowych i warstwach zewnętrznych ośrodków kabli miejscowych, czwórkowych, o średnicach żył 0,5; 0,65 i 0,9 mm oraz parowych, o średnicy żył 0,9 mm, jak również kabli okręgowych z żyłami o średnicy 0,65 i 0,9 mm, izolowanymi polietylenem piankowym oraz z żyłami o średnicy 0,9 mm, izolowanymi papierem. Liczba mierzonych kabli każdego rodzaju wynosiła od 1 do 5, natomiast liczba mierzonych par - od 2 do 46.

Obliczone z wyników pomiarów wartości średnie przed-

stawiono na rys. 1 i 2; różnią się one od wartości obliczonych z równania /2/ nie więcej niż o 3 do 4% w zakresie częstotliwości do 1 MHz.

3.3. Rozrzut impedancji falowej

Impedancja falowa zależy od położenia wiązki, w ośrodku kabla, inna jest dla wiązek rdzeniowych niż dla wiązek warstwy zewnętrznej. Rząd wielkości standardowego odchylenia σ nie zmienia się w zależności od częstotliwości dla danego kabla, ale odchylenie to obliczone dla kilku kabli jednakowego rodzaju jest nieco większe niż dla jednego kabla.

Średnie odchylenie standardowe dla wszystkich mierzonych kabli i wszystkich częstotliwości pomiarowych wynosi $4,7 \Omega$, natomiast dla jednego kabla wynosi ono $3,2 \Omega$. Poszczególne wartości σ przy jednej częstotliwości pomiarowej z zakresu od 10 do 1000 kHz zawierają się w granicach od 0,5 do $7,5 \Omega$.

Różniczkując równanie /2/ otrzymuje się:

$$\frac{\Delta |Z_c|}{|Z_c|} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \eta} \frac{\Delta L}{L} + \frac{1}{1 + \operatorname{ctg}^2 \eta} \frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta C}{C} \right] \quad /3/$$

Ponieważ przy dużych częstotliwościach $\operatorname{tg}^2 \eta \ll 1$, $\frac{\Delta L}{L} \cong -\frac{\Delta C}{C}$, a jak wynika z porównania wartości minimalnych i maksymalnych oporności dla prądu stałego różnych torów $\frac{\Delta R}{R}$ w najgorszym przypadku wynosi 0,076, to równanie /3/ redukuje się do postaci:

$$\frac{\Delta |Z_c|}{|Z_c|} \approx - \frac{\Delta C}{C} \quad /4/$$

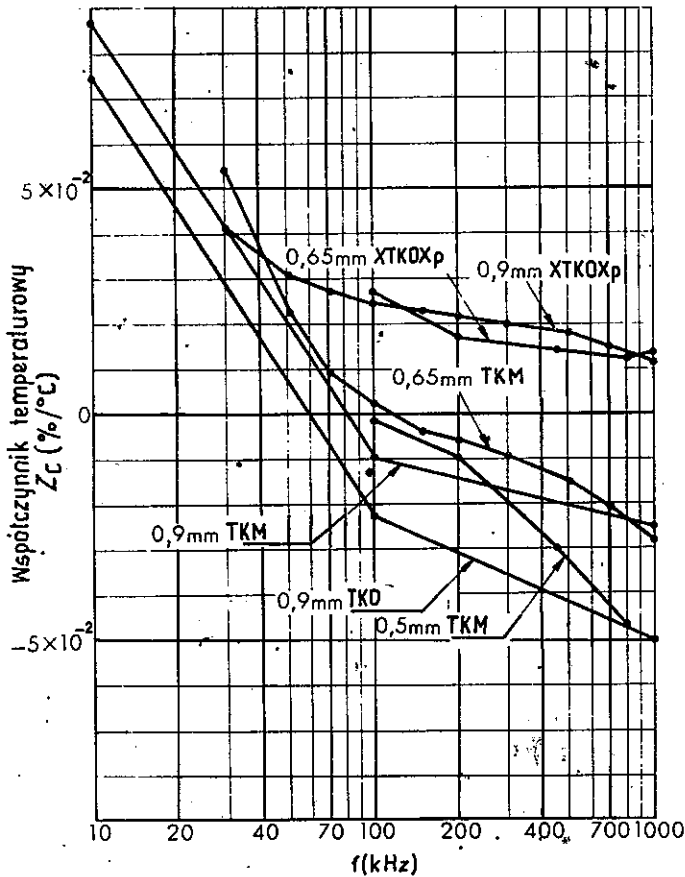
Równanie /4/ wskazuje, że standardowe odchylenie modułu impedancji falowej zależy od ustalonych warunków technicznych odnośnie odchylenia pojemności od wartości znamionowej. W przypadku kabla okręgowego $\frac{\Delta C}{C} < 0,08 + 0,14$ w każdym odcinku kabla; dzieląc z kolei wartość $\Delta |Z_c| = 3\sigma$ przez wartość modułu $|Z_c|$ przy $\sigma = 3,2\Omega$ otrzymuje się $\frac{\Delta |Z_c|}{|Z_c|} = 0,08$, co wskazuje, że wyniki pomiarów są właściwe.

Nieregularności impedancji falowej kabla są niepożądane dla systemu PCM, ponieważ wywołują one nakładanie się impulsów. Rząd wielkości tych nieregularności może być oszacowany na podstawie amplitud wahań charakterystyki częstotliwościowej impedancji falowej. Ażeby wielkości wspomnianych nieregularności nie były zbyt duże, amplitudy wahań charakterystyk częstotliwościowych impedancji falowej powinny być mniejsze niż standardowe odchylenia modułu impedancji falowej jednego odcinka, ponieważ to ostatnie wymaganie uwzględnia zarówno rozrzut impedancji falowej różnych par kabla jak i zależność tej wielkości od częstotliwości.

Kąt fazowy impedancji falowej jest bardzo mały i praktycznie nie wchodzi w rachubę, chociaż jego rozrzut jest tym większy, im większa jest częstotliwość.

3.4. Wpływ temperatury na impedancję falową

Zależność zmian impedancji falowej od zmian temperatury jest skomplikowana, lecz zmiany te są względnie małe. Wyniki pomiarów wspomnianej zależności przedstawione są na rys. 3.



Rys. 3. Współczynnik temperaturowy modułu impedancji falowej kabli TKM, TKO oraz XTKOXp /o izolacji polietylenowej plankowej i o powłoce polietylenowej/

Ponieważ rząd wielkości zmian jest bardzo mały, a pomiary przeprowadzono przy stosunkowo dużych częstotliwościach, to dokładność przytoczonych wyników jest niewielka. Współczynnik temperaturowy jest mały /rzędu $\pm 0,02\%/^{\circ}\text{C}$ / i praktycznie nie ma żadnego znaczenia. Kable o izolacji papierowej mają ujemny współczynnik temperaturowy przy dużych częstotliwościach, natomiast kable o izolacji polietylenowej piankowej - dodatni.

4. TŁUMIENNOŚĆ^{1/} JEDNOSTKOWA W ZAKRESIE WIELKICH CZĘSTOTLIWOŚCI

4.1. Obliczanie tłumienności jednostkowej

Tłumienność jednostkową przy dużych częstotliwościach oblicza się z parametrów pierwotnych przy wykorzystaniu zależności /5/:

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \sqrt{LC} \sqrt{\sqrt{1+\text{tg}^2 \eta} // \sqrt{1+\text{tg}^2 \sigma} - 1 - \text{tg} \eta \text{tg} \sigma} \quad /5/ \quad \text{Np/km}$$

w której

$$\text{tg} \eta = \frac{R}{\omega L}, \quad \text{tg} \sigma = \frac{G}{\omega C}$$

^{1/} W angielskim tłumaczeniu tekstu japońskiego użyto terminu "insertion loss" /tłumienność wtrąceniowa/, jednakże z tekstu artykułu wynika, że bardziej właściwym terminem jest tłumienność falowa /rozd. 4.1/ bądź tłumienność skuteczna /rozd. 4.2/.

R, L i G w zależności /5/ powinny być skorygowane podobnie jak w rozdz. 3.1. Ponieważ $\operatorname{tg} \delta$ jest bardzo mały w porównaniu z jednością aż do kilkuset kHz, to zależność /5/ można uprościć:

$$\alpha \cong \frac{1}{\sqrt{2}} \omega \sqrt{LC} \sqrt{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \eta} - 1} \quad \text{Np/km} \quad /6/$$

Ze wzrostem częstotliwości $\operatorname{tg} \delta$ nieznacznie wzrasta, a $\operatorname{tg} \eta$ maleje i w pewnym zakresie częstotliwości otrzymuje się $1 > \operatorname{tg} \eta > \operatorname{tg} \delta$. W tym zakresie zależność /5/ można przedstawić w postaci:

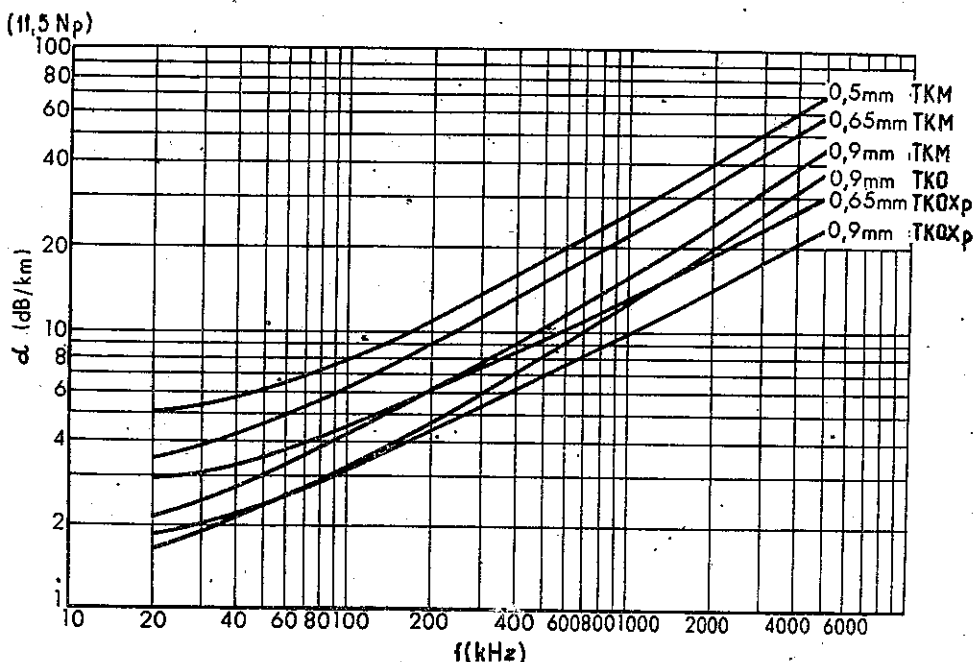
$$\alpha \cong \frac{1}{2} \omega \sqrt{LC} / \operatorname{tg} \eta + \operatorname{tg} \delta / \quad \text{Np/km} \quad /7/$$

Jak wskazuje związek /7/, tłumienność przy dużych częstotliwościach pochodzi od strat w miedzi i w dielektryku. Dla kabli o izolacji z polietylenu piankowego straty w dielektryku i $\operatorname{tg} \delta$ są bardzo małe. Ocenę dokładności równań /6/ i /7/ można więc uzyskać przez porównanie wartości obliczonych ze zmierzonymi w przypadku kabli o izolacji z polietylenu piankowego. Porównanie to wskazuje, że rozbieżności są niewielkie, rzędu 3 + 4 %.

4.2. Wartości średnie zmierzonej tłumienności jednostkowej

Standardowe charakterystyki tłumienności jednostkowej dla każdego typu kabla określono z danych, otrzymanych z pomiarów. Tłumienność kabli ułożonych mierzono metodą

porównawczą przy użyciu tłumika albo przez porównanie nadawanego poziomu z poziomem na mierniku o oporności 110 Ω . Tłumiennosc pojedynczych odcinków fabrykacyjnych określono ze zmierzonych impedancji wejściowych torów nieobciążonych i zwartych na końcu. W pierwszym przypadku otrzymano tłumienność skuteczną, a w drugim falową. Różnice te jednak pominięto, ponieważ tłumienności przy częstotliwościach poniżej 20 lub 30 kHz w systemach PCM nie mają znaczenia. Wyniki pomiarów uśredniono odpowiednio dla każdego typu kabla, mimo że przy małych częstotliwościach wystąpiły pewne błędy. Typy kabli, liczbę mierzonych kabli i liczbę mierzonych par w każdym kablu wybrano tak, że liczba pomiarów była prawie jednakowa dla każdej badanej grupy /rdzeń, warstwa środkowa, warstwa zewnętrzna/. Częstotliwości pomiarowe nie w każdym przypadku były takie same i z tego powodu charakterystyki średniej tłumienności skutecznej nawet dla jednego typu kabla nie były gładkimi krzywymi. Ażeby wygładzić te krzywe, standardowe tłumienności skuteczne uzyskano po następującym zabiegu: najpierw średnią tłumienność każdego kabla przy danej częstotliwości pomiarowej f podzielono przez \sqrt{f} , a następnie obliczono wartość średnią uzyskanych ilorazów dla wszystkich kabli jednakowego typu; charakterystyki częstotliwościowe wartości średnich ilorazów wygładzono graficznie. Następnie standardową wielkość ilorazu odczytano z krzywej wygładzonej i mnożąc ją przez \sqrt{f} otrzymano standardową tłumienność. Standardowe charakterystyki częstotliwościowe tłumienności jednostkowej przedstawiono na rys. 4.



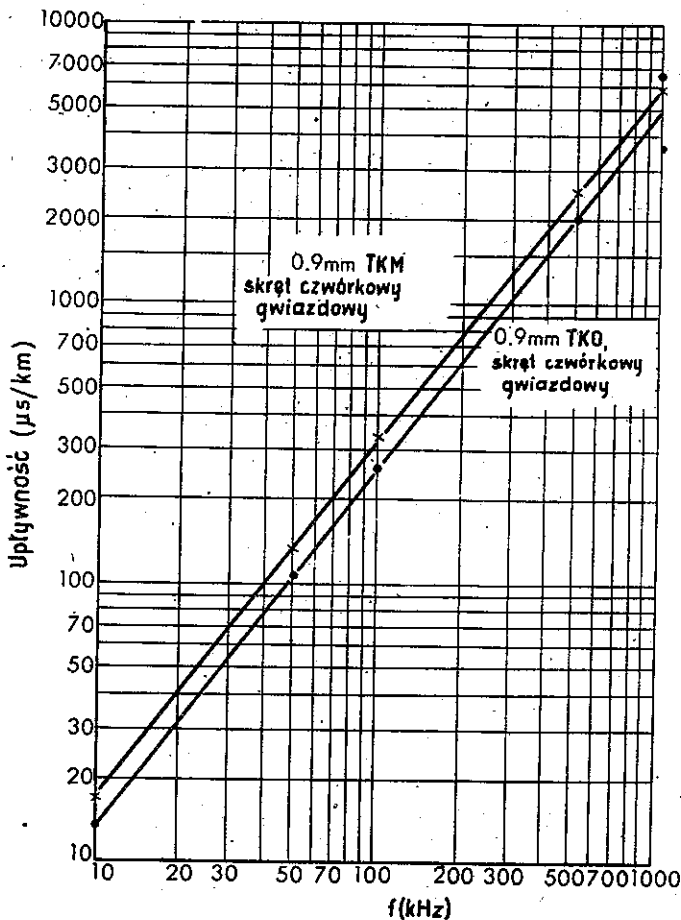
Rys. 4. Standardowa charakterystyki częstotliwościowe tłumienności jednostkowej kilku typów kabli

4.3. Porównanie wartości obliczonych ze zmierzonymi. Straty dielektryczne

W przypadku kabli o izolacji polietylenowej piankowej wartości obliczone i uśrednione zmierzone wartości tłumienności jednostkowej różnią się od siebie nie więcej niż o 3 do 4%. Oznacza to, że przy częstotliwościach do 1 MHz, a może nawet do kilku MHz, straty dielektryczne w takich kablach są do pominięcia. W kablach o izolacji papierowej, począwszy od 100 kHz pojawiają się zauważalne straty dielektryczne, powodujące niezgodność obliczeń z pomiarami /przy przyjęciu do obliczeń $\operatorname{tg} \sigma = 0$ /. W przypadku tych kabli różnica między wartością zmierzoną

a obliczoną może być uważana za straty dielektryczne, ponieważ dokładność związków /5/ i /6/ sprawdzono już przy pomiarach kabli o izolacji polietylenowej piankowej.

Przykładowe charakterystyki częstotliwościowe upływności jednostkowej G , uzyskane z pomiarów kabla miejscowego i okręgowego z żyłami o średnicy 0,9 mm, przedsta-



Rys. 5. Wartości zmierzone upływności kabli

wiono na rys. 5. Obliczone z wartości G straty dielektryczne są zbliżone do różnic uśrednionych tłumienności zmierzonych i tłumienności obliczonych przy $G = 0$.

4.4. Rozrzut tłumienności jednostkowej

Tłumienność jednostkowa przy dużych częstotliwościach zależy od położenia pary w kablu i od zniekształceń struktury kabla. Z pomiarów wynika, że standardowe odchylenie tłumienności jednostkowej obliczane dla jednej częstotliwości i jednego kabla wzrasta z częstotliwością, ale wartość tego odchylenia podzielona przez wartość średnią tłumienności przy tej samej częstotliwości pozostaje prawie stała, niezależnie od częstotliwości.

Standardowe odchylenia tłumienności obliczono w przedziale od 0,02 do 5 MHz dla każdego typu kabla. Dla par połączonych w kablach ułożonych rozrzut jest mały, natomiast dla par w pojedynczych odcinkach fabrykacyjnych rozrzut jest większy, ponieważ w tym przypadku większą rolę odgrywa różnica w położeniu par i różnica ich długości. Można uważać, że po ułożeniu kabla jego standardowe odchylenie wynosi około 2%.

Z drugiej strony, różniczkując równanie /7/ otrzymuje się:

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} = \frac{1}{2} \left/ \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right/ +$$

$$+ \frac{\operatorname{tg} \eta \left/ \frac{\Delta R}{R} - \frac{\Delta L}{L} \right/ + \operatorname{tg} \sigma \left/ \frac{\Delta G}{G} - \frac{\Delta C}{C} \right/}{\operatorname{tg} \eta + \operatorname{tg} \sigma} + \frac{\Delta 1}{1}$$

/8/

przy czym $\frac{\Delta l}{l}$ jest rozrzutem rzeczywistej długości kabla. Zwykle $\text{tg } \sigma / \text{tg } \eta < 1$, a odchylenia L i C są sobie przeciwstawne, wobec czego zależność /8/ można zredukować do postaci:

$$\frac{\Delta \alpha}{\alpha} \cong \frac{\Delta R}{R} + \frac{\text{tg } \sigma}{\text{tg } \eta} \frac{\Delta G}{G} + \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta l}{l} \quad /9/$$

Nie ma żadnych wymagań ani danych odnośnie G przy dużych częstotliwościach, ale stosunek $\text{tg } \sigma / \text{tg } \eta$ jest bardzo mały, zaś $\frac{\Delta l}{l}$ wynosi z kolei około 0,1 do 1,5%. W rezultacie drugi i czwarty składnik prawej strony równania /9/ są pomijalne. Wymagania na $\frac{\Delta R}{R}$ oraz $\frac{\Delta C}{C}$ wynoszą odpowiednio 6 do 8% i 8 do 14%, tak że w najgorszym przypadku wartość $\frac{\Delta \alpha}{\alpha}$ może wynosić 16%. Pomiary wykazały jednak, że w najgorszym przypadku otrzymano $\frac{\Delta \alpha}{\alpha} \cong 6\%$ biorąc nawet 36.

Jak podkreślono wyżej, w każdym kablu występuje rozrzut tłumienności jednostkowej. Wartość średnia tłumienności jednostkowej nawet dla tego samego typu kabla zależy od producenta i od maszyn. Standardowe odchylenie tłumienności jednostkowej prawie nie zależy od częstotliwości i w przypadku kabli ułożonych wynosi od 2 do 4%. W związku z tym tłumienność jednostkowa poszczególnych par kabli ułożonych, przy dużych częstotliwościach waha się wokół wartości średniej ze standardowym odchyleniem od 2,8 do 4,5%.

4.5. Korelacja między tłumiennością przy dużych częstotliwościach a opornością dla prądu stałego

Jeśli znana jest tłumienność przy średniej częstotliwości pasma przenoszzonego /772 kHz w 24-kanalowym systemie PCM/, to może być zaprojektowana charakterystyka wzmacniaka oraz długość odcinka wzmacniakowego z punktu widzenia szumów. Z tego powodu bardzo wygodnie byłoby oceniać tłumienność przy 772 kHz na podstawie oporności dla prądu stałego, jeżeli oczywiście jest to możliwe. W związku z tym rozpatrzono korelację między tłumiennością przy dużych częstotliwościach a opornością dla prądu stałego w przypadku kabla miejscowego z czwórkami gwiazdowymi i z żyłami o średnicy 0,65 mm.

Zmierzony dla kilku długości kabla stosunek tłumienności przy częstotliwości 772 kHz do oporności przy prądzie stałym wynosi 0,1756 dB/Ω w przypadku wartości średnich, 0,00574 dB/Ω w przypadku standardowych odchyżeń oraz 0,0325 w przypadku stosunku: standardowe odchylenie do wartości średniej /liczba pomiarów 52/. Oznacza to, że przy dużych częstotliwościach nie można w ten sposób osiągnąć oceny dokładniejszej, niż z błędem 10%.

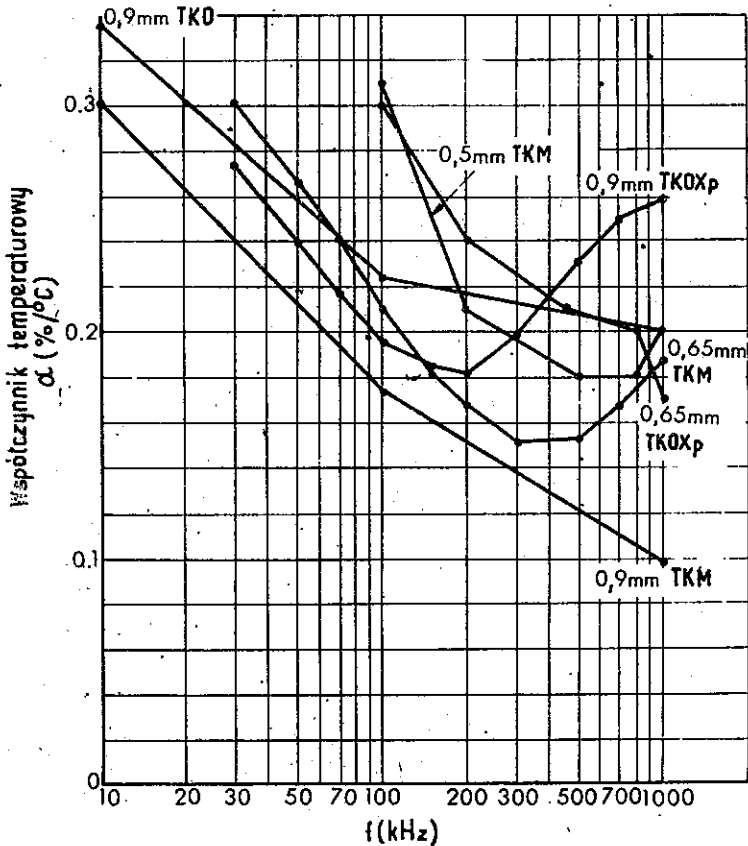
Jako przykład w tabl. na str. 48 podano stosunek standardowej tłumienności jednostkowej przy częstotliwości 772 kHz interpolowanej z rys. 4 do oporności pętli przy prądzie stałym.

Stosunek średniej tłumienności jednostk. do oporności pętli dla prądu stałego

Typ kabla	Średnia tłumienność jednostkowa przy 772 kHz w dB/km	Tłumienność jednostkowa Oporność dla pr. st. dB/Ω	Stosunek tłumienności jednostkowej do tłumienności kabla miejscowego czwórnikowy z żyłami o średnicy 0,65 mm
Kabel miejscowy czwórnikowy z żyłami 0,5 mm	23,1	0,130	1,19
Kabel miejscowy czwórnikowy z żyłami 0,65 mm	19,4	0,184	1
Kabel miejscowy czwórnikowy z żyłami 0,9 mm	13,2	0,241	0,68
Kabel okrągły czwórnikowy z żyłami 0,9 mm o izolacji papierowej	10,8	0,195	0,56
Kabel okrągły czwórnikowy z żyłami 0,65 mm o izolacji z polietylenu piankowego	11,5	0,110	0,59
Kabel okrągły czwórnikowy z żyłami 0,9 mm o izolacji z polietylenu piankowego	8,73	0,159	0,45

4.6. Charakterystyki temperaturowe tłumienności jednostkowej

Tłumienność skuteczna jak i tłumienność falowa przy dużych częstotliwościach zmieniają się ze zmianami temperatury kabla. Wyniki pomiarów kilku odcinków fabrykcyjnych kabli przedstawiono na rys. 6. Dane te otrzymano z pomiarów impedancji wejściowych kabli zanurzonych w wo-



Rys. 6. Charakterystyki częstotliwościowe temperaturowego współczynnika tłumienności

dzie, której temperaturę zmieniono od 0 do 50°C. Z rys. 6 wynika, że charakterystyki temperaturowe są skomplikowanymi funkcjami częstotliwości. Wartość średnia tego współczynnika obliczona ze wszystkich pomiarów wynosi około $0,19 \pm 0,06$ %/1°C i jest prawie równa połowie współczynnika temperaturowego oporności miedzi.

5. TLUMIENNOŚCI PRZESŁUCHOWE

5.1. Charakterystyki częstotliwościowe tłumienności przesłuchowych

Charakterystyki częstotliwościowe tłumienności przesłuchowych dla poszczególnych kombinacji par zakłócających i zakłócanych są bardzo skomplikowane, a szczególnie w przypadku przesłuchu zbliżonego trudno znaleźć jakąś regularność, ponieważ występuje wiele wyskoków. W przypadku przesłuchu bezpośredniego, gdy nie występują przesłuchy przez tory trzecie, wartość średnia tłumienności przesłuchowej - jak to zostało udowodnione teoretycznie - zmienia się o 4,5 dB na oktawę w przypadku przesłuchu zbliżonego i o 6 dB na oktawę w przypadku przesłuchu zdalnego [11]. Udowodniono także, że tłumienność zbliżonopresłuchowa niewiele zmienia się ze zmianą długości kabla [11]. Choć nie ma wystarczających danych określających wpływ długości kabla na tłumienność zdalnopresłuchową, to jednak przyjmuje się, że zmienia się ona jak składnik $10 \lg l$, jeżeli sprzężenia przesłuchowe rozkładają się przypadkowo wzdłuż kabla o długości l . Wyrażając w postaci wzorów powyższe uwagi można napisać:

Przesłuch zbliżny: $A_{zb} = A_N - 15 \lg f$

Przesłuch zdalny: $A_{zd} = A_F - 20 \lg f - 10 \lg l$ /10/

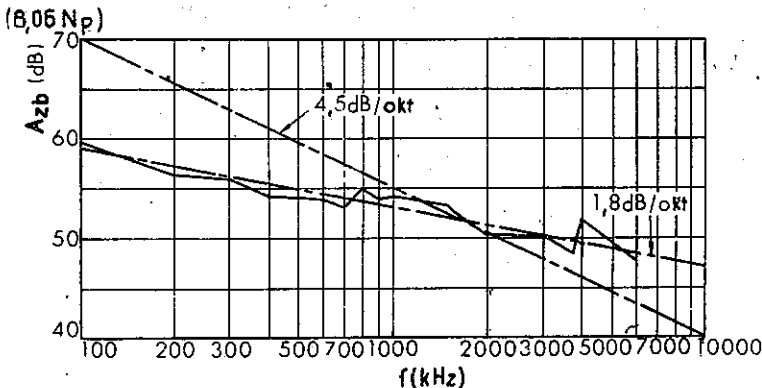
przy czym A_N oznacza wartość średnią tłumienności zbliżnoprzesłuchowej przy 1 kHz, A_F - wartość średnią tłumienności zdalnoprzesłuchowej przy 1 kHz, natomiast f - częstotliwość pomiarową w kHz. Chociaż wartości A_N i A_F odnoszone są do częstotliwości 1 kHz i długości 1 km, to są one pomyślane jako parametr do obliczania wartości średniej tłumienności przesłuchowych przy dowolnej częstotliwości i dowolnej długości kabla. Oznacza to, że przy znacznym oddziaływaniu długości na tłumienność zbliżnoprzesłuchową nie będzie zgodności pomiędzy obliczoną wartością A_N i wartością zmierzoną przy 1 kHz i długości 1 km.

5.2. Wartości średnie tłumienności przesłuchowych

Ażeby potwierdzić zależności /10/ tłumienności przesłuchowych od częstotliwości, obliczono A_N i A_F na podstawie wyników pomiarów dla każdej częstotliwości i każdego kabla, a następnie przeanalizowano rozrzut A_N i A_F w funkcji częstotliwości. Ponieważ tłumienności przesłuchowe wahają się w szerokim zakresie zależnie od kombinacji par, obliczenia wykonano oddzielnie dla każdego rodzaju kombinacji /przesłuch między pęczkami przyległymi, dalszymi i przeciwległymi oraz w pęczku między czwórkami sąsiednimi, dalszymi, w warstwach, między warstwami itp., a także przesłuch wewnątrzczwórkowy/. Dla kom-

binacji z pęczków nieprzyległych uzyskano A_N rzędu 145 dB /16,7 Np/ oraz A_F rzędu 150 dB /17,3 Np/ przy standardowych odchyleniach tych wielkości od 1 do 3 dB; dla pęczków przyległych - A_N rzędu 135 dB /15,5 Np/ i A_F rzędu 140 dB /16,1 Np/ przy $\sigma = 0,4 \pm 3,0$ dB; między warstwami lub grupami - A_N rzędu 115 dB /13,2 Np/ i A_F rzędu 120 dB /13,8 Np/ przy $\sigma = 0,4 \pm 3,3$ dB; w warstwach lub grupach - A_N rzędu 115 dB /13,2 Np/ i A_F rzędu 120 dB /13,8 Np/ przy $\sigma = 0,6 \pm 2,5$ dB; między czwórkami przyległymi - A_N rzędu 100 dB /11,5 Np/ i A_F rzędu 105 dB /12,1 Np/ przy $\sigma = 0,2 \pm 2,4$ dB; a wreszcie w czwórkach - A_N rzędu 95 dB /10,9 Np/ i A_F rzędu 110 dB /12,7 Np/ przy $\sigma = 0,8 \pm 5,4$ dB. W kablach okręgowych - o skręcie warstwowym - odpowiednie wartości są większe o około 10 dB /1,1 Np/.

Wielkość σ jest wskaźnikiem, z jaką dokładnością są spełnione równania /10/. Z przytoczonych danych wynika, że w kablach miejscowych i w przypadku tłumienności



Rys. 7. Charakterystyka częstotliwościowa wartości średniej tłumienności zbliznoprzesłuchowej wewnątrzczwórkowej

zbliżonprzesłuchowych wewnątrzczwórkowych 6 jest znacznie większe niż w pozostałych przypadkach. Oznacza to, że w tym przypadku górne równanie /10/ jest niesłuszne. Wyniki pomiarów wskazują, że wartość średnia tłumienności zbliżonprzesłuchowej wewnątrzczwórkowej ma bardziej płaski przebieg niż 15 lg f. Przykładową charakterystykę, której nachylenie wynosi 1,8 dB na oktawę, przedstawiono na rys. 7.

Z punktu widzenia przesłuchu kable okrągowe nie zawsze są lepsze niż miejscowe, ponieważ w kablach pęczkowych istnieje możliwość tworzenia torów dla różnych kierunków transmisji /A → B i B → A/ w różnych pęczkach, co zwykle nie ma miejsca w kablach okrągowych.

5.3. Rozkłady tłumienności przesłuchowych

Tłumienność przesłuchowa jest odzwierciedleniem wpływu przypadkowo rozłożonych wzdłuż kabla sprzężeń, wobec czego nawet dla jednakowego rodzaju kombinacji występują jej wahania. Jeżeli rozkład sprzężeń zespolonych może być traktowany jako rozkład normalny dwuwymiarowy /0,0, σ_x^2 , σ_y^2 , 0/, to wtedy wartość średnią \bar{X} i standardowe odchylenie σ_N wyrażone w neperach otrzymuje się z równań /11/ i /12/ [12]:

$$\bar{X} = \frac{1}{2} \left[A + \ln \frac{2/1 - \sqrt{1-b^2}}{2b^2} \right] N_p \quad /11/$$

$$\sigma_N = \sqrt{\frac{\pi^2}{24} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \frac{\sqrt{1 - \sqrt{1 - b^2}^n}}{1 + \sqrt{1 - b^2}}} N_p \quad /12/$$

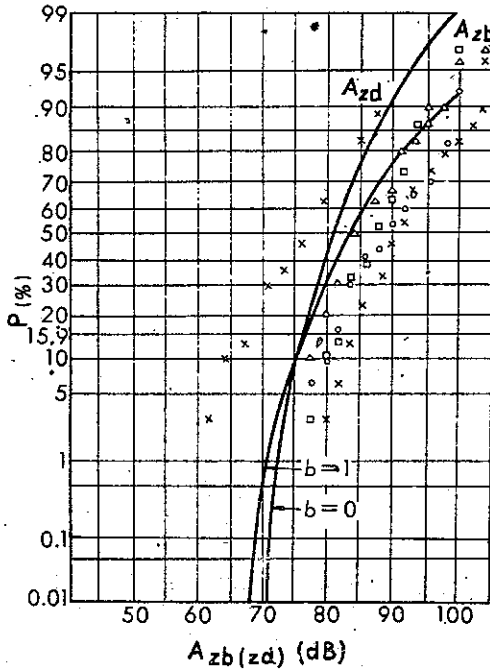
gdzie A jest stałą Aulera = 0,5772.

Przy czym

$$b = \frac{\sigma_f^2 - \sigma_p^2}{\sigma_f^2 + \sigma_p^2}, \quad \sigma^2 = \sigma_f^2 + \sigma_p^2$$

Przy $b = 0$ otrzymuje się kołowy dwuwymiarowy rozkład normalny, natomiast przy $b = 1$ - rozkład normalny jednowymiarowy. Z równania /12/ otrzymuje się $\sigma_N = 5,57$ dB przy $b = 0$ i $\sigma_N = 9,65$ dB przy $b = 1$. Dane z pomiarów wykonywanych w ostatnich latach wskazują, że dla przesłuchu zdalnego wartość b wynosi 0,7 w czwórkach, 0,7 do 0,8 między czwórkami w przypadku kabli do telefonii wielokrotnej oraz 0,9 do 1,0 w czwórkach kabli okręgowych. Przykładowe rozkłady tłumienności przesłuchowych kabli miejscowych przedstawiono na rys. 8 i 9.

W telefonicznych kablach miejscowych dla kombinacji z różnych pęczków, grup lub warstw otrzymuje się większe wartości tłumienności przesłuchowych niż w pęczkach, grupach lub warstwach z uwagi na ekranujące działanie żył separujących. Z tego powodu uzyskiwane wyżej rozkłady mają charakter złożony, wynikający z superpozycji kilku zbiorów zmiennych przypadkowych o różnych wartościach średnich. Stwierdzono, że w takich warunkach wartości zmierzone mają rozkłady logarytmiczno-normalne [6,7].



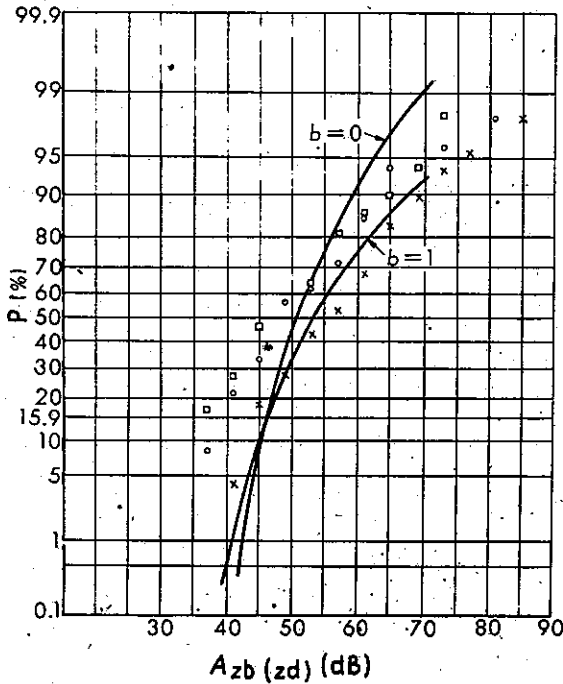
A_{zb}	σ dB
x: 808 kHz	7,9
o: 1552 "	7,1
□: 1800 "	7,2
△: 3784 "	8,9

Liczba pomiarów: 30

Rys. 5. Dystrybuanty tłumienności zbliżnoprzesłuchowej A_{zb} i zdalno-przesłuchowej A_{zd} ; kombinacja par przyległych pęczków kabla miejscowego 900-czwórkowego z żyłami o średnicy 0,5 mm

5.4. Rozrzut tłumienności przesłuchowych

Tłumienności przesłuchowe zmieniają się znacznie w zależności od wzajemnego położenia pary zakłócającej i zakłócanej, a nawet zmieniają się przy tym samym położeniu, gdyż przesłuch powodowany jest przez nieregularnie rozło-



A_{zd}	σ dB
x: 808 kHz	9,9
o: 1552 "	10,0
□: 1800 "	9,6

Liczba pomiarów: 100

Rys. 9. Dystrybuanty tłumienności przesłuchowych A_{zb} i A_{zd} ; kombinacja par z jednego pęczka kabla miejscowego 500-czwórkowego z żyłami o średnicy 0,65 mm

żone wzdłuż kabla sprzężenia. Standardowe odchylenia tłumienności przesłuchowych dla jednego rodzaju kombinacji par tego samego kabla zależą jednak tylko nieznacznie od częstotliwości. Pomiaru wskazują, że odchylenia te różnią się nieznacznie w przypadku różnych kabli i różnych tras. Pewne różnice występują jedynie w zależności od

rodzaju kombinacji par. Różnice dla kombinacji różnych grup lub warstw są największe, dla różnych pęczków - średnie, zaś wewnątrz czwórek - najmniejsze. Takie wyniki są do przewidzenia, ponieważ w przypadku różnych grup wewnątrz pęczka lub różnych warstw mierzy się rozkład wynikający z superpozycji kilku zbiorów zmiennych przypadkowych.

5.5. Standardowe wartości tłumienności przesłuchowych

Trudno jest ustalić standardowe wartości tłumienności przesłuchowych, ponieważ rozrzut tych wielkości jest znaczny, a ich wartości średnie różne są dla różnych typów kabli i różnych tras. Na podstawie analizy przytoczonych wyżej wyników wartości standardowe tłumienności przesłuchowych przy dowolnej częstotliwości i kombinacji par dla kabli produkcji japońskiej oblicza się z równań /13/ i /14/:

$$\text{wartość średnia } \bar{A}_{zb} = \bar{A}_N - 15 \lg f \quad /13/$$

$$\text{wartość średnia } \bar{A}_{zd} = \bar{A}_P - 20 \lg f - 10 \lg \underline{d} \quad /14/$$

6. ZAKOŃCZENIE

W Japonii na podstawie dużej liczby pomiarów ustalono standardowe charakterystyki parametrów transmisyjnych i tłumienności przesłuchowych kabli miejscowych i okręgowych.

Uzyskane wyniki można podsumować następująco:

1. Impedancja falowa

Wartości obliczone z uwzględnieniem wpływu prądów wirowych różnią się od zmierzonych o kilka procent. Standardowe odchylenie modułu wynosi około 5Ω /około 3Ω dla jednego kabla/ i nie zależy od częstotliwości. Współczynniki temperaturowe są dodatnie dla kabli o izolacji z polietylenu piankowego i ujemne dla kabli o izolacji papierowej, a ich wartości są bardzo małe /rzędu $0,02\%/1^\circ\text{C}/$.

2. Tłumienność jednostkowa

Charakterystyki częstotliwościowe tłumienności jednostkowej są prawie proporcjonalne do \sqrt{f} dla kabli o izolacji z polietylenu piankowego, natomiast dla kabli o izolacji papierowej przy częstotliwościach większych niż 100 kHz mają one nieco większe nachylenie niż \sqrt{f} z uwagi na wpływ strat dielektrycznych. Różnice między wartościami obliczonymi i zmierzonymi w obu przypadkach nie przekraczają kilku procent. Rozrzut tłumienności rośnie ze wzrostem częstotliwości, lecz iloraz standardowego odchylenia i wartości średniej w kablach ułożonych jest prawie niezależny od częstotliwości i wynosi 2% w jednym kablu oraz 3 do 5% we wszystkich kablach.

Z błędem nie większym niż 10% tłumienność jednostkową przy częstotliwości 772 kHz można określić z oporności dla prądu stałego. Charakterystyki częstotliwościowe współczynnika temperaturowego są różne dla różnych typów kabli i przy częstotliwości 772 kHz przyjmują wartości rzędu $0,2\%/1^\circ\text{C}$.

3. Tłumienności przesłuchowe

Średnie nachylenie charakterystyki częstotliwościowej przesłuchu zbliżonego - z wyjątkiem wewnątrzczwórkowego - wynosi 4,5 dB na oktawę, a przesłuchu zdalnego - 6 dB na oktawę. Tłumienność zbliżonopresłuchowa wewnątrz czwórki ma charakterystykę bardziej płaską o nachyleniu 1,8 dB na oktawę.

Wartości średnie tłumienności przesłuchowych przy 1 kHz $/A_N, A_F/$ obliczone z pomiarów przy dużych częstotliwościach są prawie niezależne od częstotliwości pomiarowej i można je traktować jako parametry określające tłumienności przesłuchowe. Funkcja rozkładu tłumienności przesłuchowych jest praktycznie dwuwymiarowym rozkładem normalnym, chociaż analiza rozkładów złożonych, utworzonych z rozkładów prostych dla kilku różnych kombinacji par, wykazała, że są one praktycznie rozkładami logarytmiczno-normalnymi. Standardowe odchylenie tłumienności przesłuchowej dla tej samej kombinacji par jednego kabla wynosi od 5 do 12 dB i prawie nie zależy od częstotliwości.

WYKAZ LITERATURY

1. Outside Plant Section and Cable Transmission Section; Wide band transmission characteristics of intercity exchange cables, Internal Reports /Keika Siryo/ of E.C.L., 1959, nr 772.
2. Yokose, Miyamoto: Investigation of crosstalk charac-

teristic of carrier frequency quad in 0,56 m/m PEF. Insulated Toll Cable, Internal Reports /Keika Siryo/ of E.C.L., 1961, nr 1051.

3. Transmission Section; Report on transmission characteristics of both sideband carrier transmission system, Internal Reports /Keika Siryo/ of E.C.L., 1962, nr 1200.
4. Outside Plant Section; Report on field test of short-haul carrier system, Internal Reports /Seika Siryo/ of E.C.L., 1954, nr 531.
5. Outside Plant Section; Report on 2 nd field test of short-haul carrier system /Atami-Ajlro/, Internal Report /Seika Siryo/ of E.C.L., 1955, nr 634.
6. Kurahasi i inni: Report on high frequency characteristics of intercity exchange cable /No 1/, Internal Report /Keika Siryo/ of E.C.L., 1963, nr 1245.
7. Kurahasi i inni: Report on high frequency characteristics of intercity exchange cable /No 2/, Internal Report /Keika Siryo/ of E.C.L., 1963, nr 1389.
8. Matuda i inni: Report on high frequency characteristics of intercity exchange cable /No 3/, Internal Report /Keika Siryo/ of E.C.L., 1964, nr 1432.
9. Matuda: Transmission properties and crosstalk characteristics of intercity cables and toll cables at high frequencies for PCM transmission design, Internal Report /Keika Siryo/ of E.C.L., 1964, nr 1469.

10. Kobayasi N.: Transmission theory of communication line, 1959.
11. Eager G.S.: Transmission properties of polyethylene insulated telephone cable at voice and carrier frequencies, Trans. A.I.E.E. 1959, t. 78, nr 1, s.618-640.
12. Kobayasi N.: Standard deviation of absolute value and logarithmic value of two-dimensional distribution, Internal Report /Seika Hokoku/ of E.C.L., 1955, nr 683.
13. Kobayasi N.: Investigation of magnetic coupling between quads in balanced type cables, Internal Report /Seika Hokoku/ of E.C.L., 1961, nr 1563, s.167.

ZAKŁÓCENIA W TORACH SYSTEMU PCM PRZEZNACZONEGO DLA MAŁYCH ODLEGŁOŚCI

Opracował J. Milek na podstawie artykułu: Matuda S., Aratani T., Fujii A., Inoue N. i Sakurai N.: Noise characteristics of repeatered line for short-haul PCM system. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 931-940.

1. WSTĘP

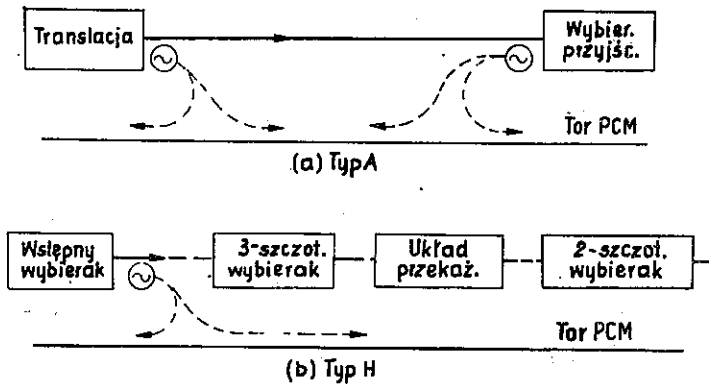
Na stopę błędu największy wpływ mają zakłócenia zewnętrzne, przedostające się do toru transmisyjnego systemu PCM. Większość tych zakłóceń pochodzi z pracy układów-komutacyjnych znajdujących się w centrali telefonicznej.

Zakłócenia, wchodząc na wejście regeneratora, są wzmożone w przedwzmacniaczu korekcyjnym i przedostają się do punktu detekcji. Gdy amplituda zakłóceń przekracza wartość progową detekcji, wówczas może się pojawić błąd w transmisji sygnału cyfrowego. Nawet w przypadku gdy zakłócenie ma wartość mniejszą od wartości progowej, następuje obniżenie odporności regeneratora na inne wpływy powodujące powstawanie błędów. Ponadto zakłócenia, przechodzące do układu czasowej synchronizacji, zmieniają pozycje impulsów określających momenty czasowe detekcji i powodują przesunięcie fazowe impulsów wyjściowych.

Największy wpływ zakłóceń, pochodzących z centrali, występuje w regeneratorach, które są w niej umieszczone.

Zakłócenia komutacyjne mają mniejszy wpływ na regeneratory oddzielone kablem od centrali, gdyż przechodząc wzdłuż kabla ulegają one stłumieniu. Spośród różnych źródeł zakłóceń, jako najbardziej istotne, są w artykule rozważone zakłócenia, wywołane przez obwody abonenskie. W tych obwodach zakłócenia pochodzą z pracy układów komutacyjnych, sterowanych impulsami wybierczymi i zależą one od systemu urządzeń komutacyjnych.

Badania zakłóceń ograniczono do zakłóceń pochodzących z systemów komutacyjnych typu A i typu H. Źródła i drogi zakłóceń w obu przypadkach przedstawione są na rys. 1.



Rys. 1. Źródła zakłóceń dla central typu A i typu H

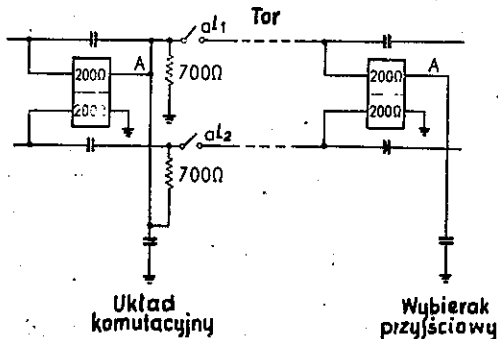
Typ A jest centralą z wybierakami typu biegowego z wybieraniem w symetrycznej pętli prądu stałego. Impulsy wybiercze przechodzą przez centralę i tor międzycentralowy. Typ H jest centralą typu rejestrowego, w którym wybieranie przez abonenta odbywa się w niesymetrycznej pętli prądu stałego i kończy się ono na pierwszym stop-

niu wybierczym. Dalsze wybieranie odbywa się za pomocą kodu wieloczęstotliwościowego.

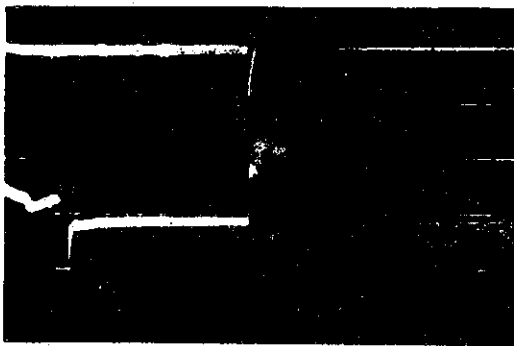
W centralach typu A układy końcowe linii międzycentralowej zawierają retranslację impulsów i wybierak przyjściowy. W centralach typu H znajdują się układy, które pracują jako układy łączeniowe bez przesyłania impulsów wybierczych, mogących zakłócać tory PCM /wybierak dwuszcotkowy, wybierak trzyszcotkowy lub układ przekaźnikowy/. W związku z powyższym, w centralach typu A źródłem zakłóceń jest zarówno układ translacji jak i wybierak przyjściowy, natomiast w centralach typu H źródłem zakłóceń jest tylko wstępny wybierak. Pomiar wykazują, że wpływ zakłóceń pochodzących z obu typów układów komutacyjnych jest mniej więcej jednakowy, gdyż rzadziej występujące zakłócenia w centralach typu H powstają w układzie niesymetrycznym, natomiast zakłócenia występujące w centralach typu A powstają w większej ilości punktów, lecz w układzie symetrycznym. Systemy typu A i H mają pewne odmiany, lecz ich układy zastępcze są podobne pod względem generacji zakłóceń.

2. KSZTAŁT IMPULSÓW ZAKŁÓCAJĄCYCH

Postać impulsów zakłócających i impulsów, które przeniknęły do toru PCM jest rozważona dla obwodu impulsowania przedstawionego na rys. 2. Przychodzące impulsy komutacyjne powodują działanie przekaźnika, który stykami aL_1 i aL_2 podaje impulsy przez tor do przyjściowego wybieraka A. Zakłócenia powstają w momentach przejścia sty-



Rys. 2. Układ impulsowania



Na górze: Przenik zblizny
w oswońce 20 ns/dz 4 MV/dz.

Na dole: Impuls zakl6caj6cy
50 V/dz

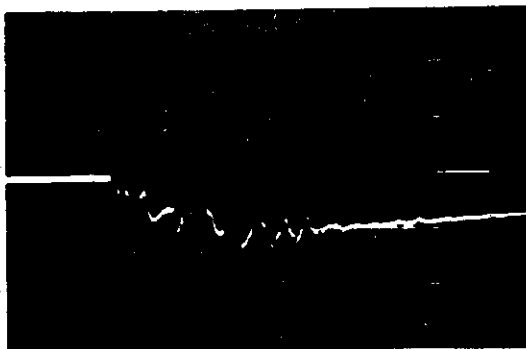
Rys. 3. Kształt impulsu zakłócającego i impuls przenikający do toru PCM

ków ze zwarcia do rozwarcia i od rozwarcia do zwarcia.

W czasie zwierania pojawia się zjawisko drgań styków, zaś przy rozwarciu występują przepięcia rzędu od 100 do 200 V. Wpływ przepięcia przy rozłączeniu styków jest mały, gdyż generowane widmo częstotliwości nie jest szerokie. Zakłócenia w torach PCM są wywołane głównie w czasie zwarcia styków, gdy pojawia się efekt ich drgań, ge-

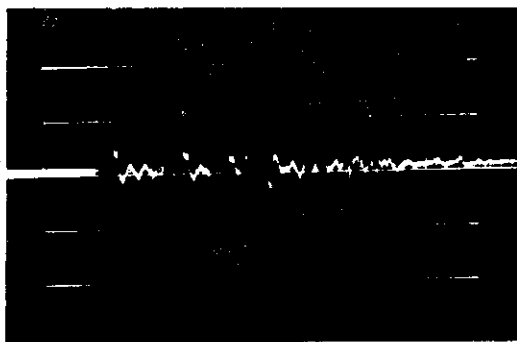
nerujących szerokie widmo częstotliwości zakłócających.

Na rysunku 3 w górnej części jest przedstawiony impuls przenikający do toru PCM pod wpływem impulsu komutacyjnego, przedstawionego na dole. Na rys. 4 pokazany jest rozciągnięty w czasie impuls przenikający do toru PCM, sąsiadującego z torem zakłócającym. W pierwszej czę-



0,1 ms/dz 4 mV/dz

Rys. 4. Impuls przeniku zbliżonego w sąsiednim torze /poszerzony/



0,1 ms/dz 2 mV/dz

Rys. 5. Impuls przeniku zbliżonego w torze oddalonym

ści impulsu widać zakłócenia wynikające z drgań styków. Impuls przenikający do toru PCM bardziej oddalonego od toru zakłócającego jest pokazany na rys. 5. Jak widać z tego rysunku, przenik do toru oddalonego, a znajdującego się w tej samej wiązce, zawiera tylko składową wysokiej częstotliwości.

3. WYNIKI POMIARU ZAKŁÓCEŃ

Aby zbadać wpływ zakłóceń na transmisję sygnału w systemie PCM, należy brać pod uwagę ich wielkość w punkcie detekcji po przejściu przez przedwzmacniacz korekcyjny w regeneratorze.

Przy badaniu zakłóceń należy uwzględnić zarówno źródła tych zakłóceń jak również drogi, przez które zakłócenia przechodzą do toru PCM, oraz nasilenie ruchu telefonicznego. Aby uwzględnić łączny wpływ wyżej wymienionych parametrów, najbardziej dogodny jest bezpośredni pomiar rozkładu prawdopodobieństwa amplitudy zakłóceń w punkcie detekcji.

Przy tym pomiarze zostały przyjęte następujące warunki dla central typu A i typu H.

1. Pomiary były wykonane na pupinizowanym kablu o skręcie gwiazdowym i o średnicy żył 0,65 mm, z izolacją papierową.

2. Kable wykorzystane do pomiaru zakłóceń zawierały tylko telefoniczne tory abonenckie.

3. Jest korzystne, aby mierzony kabel posiadał moż-

liwie największą liczbę torów oraz, aby wszystkie tory tego kabla były przeznaczone do ruchu wychodzącego.

4. Pomiar rozkładu prawdopodobieństwa amplitudy zakłóceń jest przeprowadzony na środkowym torze. Pozostała para w tej czwórce nie jest wykorzystywana, gdyż w przeciwnym przypadku występują silne zakłócenia na torze mierzonym.

5. Pomiaru powinny być tak przeprowadzane, aby nie występowały zakłócenia pochodzące z innych central.

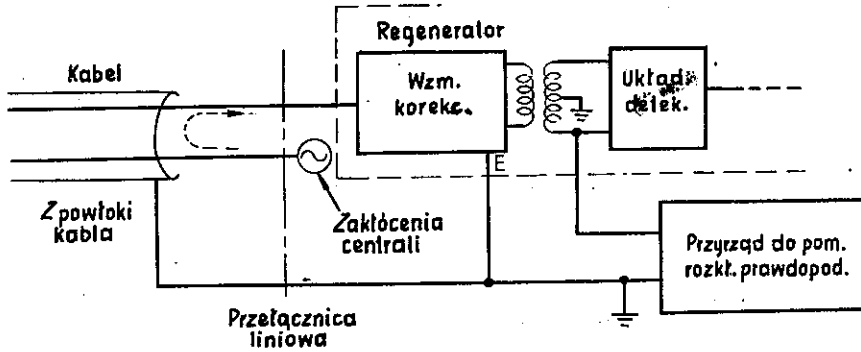
6. Układ pomiarowy powinien mieć dużą impedancję wejściową, aby nie wprowadzał zakłóceń w pracy regeneratora.

7. Należy unikać tras ze zbyt małym ruchem telefonicznym oraz ze zbyt dużymi zmianami natężenia ruchu.

8. Centrale typu A powinny być wyposażone w układy komutacyjne lub w przyjsciowy wybierak, zaś centrale typu H w wybierak wstępny.

Pomiar rozkładu prawdopodobieństwa amplitud zakłóceń polegał na wyznaczeniu stosunku sumy czasów, w ciągu których impulsy zakłóceń przekraczały określony, nastawiony poziom progowy, do łącznego czasu, w ciągu którego był przeprowadzony pomiar. Pomiar jednej próbki trwał 500 sek, a błąd pomiaru nie przekraczał $\pm 5\%$. Aparatura pomiarowa, która była wykorzystana do badań, jest opisana w /2/.

Układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 6. Pomiaru były przeprowadzone dla kilku central typu A w warunkach podanych w tabeli 1. Wyniki pomiarów są przedsta-



Rys. 6. Układ pomiarowy

wione w tabeli 2. Przykład zakłóceń w zależności od godzin ruchu jest podany na rys. 7. Analogiczne wyniki dla centrali typu H są podane w tabeli 4, a warunki pomiaru są zebrane w tabeli 3.

Rozkład zakłóceń w zależności od godzin ruchu dla tego przypadku podany jest na rys. 8.

Wyniki pomiarów są zebrane na rys. 9, na którym poziomy są odniesione do 1 V, zaś zaznaczony poziom progowy układu detekcji równy jest w przybliżeniu połowie amplitudy impulsu sygnału cyfrowego i wynosi 0,85 V.

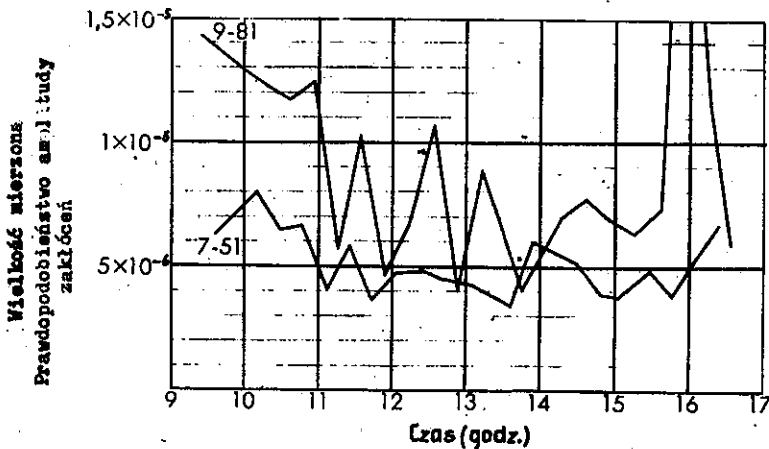
Aby znaleźć związek między prawdopodobieństwem amplitudy zakłócenia i stopą błędu, przeprowadzono badania w specjalnym układzie. W wyniku wykazano, że dla poziomu detekcji współczynnik przeliczenia pomiędzy dwiema powyższymi wielkościami wynosi 1. Z rys. 7 widać, że stopa błędu dla centrali typu A i H nie różni się zasadniczo i zawiera się w granicach od 2 do $4 \cdot 10^{-7}$. Oczywiście taka stopa błędu istnieje w przypadku, gdy regenerator nie ma

Warunki pomiaru w centralach typu A

Centrala w której dokonywano pomiaru	Kable i przewody na których przeprowadzono pomiar	Wykorzystanie torów
Shakujii	Shakujii-Nerima 7-52, 6.2778 km 0,65 mm, izolacja papierowa, między- miastowy, pupinizowany, gwiadowy, 100-parowy	1-50 abonenci 51-100 nie zajęte
"	Shakujii-Nerima 9-81, pozostałe jak wyżej	1-50 abonenci 51-80 " 81-100 nie zajęte
Nerima	Nerima-Shakujii 7-51, pozostałe jak wyżej	1-50 abonenci 51-100 nie zajęte
"	Nerima-Ikebukuro 9-81, pozostałe jak wyżej	1-80 abonenci 81-100 nie zajęte
"	Nerima-Ikebukuro 9-101, 6.4787 km pozostałe jak wyżej	103-170 abonenci 171-190 " 191-200 "
Ikebukuro	Ikebukuro-Kasumigaseki, 1-131, 10.13 km pozostałe jak wyżej	101-185 abonenci 186-200 nie zajęte

Pomiary amplitudy zakłóceń w centralach typu A

Centrale w których dokonywano pomiaru	Numery przewodów		Poziom prog					Ilość próbek
			-10 dB	-5 dB	0 dB	5 dB	10 dB	
Shakuj /strona w kierunku centrali Nerima/	7-52	m	2.973×10^{-5}	4.782×10^{-6}	7.869×10^{-7}	8.944×10^{-8}	2.84×10^{-9}	20
		δ	0.848×10^{-5}	2.40×10^{-6}	2.70×10^{-7}	5.17×10^{-8}	3.22×10^{-9}	
		δ/m	0.285	0.502	0.343	0.578	1.13	
	9-81	m	1.927×10^{-5}	1.986×10^{-6}	1.501×10^{-7}	9.12×10^{-9}	6.55×10^{-10}	20
		δ	0.588×10^{-5}	1.42×10^{-6}	1.21×10^{-7}	13.6×10^{-9}	15.2×10^{-10}	
		δ/m	0.305	0.715	0.806	1.49	2.32	
Nerima /strona w kierunku centrali Shakuj/	7-51	m	8.23×10^{-6}	1.61×10^{-6}	1.395×10^{-7}	2.82×10^{-8}	3.2×10^{-11}	20
		δ	2.89×10^{-6}	0.776×10^{-6}	0.881×10^{-7}	2.00×10^{-8}	9.2×10^{-11}	
		δ/m	0.351	0.482	0.631	0.789	2.87	
	9-81	m	5.15×10^{-6}	9.43×10^{-7}	9.37×10^{-8}	1.05×10^{-8}	1.45×10^{-11}	19
		δ	1.43×10^{-6}	3.80×10^{-7}	4.56×10^{-8}	0.435×10^{-8}	9.0×10^{-14}	
		δ/m	0.278	0.403	0.486	0.414	6.20	
Nerima /strona w kierunku centrali Ikebukuro/	9-401	m	1.057×10^{-5}	1.373×10^{-6}	4.73×10^{-8}	3.74×10^{-9}	0	35
		δ	0.347×10^{-5}	0.559×10^{-6}	2.25×10^{-8}	2.45×10^{-9}		
		δ/m	0.328	0.407	0.476	0.665		
Ikebukuro /strona w kierunku centrali Kasumiga-seki/	1-131	m	1.65×10^{-5}	2.08×10^{-6}	4.14×10^{-8}	4.09×10^{-9}	5.36×10^{-10}	28
		δ	0.318×10^{-5}	0.408×10^{-6}	8.96×10^{-8}	15.0×10^{-9}	19.1×10^{-10}	
		δ/m	0.193	0.196	2.16	3.67	3.56	
Wartość średnia		m	1.461×10^{-5}	2.055×10^{-6}	1.840×10^{-7}	2.099×10^{-8}	1.622×10^{-9}	
		δ	0.890×10^{-5}	1.479×10^{-6}	2.757×10^{-7}	3.660×10^{-8}	1.902×10^{-9}	
		δ/m	0.690	0.735	1.490	1.74	3.27	



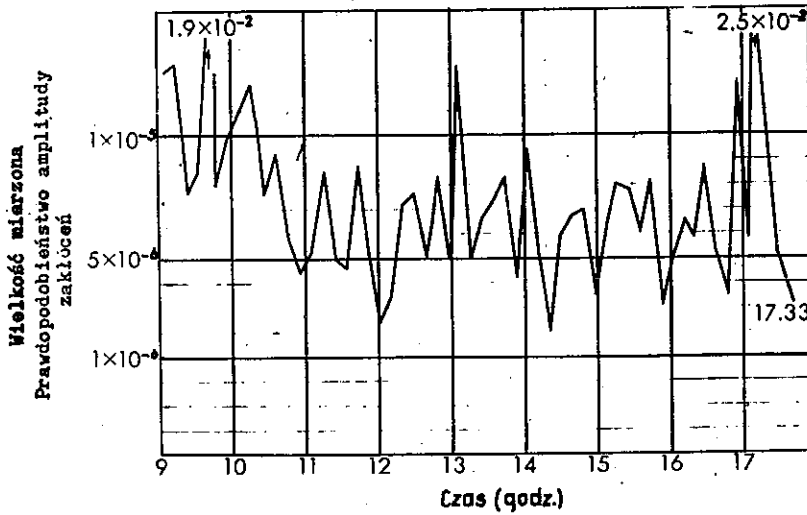
Rys. 7. Zakłócenia w funkcji godzin ruchu telefonicznego w centrali typu A dla progów -9 dB /pomiar w centrali w Suita/

Warunki pomiaru w centralach typu H

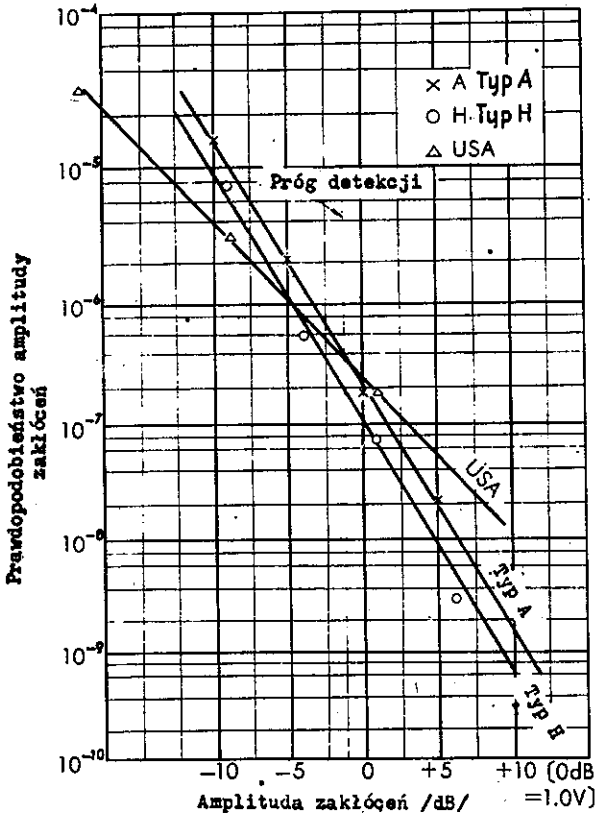
Centrala w której dokonywano pomiarów	Kable i przewody użyte do pomiarów	Wykorzystanie torów
Suita	Suita-Kita, kabel nr 4 11.177 km, 0,65 mm. Izolacja papierowa, między-miastowy, gwiazdowy, pupinizowany, 1000 par.	Przez abonentów zajęte są przewody od 1 do 100 z wyjątkiem 29, 30, 71, 72

Pomiary amplitudy zakłóceń w centrali typu H

Centrala w której dokonywano pomiarów	Numer prze-wodu	m	Poziom prog			Ilość próbek	
			-9 dB	-4 dB	+1 dB		+6 dB
Suita	Numer kabla 29	6/m	6.04×10^{-6}	4.54×10^{-7}	4.68×10^{-8}	2.42×10^{-9}	56
			2.44×10^{-6}	2.53×10^{-7}	11.8×10^{-8}	2.81×10^{-9}	56
			0.404	0.559	2.52	1.16	56



Rys. 8. Zakłócenia w funkcji godzin ruchu telefonicznego w centrali typu H dla progu -9 dB /pomiar w centrali w Suita/



Rys. 9. Amplituda zakłóceń

na wejściu linii uzupełniającej. W przypadku gdy ona istnieje, stopa błędu jest odpowiednio niższa, ale zmusza to do skrócenia odcinka regeneracyjnego.

4. WPŁYW TŁUMIENIA LINII NA WIELKOŚĆ ZAKŁÓCENÍ

W celu zbadania wpływu tłumienności linii na wielkość zakłóceń przeprowadzono pomiary, w których pomiędzy wyjściem toru kablowego a wejściem regeneratora włączano linie sztuczne, reprezentujące różne odcinki toru kablowego. Charakterystyki linii sztucznych odtwarzały charakterystykę częstotliwościową toru kablowego o długości 0,2, 0,4 i 0,8 km.

T a b e l a 5

Równoważna częstotliwość zakłóceń

	Długość linii sztucznej	Średnia wartość różnicy w dB	Równoważna częstotliwość zakłóceń
Typ A	0,2 km	3,7	0,75 Mc
	0,4 km	8,7	0,74 Mc
Typ H	0,4 km	7,2	0,72 Mc
	0,8 km	14,0	0,70 Mc

Z porównania wartości pomierzonych bez linii sztucznej z zakłóceniami zmierzonymi wówczas, gdy jest ona włączona wynika, że w tym ostatnim przypadku zakłócenia zostają zmniejszone o wartość równą tłumienności linii

przy częstotliwości około 0,75 MHz, tzn. przy częstotliwości równej połowie częstotliwości repetycji sygnału cyfrowego PCM. Wyniki te nie są przypadkowe, lecz znajdują uzasadnienie teoretyczne, które przytoczone jest w artykule stanowiącym podstawę niniejszego opracowania. W tabeli 5 są przedstawione równoważne częstotliwości zakłóceń dla różnych długości linii sztucznych.

Wykaz literatury

1. Kumagai, Matsuda, Aratani: Transmission performance of long repeatered-line for short haul PCM system, Review of the Electr. Commun. Labor. 1965, t. 13, nr 11-12, s. 877-904.
2. Aratani, Iwahashi: Some measuring equipment for PCM transmission for short haul trunks, Review of the Electr. Commun. Labor. 1965, t. 13, nr 11-12, s. 1065-1087.
3. Aratani, Sakurai: Characteristic of dial impulse and its influence upon regenerative trunking. Opracowanie wewnętrzne /Keika Shiryo/ E.C.L., 1963, nr 1344.
4. Cravis H., Crater T.V.: Engineering of TI carrier system repeatered lines, Bell Syst. Techn. J. 1963, t. 42, nr 2, s. 1243-1261.
5. Matsuda, Aratani, Fujii, Inoue, Sakurai: Report of tests on high frequency noise in-exchange trunk lines. Opracowanie wewnętrzne /Keika Shiryo/ E.C.L., 1964, nr 1497.

6. Matsuda, Aratani, Iwahashi: Long repeatered experiment on short haul PCM system. Information from the communication system division of IECE Japonia, 1964.
7. Matsuda, Others: Report of tests on high frequency characteristic of exchange cables. Opracowanie wewnętrzne /Keika Shiryo/ E.C.L. 1964, nr 1432.

ANALIZA BŁĘDU POMINIĘCIA W PRACY SYSTEMU PCM
NA KRÓTKIE ODLEGŁOŚCI

Opracował L. Kosiarek na podstawie artykułu Saito H.: Analysis of emission error in PCM repeatered line for short-haul trunks. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 949-956.

Występujące błędy w liniach systemu PCM na krótkie odległości stworzyły konieczność przeprowadzenia analizy tych błędów w celu właściwego wyboru i zaprojektowania układów synchronizacji oraz dla określenia warunków prawidłowej pracy całego systemu.

Występujące błędy są typu wtrącenia^{1/} lub pominięcia^{2/}, przy czym ta ostatnia grupa odgrywa dominującą rolę w całym systemie.

^{1/} Błędem typu wtrącenia nazywamy błąd powstały w wyniku pojawienia się dodatkowego impulsu wywołanego zakłóceniami.

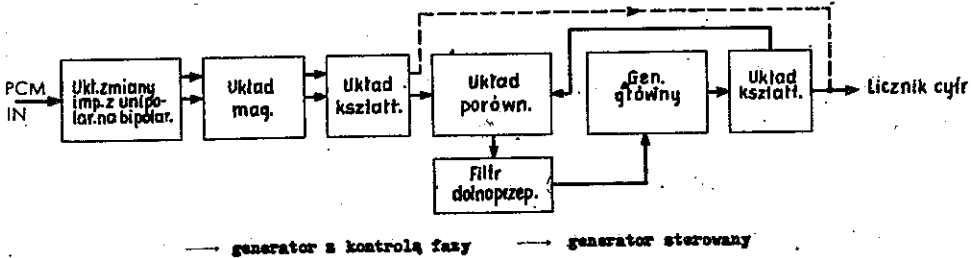
^{2/} Błędem typu pominięcia nazywamy błąd spowodowany zakłóceniami polegający na zaniku impulsu.

Analizę przeprowadzono dokonując pomiarów charakterystyk kabla międzycentralowego w bardzo szerokim pasmie częstotliwości oraz wykonując pomiary charakterystyk szumów. Ocenę sprawności transmisji uzyskano na podstawie analizy błędów cyfr numeru telefonicznego w długiej linii z regeneratorami. Przypuszcza się, że błędy cyfr numeru telefonicznego są głównie powodowane szumami pochodzącymi od impulsów tarczy numerowej. Czasowa struktura błędów występujących w liniach z regeneratorami, a w szczególności porządek czasu trwania kolejno po sobie występujących błędów są głównymi czynnikami decydującymi o wyborze jednego z trzech niżej wymienionych typów zegarowych układów synchronizacji:

- 1/ ze sterowanym generatorem,
- 2/ z kontrolowaną fazą,
- 3/ z niezależnym generatorem.

Przykłady układów typu 1/ i 2/ są pokazane na rys. 1. Typ 1/ reprezentuje tę samą metodę pobudzania zegara jak w przypadku obwodu synchronizacji czasowej regeneracyjnego wzmacniacza, a czas trzymywania synchronizacji zależy głównie od układu magazynującego. W przypadku typu 2/ odbiorcze urządzenie końcowe posiada wewnętrzny generator impulsów zegarowych, które są kontrolowane na drodze porównywania z impulsami odbieranymi z łącza. W przypadku typu 3/ układ wytwarza niezależne impulsy zegarowe urządzeń końcowych po stronie nadawczej i odbiorczej.

Do badań użyto linii długości 1885 m, którą stanowił kabel pomiędzy centralami w Ikabukuro i Otsuka w Tokio.



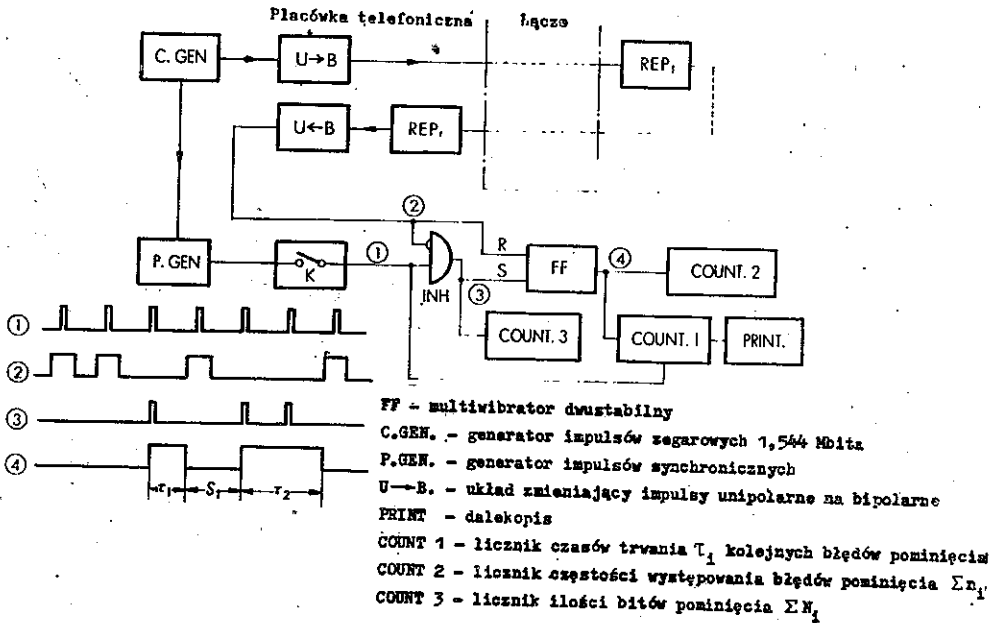
Rys. 1. Zegarowy układ synchronizacji

Eksperyment przeprowadzono dla 2, 8 i 16 regeneratorów w tandemach, przy czym pomiar struktury czasowej występujących błędów pominięcia dokonany był w zakresie współczynników błędu 10^{-4} do 10^{-6} 1/.

Błędy cyfr numeru telefonicznego mierzone są przez wysłanie impulsu wzorcowego, porównanie otrzymanego impulsu z impulsem wzorcowym i zsumowanie błędów numeru telefonicznego w określonym czasie. Nadawany wzorzec składa się wyłącznie z impulsów, dzięki czemu metoda sprawdzania struktury czasowej występujących błędów jest zarówno prosta, jak i efektywna.

Metodę badania wyjaśnia rys. 2. Generator impulsów zegarowych C.GEN generuje 1,544 Mbita ciągłych unipolarnych impulsów zamienianych na impulsy bipolarne przez przetwornik U → B. Impulsy regenerowane r razy w obu kierunkach wchodzi do obwodów wykrywających błędy przez przetwornik B → U, zamieniający impulsy bipolarne na unipolarne.

1/ Współczynnikiem błędu nazywamy stosunek błędnie przyjętych /lub nieodebranych/ impulsów do ogólnej liczby nadanych impulsów.



Rys. 2. Układy użyte w badaniach

Przebieg 1 na rys. 2 pokazuje ciąg impulsów, wysyłanych w tor, zaś przebieg 2 te same impulsy po przejściu przez tor wraz z błędami. Przebieg 3 jest przebiegiem 1 poddanym negowaniu przez przebieg 2 i jednocześnie wskazuje bity występujących błędów. Przebieg 4 otrzymany na wyjściu multiwibratora dwustabilnego, ustawianego w stan pierwszy przez przebieg 3 i przestawianego w stan drugi przez czoła impulsów przebiegu 2, wskazuje czas trwania kolejnych błędów pominięcia. Z powyższego otrzymano czas trwania kolejnych błędów T , częstość występowania błędów n i czas trwania przerw pomiędzy błędami S . Licznik 1 bada czas trwania kolejnych błędów w przebiegu 4 i otrzymane wyniki rejestru-

je na dalekopisie. Przy użyciu zegara impulsów synchronicznych jako wskaźnika czasu trwania kolejnych błędów pominięcia oraz licznika 1 można określić czas trwania błędów liczbą bitów. Licznik 2 wiąże częstość występujących błędów z przebiegiem 4. Z kolei licznik 3 wiąże liczbę występujących bitów z przebiegiem 3. Nadawany ciąg impulsów $B_1/10^8$ bitów i inne/ jest każdorazowo włączany przez klucz K. Przerwa pomiędzy występującymi błędami S jest mierzona przez odwrócenie polaryzacji działań stop i start w liczniku 1 mierzącym czas trwania przerwy lub błędu.

Tabela 1 pokazuje zależności między wartościami średnimi czasów trwania kolejnych błędów pominięcia $\Sigma N_i / \Sigma n_i$ i współczynnikiem występujących błędów $\Sigma N_i / \Sigma B_i$, które

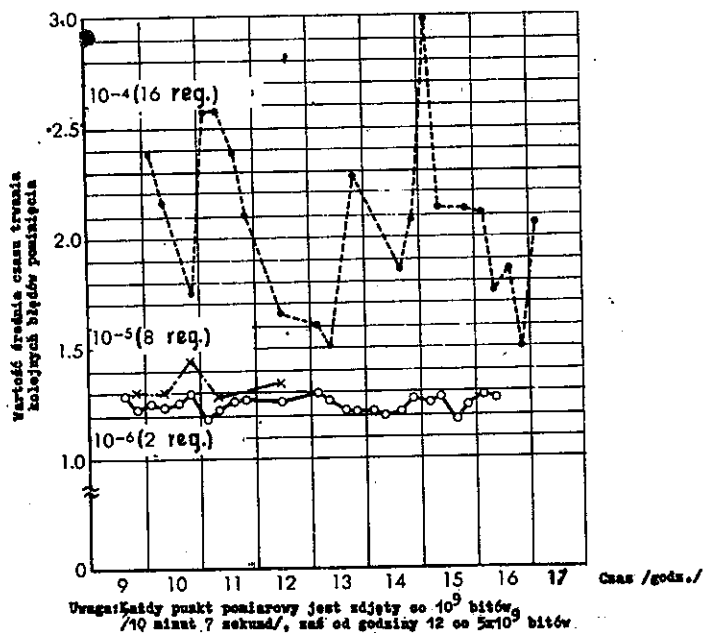
Tabela 1
Wartość średnia czasu trwania kolejnych błędów pominięcia i współczynnik błędów pominięcia

Liczba regeneratorów /ich numery/	Nadawane impulsy ΣB_i	Częstość występowania błędów pominięcia Σn_i	Liczba bitów pominięcia ΣN_i	Wartość średnia czasu trwania kolejnych błędów pominięcia $\Sigma N_i / \Sigma n_i$ /bit/	Współczynnik błędów pominięcia $\Sigma N_i / \Sigma B_i$	Uwagi górnne: $\Sigma N_i / \Sigma B_i$ środkowe: $\frac{\Sigma N_i}{\Sigma B_i}$ dolne: ΣB_i
/Regen. 2 1-2/	$10^9 \times 24$	40213	50107	1.246	2.088×10^{-6}	6.47×10^{-7} 5.20×10^{-7} $10^8 \times 20$
/Regen. 8 1-8/	$10^8 \times 3$ $10^9 \times 3$	4969 395177	6908 492507	1.390 1.246	2.303×10^{-5} 1.642×10^{-4}	1.32×10^{-5} 8.20×10^{-6} $10^8 \times 20$
/Regen. 16 1-16/	$10^8 \times 18$ $10^9 \times 20$	176479 1847050	305893 3443444	1.733 1.973	1.699×10^{-4} 1.822×10^{-4}	5.21×10^{-5} 5.95×10^{-6} $10^8 \times 40$

- Uwagi: 1. Wzorzec nadawanych impulsów i wszystkie impulsy znaczące 1/1
2. 10^9 w kolumnie "nadawane impulsy" oznacza 10^9 jednostek bitów i mnożone przez 24 oznacza, że pomiaru dokonywano 24 razy.
3. Wartości podane w uwagach są pokazane w odnośniku /3/ tabel 3.5 i 3.6, w których podano faktyczne, zmierzone wartości z uwzględnieniem współczynnika błędów aparatury pomiarowej.

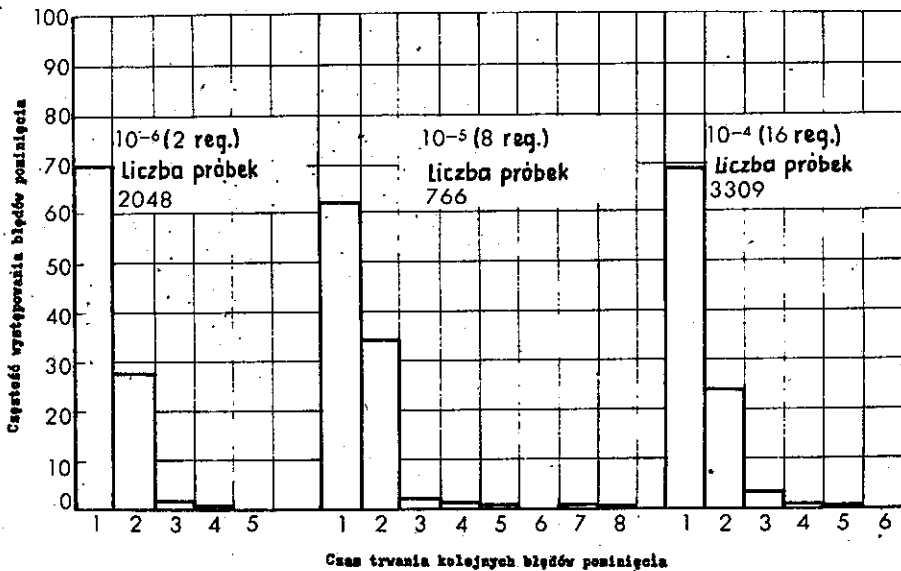
to zależności otrzymano z nadawania impulsu ΣB_i , częstości występowania błędów Σn_i i liczby bitów występujących błędów ΣN_i . Współczynnik błędu zmienia się w funkcji czasu ze standardowym odchyleniem σ . Współczynnik błędu pominięcia w przypadku 2 regeneratorów jest przyjmowany jako równy 10^{-6} , dla 8 regeneratorów 10^{-5} i dla 16 regeneratorów 10^{-4} . Najbardziej niekorzystny, a stosowany w praktyce współczynnik błędu dla linii z regeneratorami wynosi 10^{-6} .

Średni czas trwania kolejnych błędów przy wyżej wymienionym współczynniku błędu mieści się w zakresie 1,25 do 1,97 bita, dla pozostałej zaś większości błędów przyjmuje się za równy 1 bitowi.



Rys. 3. Zmiany w wartościach średnich czasów trwania kolejnych błędów pominięcia w funkcji mierzonego czasu

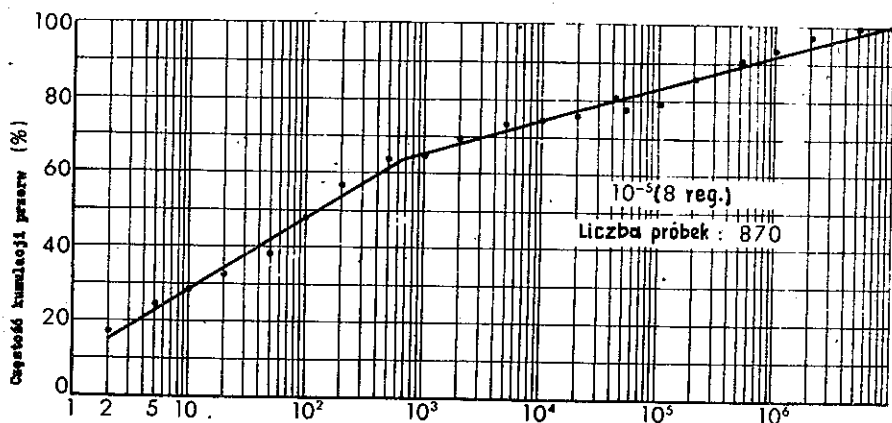
Rysunek 3 pokazuje zmiany wartości średniej czasu trwania kolejnych błędów pominięcia w funkcji czasu i dla różnych wartości współczynnika błędu. Z rysunku wynika, że dla większych wartości współczynnika błędu, długie czasy trwania kolejnych błędów pominięcia występują częściej niż dla małych.



Rys. 4. Rozkład częstości występowania czasów trwania kolejnych błędów pominięcia

* Na rysunku 4 pokazano rozkład częstości czasów trwania kolejnych błędów pominięcia otrzymany na podstawie danych uzyskanych na wyjściu licznika 1. W wyniku rozkładu częstości występowania błędów stwierdzono 62 do 72% kolejnych błędów pominięcia o czasie trwania 1 bita, 24 do 34% błędów o czasie trwania 2 bitów i minimalną ilość o czasie trwania więcej niż 3 bity. W wyniku

przeprowadzonej analizy stwierdzono, że rozkład czasu trwania ciągłych błędów jest zbliżony do rozkładu Poissona.



Rys. 5. Rozkład przerw pomiędzy błędami pominięcia

Z kolei rysunek 5 przedstawia rozkład częstości kumulacji przerw S pomiędzy błędami pominięcia przy współczynniku błędu pominięcia 10^{-5} .

Powższe dane liczbowe zajmują ważną pozycję w przypadku projektowania zegarowych układów synchronizacji.

WYKAZ LITERATURY

1. Kurahashi i inni: High frequency characteristics of existing exchange cable, National Convention of I.E.C.E., Japan 1963, s. 8-12.
2. Iwahashi, Matsuura: Noise characteristics of existing exchange cable. National Convention Record of I.E.C.E. Japan 1963, s. 8-11.

3. Matsuda, Aratani, Iwahashi: Transmission performance of long repeared line for short-haul PCM system. Report of Communication System Research Committee I.E.C.E. Japan 1964, styczeń.
4. Kimura, Saito: Synchronization for short-haul PCM system. Report of Communication System Research Committee I.E.C.E., Japan 1964, maj.
5. Aratani, Okawar: Error rate measuring apparatus for PCM system. Electr. Commun. Labor. Techn. J., 1962, t. 11, nr 8, s. 1537-1546.
6. Tōkeikagakukenkuyukai, Wyd. New tables for statistical function, Table 28, Kawadeshobo, Tokio 1952.

KODER, DEKODER I KOMPANDOR DLA URZĄDZEŃ KOŃCOWYCH
SYSTEMU PCM PRZEZNACZONEGO DO PRACY
NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

Opracował J. Miłek na podstawie artykułu:
Matsuura Y.: Companded coder and decoder of
PCM terminals for short-haul trunks. Review
of the Electrical Communication Laboratory
1965, t. 13, nr 11-12, s. 958-969

1. WSTĘP

Omawiany system posiada 24 kanały zwielokrotnione na zasadzie podziału czasowego z modulacją impulsowo-kodową. Grupa kodowa każdego kanału o czasie trwania 5,18 μ s zawiera 8 elementów, z których 7 służy do transmisji sy-

gnału rozmowy, a pozostały 1 element do transmisji sygnałów komutacyjnych.

Kompresor i ekspandor jest układem diodowo-oporowym, a jego charakterystyki o kształcie logarytmicznym są w siedmiu punktach zgodne z charakterystyką teoretyczną o $p = 100$. W celu uzyskania bardziej dogodnych charakterystyk diody komandora pracują w termostacie w temperaturze $120^{\circ}\text{C} \pm 0,3^{\circ}\text{C}$.

Ze względu na zastosowanie komandora koder i dekodek posiadają linearną charakterystykę przetwarzania. Koder pracuje na zasadzie sprzężenia zwrotnego i wytwarza siedmioelementowy binarny sygnał cyfrowy w postaci kodu szeregowego. Koder i dekodek wraz z komandorem spełniają nader ważne funkcje w systemie PCM i mają zasadniczy wpływ na parametry zewnętrzne całego systemu. W związku z powyższym urządzenia te muszą być projektowane w oparciu o te parametry, z których do najważniejszych należą zmiany tłumienności wynikowej oraz zawartość harmonicznych.

Utrzymanie tych parametrów w przepisanych granicach narzuca warunki na stałość charakterystyk omawianych zespołów oraz z kolei również na stałość zastosowanych elementów.

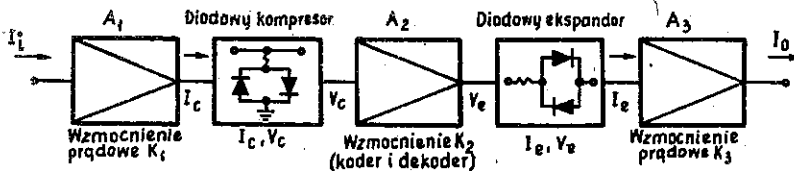
2. KOMPANDOR

2.1. Odchylenie w układzie komandora

Różnice pomiędzy charakterystyką kompresora i ekspandora mają istotny wpływ na zniekształcenia nieliniarne,

na tłumienność wynikową oraz na wielkość szumów kwantyzacji. Przez oszacowanie odchylenia, spowodowanego napięciową różnicą pomiędzy kompresorem i ekspandorem, w przypadku gdy przez oba układy płynie taki sam prąd, można obliczyć wynikowe zniekształcenia.

Zasadnicze zależności są wprowadzone dla obwodu przedstawionego na rys. 1, w którym wzmacniacz A_2 o wzmacnieniu K_2 reprezentuje koder i dekoder. Na wejście



Rys. 1. Komparator

wzmacniacza A_1 o wzmacnieniu K_1 jest wprowadzony impuls o wartości amplitudy I_1 , który jest sygnałem PAM, powstającym w procesie próbkowania sygnałów w kanałach akustycznych.

Prąd wyjściowy I_c ze wzmacniacza A_1 jest wprowadzony do kompresora i wskutek tego na jego wyjściu pojawia się napięcie V_c . Zależność V_c od I_c jest aproksymowana do logarytmicznej charakterystyki kompresji o $\mu = 100$, która jest wyrażona zależnością:

$$\frac{V_c}{V_{c \max}} = \frac{\ln \left(1 + \mu \cdot \frac{I_c}{I_{c \max}} \right)}{\ln \left(1 + \mu \right)} \quad //$$

Napięcie V_c zostaje przetworzone w koderze na sygnał cyfrowy przesyłany przez linię z regeneratorami. W odbiorczym urządzeniu końcowym sygnał cyfrowy jest przetworzony na napięcie V_e i to napięcie podane na ekspander powoduje pojawienie się prądu I_e na jego wyjściu. Związek pomiędzy I_e i V_e jest odwrotny do istniejącego w kompresorze i jest aproksymowany do charakterystyki teoretycznej o postaci:

$$\frac{I_e}{I_{e \max}} = \frac{\frac{V_e}{V_{e \max}}}{\mu} - 1 \quad /2/$$

Prąd I_e po wzmocnieniu przez wzmacniacz A_3 do wartości I_o jest wprowadzany do odpowiedniego kanału.

Charakterystyki kompandera łącznie z koderem i deko-derem są reprezentowane przez związek pomiędzy prądami I_o i I_i . W przypadku idealnym ten związek musi być liniowy, lecz w przypadku rzeczywistym mogą istnieć odchylenia, które można wyrazić następująco:

$$I_o = I_i + \delta I_i \quad /3/$$

gdzie δ jest współczynnikiem odchylenia i jest on funkcją prądu I_i .

Prąd doprowadzony do ekspandera może być obliczony z następującej zależności.

$$K_2 V_c = V_e / I_e = V_e \left[\frac{1}{K_1 K_2} I_c + \frac{1}{K_1 K_3} / I_i / \cdot I_c \right] \quad /4/$$

Rozwijając w szereg Taylora prawą stronę równania i pomijając składniki o wyższych potęgach oraz zakładając, że wzmocnienia K_1 , K_2 i K_3 są równe jedności otrzymamy następującą zależność:

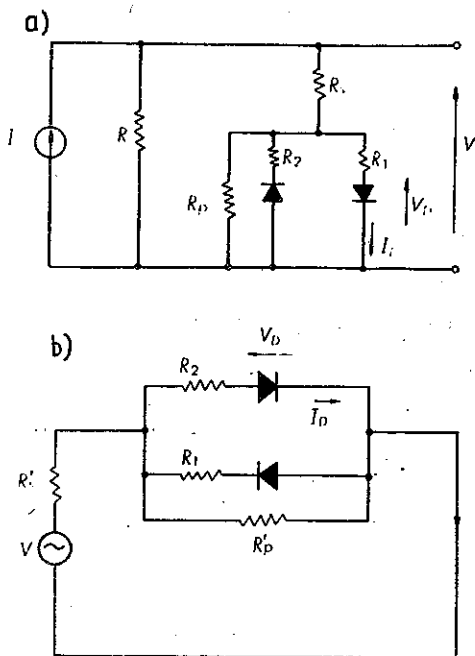
$$\sigma / I_{i1} / = \sigma / I_c / = \frac{V_c / I_c / - V_e / I_c /}{V_e' / I_c' / \cdot I_e} \quad /5/$$

lub w mierze logarytmicznej

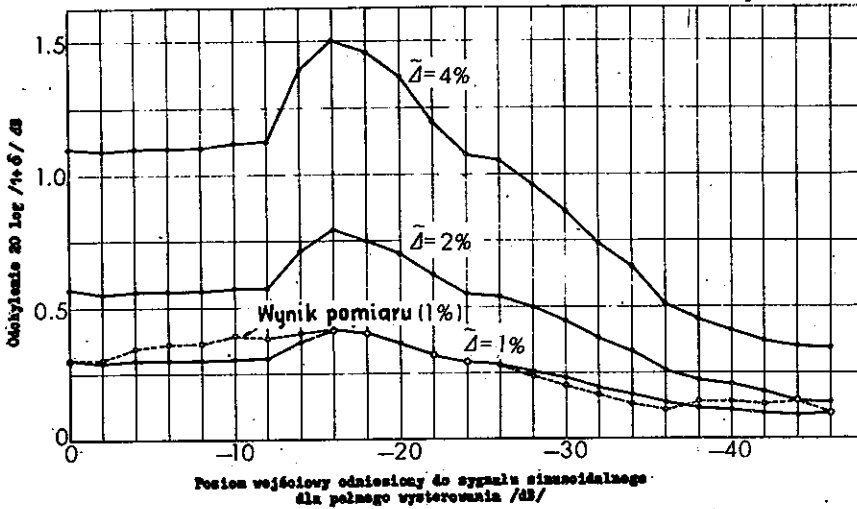
$$\sigma / x / = \tilde{\Delta} \frac{d / \ln V_e /}{d / \ln I_c /} = \tilde{\Delta} \frac{V_e / x /}{8,686 \cdot V_e' / x /} \quad /6/$$

gdzie $x = 20 \log I_c$ dB przy założeniu że $I_c \max = 1$.

W równaniu /6/ $\tilde{\Delta}$ reprezentuje napięciową różnicę względną pomiędzy V_c i V_e w przypadku, gdy przez oba układy płynie ten sam prąd. Znając funkcje $V_e / I_e /$ i $V_e' / I_e' /$ dla układów, które są przedstawione na rys. 2, można obliczyć odchylenie σ w zależności od prądu I_c . Wyniki są przedstawione na rys. 3 dla parametru $\tilde{\Delta}$ w założeniu, że nie zależy on od I_c .



Rys. 2. Diodowy układ komparatora
a/ układ kompresora, b/ układ ekspandora



Rys. 3. Odchylenie

2.2. Wpływ odchylenia na charakterystyki transmisyjne

2.2.1. Tłumienność wynikowa

Zmiany tłumienności wynikowej w dużym stopniu zależą od napięciowej różnicy pomiędzy układami kompresora i ekspandera oraz od zmian wzmocnienia A_2 . Tłumienność wynikowa dla każdego poziomu sygnału może być obliczona za pomocą rys. 3. po uprzednim określeniu współczynnika $\tilde{\Delta}$. Przy projektowaniu układu komandora, postępując odwrotnie, można dla założonych zmian tłumienności wynikowej określić dopuszczalną wartość współczynnika $\tilde{\Delta}$. Np. dla dopuszczalnych zmian tłumienności wynikowej $\pm 0,45$ dB dopuszczalna wartość $\tilde{\Delta}$ nie powinna przekraczać $\pm 1,1\%$.

2.2.2. Tkumienność harmonicznych

Odchylenia istniejące w komparatorze wywołują pojawienie się harmonicznych na jego wyjściu. Dla prądu wejściowego $I = \bar{I} \sin \omega t$, w przypadku gdy jedna z diod ma inną charakterystykę w stosunku do drugiej, można założyć $\sigma/I = 0$ dla $I \leq 0$. Przy ustalonym parametrze $\tilde{\Delta}$ i przy wykorzystaniu wyników przedstawionych na rys. 3 druga i trzecia harmoniczna może być określona ze wzorów:

$$d_2^2 = \frac{4}{T} \int_0^{T/4} \sigma/I \sin \omega t / \sin \omega t \cos 2 \omega t dt \quad /7/$$

$$d_3^2 = \frac{4\sqrt{2}}{T} \int_0^{T/2} \sigma/I \sin \omega t / \sin \omega t \cos /3\omega t + \frac{\pi}{4} / dt \quad /8/$$

Porównując obliczenie z wynikami pomiarów można uznać, że poziom trzeciej harmonicznej nie będzie niższy od -38 dB dla $\tilde{\Delta} \leq 1\%$.

2.2.3. Wzrost szumów kwantyzacji

Szum kwantyzacji jest nieodłącznie związany z procesem przetwarzania analogowo-cyfrowego. W przypadku istnienia odchyłek w komparatorze pojawia się wzrost szumu kwantyzacji o ΔN_{q0} z wartości N_{q0} do N_q .

$$N_{q0} = \frac{1}{12} \int_{-1}^1 / \Delta I_i / ^2 P / I_i / d I_i \quad /9/$$

$$\Delta N_{q0} = \frac{1}{4} \int \frac{d}{d I_i} \left[I_i \mathcal{S} / I_i \right] / I_i^2 P / I_i / d I_i \quad /10/$$

gdzie ΔI_i jest stopniem kwantyzacji, a wartość maksymalna I_i jest znormalizowana do jedności, zaś $P / I_i /$ jest funkcją gęstości prawdopodobieństwa I_i .

Po obliczeniu N_{q0} i ΔN_{q0} z równań /9/ i /10/ okazuje się, że odstęp sygnału do szumów kwantyzacji zmniejsza się tylko o wartość mniejszą od 0,1 dB, gdy $\tilde{\Delta}$ jest mniejsza od 1%.

2.3. Diodowy układ komparatora

Prąd I i napięcie V występujące na kompresorze lub ekspandorze, których schematy są przedstawione na rys.2, mogą być wyrażone za pomocą prądu I_D i napięcia V_D diody.

$$V = AV_D + BI_D$$

$$I = CV_D + DI_D$$

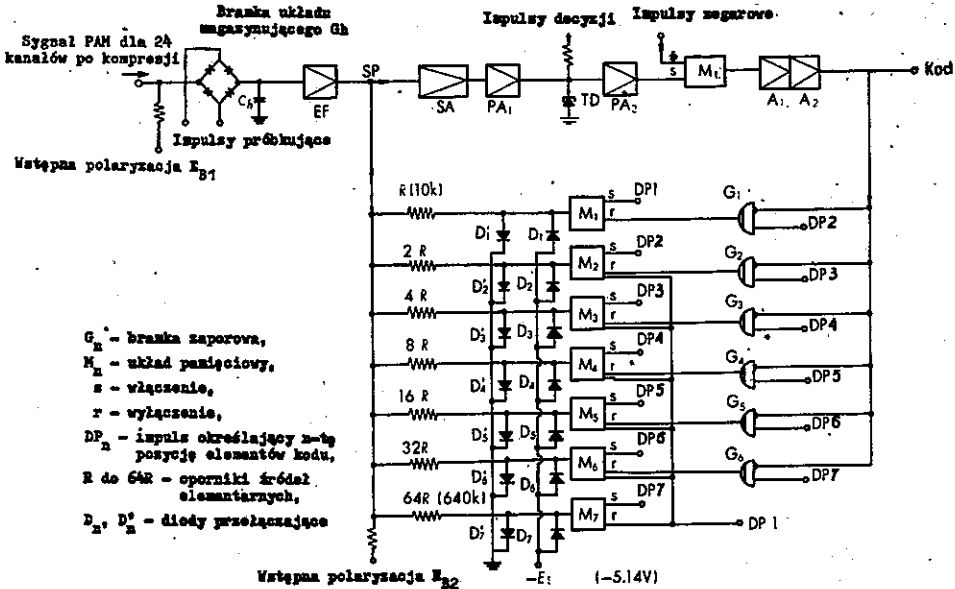
Współczynniki ABCD są związane z elementami układu i wynikają z założenia, że charakterystyka rzeczywista powinna być zgodna z charakterystyką teoretyczną w kilku punktach oraz że rzeczywisty komparator powinien dla małych amplitud poprawiać stosunek sygnału do szumów kwantyzacji o 26 dB. Za pomocą tej metody projektowania można wykazać, że temperatura termostatu powinna być możliwie najwyższa. W opracowanym układzie przyjęto temperaturę 120°C, a maksymalny prąd diody wynosi 2 mA.

3. KODER I DEKODER

3.1. Koder

Z różnych metod przetwarzania analogowo-cyfrowego najprostszy i najtańszy jest koder, w którym impuls PAM, powstający przez próbkowanie sygnału panującego w kanale, porównuje się kolejno w każdym z siedmiu przedziałów czasowych z siedmioma elementarnymi źródłami prądowymi.

Na rysunku 4 jest pokazany schemat blokowy kodera. Poza układami pokazanymi na rys. 4, zespół kodera jest wyposażony w generatory impulsów zegarowych. Sygnał PAM



Rys. 4. Koder ze sprzężeniem zwrotnym

ponownie próbkowany przez bramkę Gh jest wprowadzony na kondensator magazynujący, w czasie przeznaczonym dla sygnalizacji. Zmagazynowane napięcie określa prąd wyjściowy wtórnika EF i ten prąd, zawsze dodatni dzięki polaryzacji EB₂, jest sumowany w punkcie SP z ujemnymi prądami elementarnymi płynącymi z dekodera, który znajduje się w pętli sprzężenia zwrotnego kodera. Mały prąd płynący z E_{B2} służy do regulacji zerowego prądu w koderze. Wynik sumowania prądów przechodzi przez wzmacniacz SA o wzmocnieniu największym dla małych amplitud i przez wzmacniacz impulsowy PA₁. Gdy w pewnym przedziale czasowym sygnał PAM ma amplitudę większą od amplitudy prądu z dekodera, wówczas różnica na wyjściu PA₁ powoduje, że dioda tunelowa wzmocni impuls decyzji, który następnie po wzmocnieniu we wzmacniaczu PA₂ sprawia, że przerzutnik M₀ generuje impuls o większej szerokości. Impuls ten jest już elementem kodu o wartości 1, a ponadto służy do dalszego procesu kodowania i w tym celu jest przez wzmacniacz A₁ i A₂ podany do dekodera. Dekoder zawiera diodowe bramki zaporowe G_i /i od 1 do 6/, dwustabilne przerzutniki z diodami tunelowymi M_n /n od 1 do 7/ i oporniki źródeł elementarnych. Oporniki te są dołączane do źródła E₅ lub do ziemi odpowiednio przez diody D_n lub D^{*} $\frac{1}{n}$ w zależności od tego, czy kod zawiera 1 czy 0 w danym przedziale czasowym. Do poprawnej pracy kodera wymagane jest spełnienie określonych związków pomiędzy impulsami zegarowymi.

Impulsy decyzji oraz zegar cyfrowy o częstotliwości repetycji 1544 kHz są tak usytuowane w czasie, że przy

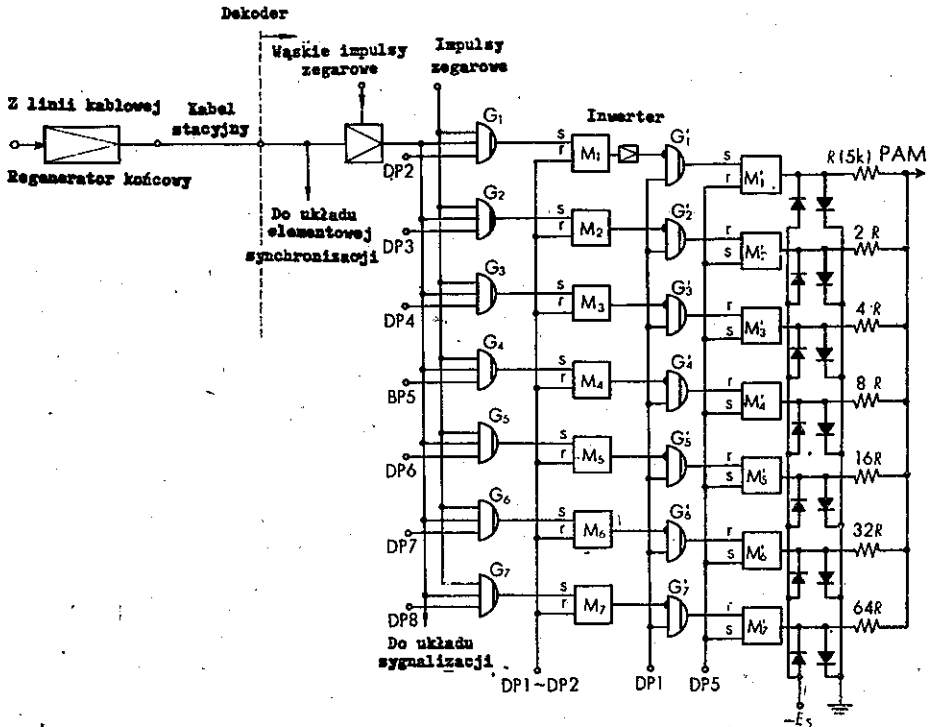
ich udziale generowany w przerzutniku M_0 impuls kodu skutecznie zamyka drogę dla impulsów DP_i , które określają pozycje elementów kodu od pierwszego do siódmego. Przy analizie pozycji czasowych należy uwzględnić przesunięcia fazowe wynikające ze skończonego czasu transmancji układów i połączeń. W związku z powyższym należy przewidzieć marginesy fazowe na wzajemne położenie impulsów.

3.2. Dekoder

Schemat blokowy dekodera jest przedstawiony na rys.5. Dwubiegunowe impulsy sygnału cyfrowego odebrane z toru po regeneracji są zamienione na impulsy jednobiegunowe o 100% wypełnieniu. Bramki G_n rozdzielają serię siedmiu impulsów kodu szeregowego do przerzutników dwustabilnych M_n , stanowiących rejestr równoległy. W czasie impulsu DP_1 cała informacja kodu jest już zawarta w przerzutnicach i w tym czasie zostaje przekazana przez bramki zaporowe G_n^* do przerzutników dwustabilnych M_n^* . Sygnał z przerzutników M_n^* powoduje włączenie odpowiednich źródeł prądowych na okres od DP_1 do DP_5 . Suma odpowiednich źródeł elementarnych tworzy sygnał analogowy właściwy dla odebranego kodu.

3.3. Odchylenia w układzie źródeł elementarnych

W koderze i dekodecie mogą wystąpić odchylenia w skoku kwantyzacji z powodu niedokładności źródeł elementar-



Rys. 5. Dekoder

ných, zawierających 7 oporników i czternaście diod przełączających. W zasadzie odchylenia oporników i diod mogą być rozważane jako zmienne przypadkowe. Odchylenia spowodują wzrost szumów kwantyzacji. Zakładając, że maksymalny wzrost szumów kwantyzacji może wynosić 1 dB dla dużych poziomów wejściowych i 2,5 dB dla małych, dopuszczalne odchylenia mogą wynosić dla oporników 0,2%, zaś dla diod 13 mV.

WYKAZ LITERATURY

1. Shennum R.H., Gray J.R.: Performance limitations of a practical PCM terminal. Bell Syst. Tech. J., 1942, t. 41, nr 1, s. 143-160.
2. Mann H., Straube H.M., Villars C.P.: A companded coder for an experimental PCM terminal. Bell Syst. Tech. J. 1962, t. 41, nr 1, s. 173-226.
3. Smith B.: Instantaneous companding of quantized signals. Bell Syst. Tech. J. 1957, t. 36, nr 3, s. 653-702.



