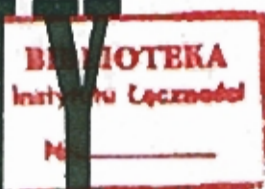


INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA-MIEDZESZYN

PROBLEMY



ŁĄCZNOŚCI

128

1975

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

BIBLIOTEKA
Instytutu Łączności

Paź _____

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

ROK 15

WARSZAWA 1975

NR 128

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Redakcja Problemów Łączności

Redaktor Naczelny - mgr inż. Jerzy Rutkowski

Redaktorzy działów:

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

mgr inż. Józef Możejko

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRAWACH RĘKOPISU

Redaktor: J. Borkowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B5. Nakład 665. Wpłynęło do
Działu Wydawniczego 25.11.1974 r.
Druk ukończono w lutym 1975 r.

PROBLEMY ŁĄCZNOŚCI

Opracowanie tłumaczeń ZAGADNIENIA POMIARÓW W SYSTEMACH Z MODULACJĄ IMPULSOWO-KODOWĄ

Opracował A. Górski

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Anon: Nowa technika pomiarowa systemów PCM	1
2. Waddington D.E.O'N.: Pomiary zniekształceń kwantyzacji	7
3. Ramsden A.N.: Pomiary wykonywane na łączach PCM	14
4. Amann B., Schon B.: Nowe przyrządy pomiarowe dla techniki PCM	22
5. Rolls R.G.: Systemy PCM o kodach dużej gęstości i stosowane w nich przyrządy pomiarowe	26
6. Perma A.I., Taylor I.: Problemy pomiarowe systemów PCM o dużej krotności	31
7. Rolls R.G.: Urządzenie do badania regeneratorów	37
8. Waddington D.E. O'N.: Badanie regeneratorów	40
9. Ostler R.I., Rolls R.G., Webster P.R. M.: Sprawdzanie i strojenie obwodów zegarowych w regeneratorach	44

	Str.
10. Blair R.W., Burnell E.S.: Monitor liniowy dla systemu T-1	48
11. Rolis R.G., Webster P.R.M.: Źródła sygnałów przy pomiarach zniekształceń kwantyzacji	50

Opracował A. Moniuszko

1. Boulvin J., Fuchs G., Fenouillet P., Peltier Y.:
Pomiary parametrów kabli symetrycznych, przeznaczonych do transmisji sygnałów cyfrowych

ZAGADNIENIA POMIARÓW W SYSTEMACH Z MODULACJĄ IMPULSOWO-KODOWĄ

621.395.452:621.376.56:621.317

NOWA TECHNIKA POMIAROWA SYSTEMÓW PCM

Opracował A. Górski na podstawie artykułu Anon.: PCM braucht neue Messtechnik. Radio Mentor electron. 1973 nr 5 s. 204-207.

WPROWADZENIE

Przesyłanie informacji w oparciu o technikę PCM^{x/}, jak wiadomo, polega na: próbkowaniu, kwantowaniu i kodowaniu wartości amplitudy przed procesem transmisji sygnału. W sygnale skwantowanym nie mogą być zawarte wszystkie wartości amplitudy sygnału analogowego. Wprowadza to zniekształcenia kwantyzacji tym mniejsze, im większa jest liczba stopni kwantyzacji. Sygnał mowy o dynamice 40 dB, przy zastosowaniu kwantyzacji liniowej, wymaga około 4000 stopni kwantyzacji; odpowiada to transmisji o kodzie 12-elementowym / $2^{12}=4096$ /. Biorąc pod uwagę, że w mowie występują częściej sygnały o niskich poziomach oraz to, że przy wyższych amplitudach ucho jest mniej czułe na małe błędy/ człowiek słyszy logarytmicz-

^{x/} Pulse Code Modulation - modulacja impulsowo-kodowa

nie/, zastosowano nieliniową charakterystykę kwantyzacji /rys. 1/^{x/}.

Charakterystyka ta, dla sygnałów jednej polaryzacji, ma 128 stopni kwantyzacji, daje to dla sygnałów ujemnych i dodatnich 256 stopni. Odpowiada to transmisji o kodzie 8-elementowym / $2^8 = 256$ /, co zapewnia wystarczającą jakość transmisji.

W systemie PCM sygnały analogowe przy transmisji mowy próbkowane są z częstotliwością 8 kHz, a następnie próbki podlegają kwantyzacji o 256 poziomach oraz kodowaniu ich wartości odpowiednim kodem binarnym.

Dla uniknięcia powstawania składowej stałej w transmisji normalnego kodu binarnego /zero-jedynkowego/ wprowadza się transmisję sygnałów bipolarnych, gdzie jedynki są reprezentowane na przemian przez impulsy dodatnie i ujemne /tzw. kod AMI - Alternate Mark Inversion/.

W kodzie AMI mogą występować dłuższe sekwencje zer /odcinków bez impulsów/, powodowałyby to z kolei trudności w pracy regeneratorów. Z tego powodu zastosowano kod HDB-3, w którym w przypadku wystąpienia więcej niż trzech zer zostaje przymusowo zakłócona struktura kodu AMI.

Należy zwrócić uwagę, że 32-kanalowy system FDM, o szerokości kanału 4 kHz, wymaga pasma 128 kHz.

Dla 32-kanalowego systemu PCM przy pasmie przenoszenia 4 kHz, z częstotliwością próbkowania 8 kHz i transmisji kodem 8-elementowym, wynika przepływność binarna 2,048 Mbit/s, co stanowi w porównaniu z techniką zwielokrotnienia często-

^{x/} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułów str.

tliwościowego /FDM/ duże powiększenie szerokości pasma. Jest to cena, którą trzeba zapłacić za stosowanie systemów PCM.

Zasadniczą zaletą systemów PCM jest możliwość regeneracji sygnałów we wzmacniakach-regeneratorach. Dopóki bowiem regenerator rozróżnia czasowe punkty regeneracyjne, określone przez częstotliwość impulsowania, zawarte między "1" i "0", możliwa jest bezzniekształceniowa regeneracja sygnału. Powoduje to, że szумы i zakłócenia przy transmisji PCM nie sumują się proporcjonalnie do długości odcinka transmisji. Należy zwracać uwagę, aby suma wszystkich zakłóceń i zniekształceń w każdym odcinku regeneracyjnym była mniejsza od połowy amplitudy sygnału.

Przykładowo można podać, że na 2500-kilometrowym łączu odniesienia można osiągnąć elementową stopę błędów rzędu $3 \cdot 10^{-7}$, gdy przy elementowej stopie błędów równej 10^{-4} mowa jest jeszcze zrozumiała.

System PCM stosowany przez niemiecką Poczta RFN

W RFN realizuje się system PCM 30 /30 kanałów rozmównych i 2 pomocnicze/. Zasada działania systemu pokazana jest na rys. 2; przed próbkowaniem sygnał przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy. Filtr taki znajduje się również na wyjściu dekodera, a więc po przekształceniu sygnału PCM na sygnał PAM^{x/}.

Zasadniczą budowę systemu PCM 30 - część nadawczą i odbiorczą - ilustruje rys. 3.

^{x/} Pulse Amplitude Modulation - modulacja impulsowo-amplitudowa.

Krotnica po stronie nadawczej zawiera zegar TZ, urządzenia zwielokrotniające z przełącznikiem próbkowania dla 30 kanałów oraz układy wprowadzające dodatkowe sygnały sygnalizacyjne. Krotnica strony odbiorczej zawiera urządzenie synchronizacji ramki, które decyduje o odpowiednim uruchomieniu zegara, oraz sterowane nim urządzenia rozdziału kanałów. Sygnały impulsowe PCM po zamianie ich w kanały bipolarne transmitowane są drogą kablową z regeneratorami rozmieszczonymi co około 2 km.

Zasada pracy zastosowanych regeneratorów pokazana jest na rys. 4; na załączonych do rysunku wykresach podano kształt impulsów na początku odcinka kablowego, czyli na wyjściu regeneratora poprzedniego /1/ i po przejściu przez ten odcinek kablowy /2/. Impulsy są zniekształcone przez tłumienność kabla i zakłócenia zewnętrzne. Wpływ tłumienności kabla /3/ zniesiony zostaje w korektorze stałym i automatycznym. Dalej następuje /4/ obcięcie amplitud i zamiana impulsów na jednobiegunowe; sygnały mniejsze niż połowa maksymalnej amplitudy znaczą "0", a większe - "1". Wykres /5/ przedstawia sygnał taktowy, dalej następuje selekcja czasowa i obcięcie fluktuacji fazowych impulsu. Na wykresie /7/ pokazano sygnał wyjściowy regeneratora.

Pomiary analogowe stosowane w systemach PCM

Oprócz pomiarów znanych z techniki FDM /np. pomiar tłumienności, szumu itp./ w technice PCM należy brać pod uwagę dodatkowo zniekształcenia kwantyzacji oraz zniekształcenia wynikające z ograniczenia dynamiki.

Zniekształcenia kwantyzacji, zależące od liczby stopni kwantyzacji, powstają w wyniku różnicy sygnału odbieranego w stosunku do sygnału oryginalnego. Zniekształcenia wynikające z ograniczenia dynamiki powstają wtedy, gdy sygnał analogowy dodatni lub ujemny przekracza najwyższe stopnie kwantyzacji.

Tak więc pomiary odstępu sygnału od zniekształceń w funkcji poziomu sygnału informują o poprawnej pracy kompensatora i ekspandora /w koderze i dekoderze/. Pomiary te wykonywane są jako szerokopasmowe określenie wąskiego pasma szumów wywołanych zniekształceniami kwantyzacji. Na rys. 5 pokazano położenie sygnału szumu w dolnym końcu pasma odbieranego.

Pomiary cyfrowe stosowane w systemach PCM

Możliwości pomiarów cyfrowych obrazuje rys. 6; na rysunku nie uwzględniono urządzeń nadzorujących, służących do kontroli zestrojów końcowych oraz lokalizacji uszkodzeń na drogach przesyłowych. W układzie tym można wykonać pomiar stopy błędu i zaburzeń bipolarności, sprawdzić regenerator i urządzenia końcowe.

Elementowa stopa błędów definiowana jest zazwyczaj jako stosunek liczby zniekształconych elementów do całkowitej liczby elementów transmitowanych. Pomiar jej wykonywany jest /rys. 7/ przez wysłanie z generatora impulsów testowych, sygnału wzorcowego i porównanie tego sygnału po przejściu przez trasę z odtworzonym w miejscu odbioru takim samym wzorcem odniesienia.

Generator impulsów testowych może generować sekwencje

10101, sekwencje zer, jak również sekwencje 10001. Ta ostatnia odpowiada kodowi HDB-3 o możliwie najmniejszym zagęszczeniu. Do pomiarów tych można również stosować sygnał w postaci pseudoprzypadkowego ciągu impulsów o liczbie elementów $2^{15}-1$, wytwarzanego w rejestrze przesuwym /ze sprzężeniem zwrotnym/.

Ze względu na uniwersalne zastosowanie używany generator impulsów testowych wytwarza oprócz sygnałów o przepływności binarnej 2048 kbit/s również sygnały o przepływności binarnej dla transmisji danych, tzn. 48 kbit/s lub 64 kbit/s oraz sygnały o przepływności binarnej 8448 kbit/s, odpowiadającej systemowi o większej krotności /120-krotnemu/. Generator ten ma wyjścia o różnych kodach sygnałowych, co pozwala na dołączanie generatora do różnych punktów pomiarowych systemu /rys. 8/.

Miernik stopy błędów może odtworzyć jako sygnały odniesienia wszystkie nadawane sygnały testowe, sprawdza przychodzące sygnały testowe, synchronizuje z nimi swój sygnał odniesienia, a zsynchronizowane oba sygnały porównuje bit po bicie. Synchronizacja wykonywana jest przez opóźnianie sygnałów generatora wzorcowego w mierniku stopy błędów.

Do określenia przyczyn błędów służy możliwość ich segregacji na błędy powstałe wskutek wprowadzenia dodatkowych elementów /dodatnich lub ujemnych/, albo zagubienie elementów. W rezultacie uzyskuje się stopę błędów, odniesioną do 10^7 lub 10^8 odebranych elementów, co przy przepływności binarnej 2048 kbit/s wymaga czasu pomiaru 5 lub 50 s. Przy małych stopach błędów możliwe jest liczenie liczby błędów. Wynik może być odczytany na wskaźniku lub zapisany na taśmie rejestracyjnej.

Dużo łatwiejszym pomiarem, niż pomiar stopy błędów, jest pomiar zaburzeń bipolarności, jednak metoda ta nie gwarantuje takiej jak poprzednio dokładności pomiaru. Szczególnie zachodzi to przy zaburzeniach wielokrotnych, tzw. błędach serijnych. Porównanie wyników pomiaru obu metod obrazuje rys.9.

Kontrolę regeneratorów przeprowadza się przez przyłożenie sygnału w postaci pseudoprzypadkowego ciągu impulsów, poprzez układ kształtujący i linię sztuczną na wejście badanego regeneratora i wykonanie pomiaru stopy błędów w funkcji odstępu sygnału od szumu. Odporność regeneratora na zakłócenia sprawdzana jest przez dodawanie napięć zakłócających.

Dodatkowo można zdejmować charakterystyki tłumienia wahań fazy w zależności od częstotliwości modulacji fazy. W tym celu obserwowane są na oscyloskopie wahania fazy sygnału wyjściowego regeneratora w porównaniu z sygnałem taktującym bez wahań /fluktuacji/ fazy.

POMIARY ZNIEKSZTAŁCEN Kwantyzacji

Opracował A. Górski na podstawie artykułu:
Waddington D.E.O N.: Overall evaluation of
p.c.m. systems, Marconi Instrum. 1972, vol. 13
nr 6, s. 135-140.

W niniejszym opracowaniu opisano pomiar zniekształceń kwantyzacji za pomocą przyrządu PCM Multiplex Tester TF 2807, nazywany dalej testerem.

Pomiar zniekształceń kwantyzacji

Zasady pomiaru zniekształceń kwantyzacji ilustruje rys.10. Sygnał szumu po przejściu przez filtr przepustowy o szerokości pasma 100 Hz i środek pasma przy częstotliwości 500 Hz podawany jest na wejście /analogowe/ jednego z kanałów systemu PCM. Na wyjściu /analogowym/ odpowiedniego kanału sygnał szumu podawany jest do miernika napięcia przez filtr o charakterystyce pasma jak filtr na wejściu; w tym momencie następuje pomiar amplitudy odbieranego sygnału V_s . Następnie filtr ten zostaje zastąpiony filtrem szerokopasmowym przepuszczającym sygnał zniekształceń V_d , lecz tłumiącym składowe sygnału wejściowego. Zniekształcenia kwantyzacji określone są przez wyrażony w decybelach stosunek amplitud V_d i V_s .

Źródło szumu

Jako sygnał testowy do pomiaru zniekształceń kwantyzacji powinien być zastosowany idealny szum biały, lecz zastosowanie takiego sygnału jest przyczyną znacznych niedogodności pomiarowych. Powodem tego jest to, że wymagany czas całkowania przy pomiarze wąskopasmowego szumu białego jest bardzo długi dla uzyskania pożądanej dokładności pomiaru. W praktyce oznacza to, że stała czasu obwodu pomiarowego jest kompromisem pomiędzy dokładnością i szybkością pomiaru, a ostateczna dokładność zależy od zręczności i cierpliwości mierzącego.

Zastosowanie zamiast szumu białego szumu pseudoprzypadkowego pozwala na pokonanie tych trudności. Metoda ta jest bar-

dzo atrakcyjna ze względu na następujące właściwości szumu pseudoprzygodkowego:

- jest on łatwy do generacji przy zastosowaniu rejestru przesuwonego, tak że można wytworzyć maksymalnie długą sekwencję binarną,
- wartość skuteczna szumu może być łatwo stabilizowana przez stabilizację napięcia zasilającego wyjściowy stopień rejestru przesuwonego,
- charakterystyka tego szumu jest powtarzalna, tak więc wszystkie przyrządy mające taki sam generator szumu pseudoprzygodkowego będą zapewniały powtarzalność pomiarów.

Aby wykorzystać do pomiarów zniekształceń kwantyzacji szum pseudoprzygodkowy, należy określić wymagania stawiane sygnałowi testującemu. Jak wspomniano powyżej, do tych celów preferowany jest wąskopasmowy szum biały, wycinany za pomocą filtru z szerokopasmowego szumu białego.

Dla szumu białego stosunek wartości szczytowych do wartości skutecznej jest teoretycznie nieskończenie duży, jakkolwiek w praktyce rzadko przekracza 13 dB. Zakłada się, że gęstość rozkładu prawdopodobieństwa szumu białego, przed filtracją, jest gaussowska, a więc po filtracji gęstość rozkładu jest taka sama. W szumie białym nie występuje częstotliwość dominująca, tzn. istnieje jednakowe prawdopodobieństwo wystąpienia w dowolnej chwili czasu każdej częstotliwości zawartej w pasmie.

Szum biały jest więc określony przez: stosunek wartości szczytowych do skutecznych, gęstością rozkładu prawdopodobieństwa i rozkładem spektralnym.

W trakcie generacji szumu pseudoprzykładowego nie zawsze można gwarantować, że szum ten będzie miał poprawne właściwości symulujące szum biały. Okresowość sekwencji pseudoprzykładowej może spowodować rezonansy obwodów filtrów wąskopasmowych, dając na wyjściu przy pewnych częstotliwościach bardzo duże amplitudy sygnału wejściowego. Stosunek wartości szczytowej do skutecznej i gęstość rozkładu prawdopodobieństwa zależą od szybkości zegara, sprzężenia zwrotnego, szerokości pasma i charakterystyki filtru. Dla szumu pseudoprzykładowego można określić następujące wymagania:

1. Długość słowa, tzn. $/2^n - 1/$ x okres zegara, gdzie n jest liczbą stopni rejestru przesuwne, musi być dostatecznie krótka, aby uzyskać szybki pomiar.
2. Linie spektralne muszą być dość zwarte, aby adekwatnie symulować szum.
3. Stosunek wartości szczytowych do skutecznych musi zbliżać się do wartości stosunku dla szumu białego.
4. Gęstość prawdopodobieństwa musi być gaussowska.

Powstaje więc konflikt pomiędzy wymaganiami 1 i 2, gdyż linie spektralne są odwrotnością długości słowa. W konsekwencji musi nastąpić pewien rozsądny kompromis. Wystarczające będzie zwykle zastosowanie 30 do 40 linii spektralnych, dające w rezultacie długość słowa około 300 ms, pozwalającą na dostatecznie dokładną symulację szumu białego oraz rozsądnie krótki czas pomiaru.

Filtrowanie szumu pseudoprzykładowego jest bardzo trudne do określenia teoretycznego; formuła matematyczna nie jest

prosta i zależy od częstotliwości zegara, długości sekwencji /słowa/, układu sprzężenia zwrotnego, charakterystyk filtru itp. Wyznaczenie właściwego stosunku wartości szczytowej do skutecznej oraz rozkładu gęstości prawdopodobieństwa może nastąpić za pomocą metod numerycznych, lecz będzie to proces długi, kosztowny, a wynik prawdopodobnie niedokładny; można w.w. stosunek wyznaczyć za pomocą serii pomiarów, wykorzystując do wyznaczenia stosunku wartości szczytowych do skutecznych oscyloskop i woltomierz oraz analizator gęstości prawdopodobieństwa.

Stosunek wartości szczytowych do skutecznych powinien być mały, gdyż od tego zależy długość "słowa" szumu pseudoprzypadkowego, np. dla otrzymania tego stosunku o wartości 12,5 dB niezbędna jest nie krótsza niż 1000-sekundowa sekwencja pseudoprzypadkowa, gdyż przy tej długości prawdopodobieństwo wystąpienia zbyt dużych amplitud w szumie pseudoprzypadkowym będzie wynosiło tylko 0,0002. Sekwencji o długości równej 300 ms odpowiada wartość tego stosunku około 10,5 dB. Wartość ta została wybrana w opisywanym testerze.

Przy rozpatrywaniu dowolnej 300 ms sekwencji filtrowanego szumu białego można całkowicie bezpiecznie założyć, że szum ten nie będzie nigdy miał charakteru prawdziwie gaussowskiego. Powodem tego jest to, że w tym czasie może wystąpić maksymalnie 165 okresów sygnału oraz to, że wystąpią tylko dyskretne (określone) wartości amplitud. Szum więc pseudoprzypadkowy przy określonej długości słowa może tylko aproksymować szum biały.

Na rysunku 11 podano rozkład gęstości prawdopodobieństwa szumu pseudoprzypadkowego stosowanego w przyrządzie TF 2807.

Można stwierdzić, że z wyjątkiem kilku wyskoków krzywa jest zasadniczo krzywą gaussowską. Tak więc aproksymacja ta może być stosowana w praktycznych układach pomiarowych. Na rysunku 12 podano wyniki pomiaru przy stosowaniu szumu białego i pseudoprzypadkowego.

Woltomierz

Przy pomiarach wąskopasmowego szumu białego występuje zwykle problem uzyskania kompromisu między dokładnością pomiaru a stałą czasu przyrządu.

Przy pomiarze zniekształceń kwantyzacji problem ten zaostrza się przez stosunek wartości szczytowych do skutecznych dla składowych zniekształceń, który w tym przypadku zwykle osiąga duże wartości, aż do 20 dB. Problem ten powoduje trudności w określaniu optymalnej stałej czasu. Mimo że teoretycznie już w jednym "słowie" szumu pseudoprzypadkowego reprezentowany jest w pełni gaussowski rozkład prawdopodobnych amplitud oraz pełna informacja o zniekształceniach, korzystne jest stosowanie w tym celu szumu pseudoprzypadkowego o powtarzalnej sekwencji. Sposób ten ilustruje rys. 13.

Sygnał wejściowy jest podnoszony do kwadratu w mnożniku analogowym. Sygnał wyjściowy mnożnika zostaje następnie scałkowany za okres czasu równy długości sekwencji pseudoprzypadkowej. Na końcu okresu całkowania następuje próbkowanie, a wartość próbki jest zatrzymana do odczytu. Po rozładowaniu integratora jest on przygotowany do następnego cyklu pomiarowego. Przyrząd pokazuje więc średnią kwadratową napięcia wejściowego z czasem uśredniania dokładnie związanym z dłu-

gością sekwencji pseudoprzypadkowej. Odczytana przez przyrząd wartość będzie określona maksymalnie z dwóch słów sekwencji pseudoprzypadkowej. Praktycznie powoduje to, że odczyt przyrządu jest zbyt drgający, a dla polepszenia charakterystyki impulsowej przyrządu włącza się przyrząd do obwodu próbkującego. Powoduje to zwiększenie się stałej czasu przyrządu do dwu sekund. Z tego powodu we wskazaniach przyrządu nie występują mocne drgania wskazówki, występujące zwykle przy pomiarach szumu.

Metoda ta może znaleźć zastosowanie dla innych sygnałów, mimo że dla pomiarów przy małych częstotliwościach stałość wskazań przyrządu może być mocno zakłócona. Najmniejszą częstotliwością, przy której nie występuje ten problem, jest 300 Hz. Metoda ta jednakże nie może być zastosowana dla psometrycznych pomiarów szumu.

Na rysunku 14 podano schemat mnożnika zastosowanego w procesie kwadratowania napięcia wejściowego; obwód ten działa następująco:

Napięcie wejściowe V podawane jest do trzech oddzielnych obwodów:

1. do modulatora szerokości impulsów, który wytwarza impulsy o stosunku czasu trwania do czasu przerwy proporcjonalnym do przyłożonego napięcia

$$\frac{T_1}{T_2} = KV + \frac{1}{2}$$

K - współczynnik określony przez modulator

2. do inwertora o wzmacnieniu - 1, którego sygnał wyjściowy jest dołączany do sumatora za pomocą modulatora /1/.

$$I_1 = -\frac{V}{R} \left(\frac{T_1}{T_2} \right)$$

3. do sumatora przez rezystor 2R:

$$I_2 = \frac{V}{2R}$$

Więc

$$I_3 = I_1 + I_2 = -\frac{V}{R} \left(\frac{T_1}{T_2} \right) + \frac{V}{2R} =$$

$$= \frac{V}{R} \left(\frac{1}{2} - \frac{T_1}{T_2} \right) = \frac{V}{R} \left(\frac{1}{2} - KV - \frac{1}{2} \right) = -K \frac{V^2}{R}$$

Sygnał wyjściowy sumatora równa się:

$$V_o = I_3 \cdot R = -KV^2$$

POMIARY WYKONYWANE NA ŁĄCZACH PCM

Opracował A. Górski na podstawie artykułu:
Ramsden A.N.: PCM testing technique. Marconi
Instrum. 1969 vol. 12 nr 4, s. 73-79

Najważniejsze parametry łączy PCM

W każdej transmisji mowy najważniejszym parametrem jest jakość łączy od wejścia akustycznego do wyjścia akustycznego. Pomiarów metodami subiektywnymi sugerują, że w transmisji telefonicznej należy wymagać stosunku sygnału do szumu nie mniej-

sze go niż 25 dB w zakresie wszystkich amplitud od -37 do -4 dBm0, mimo że zachowanie stosunku 22 dB wydaje się być wystarczające. W systemach PCM występują dwa rodzaje szumu: szum własny toru, który ma charakter szumu termicznego na nieczynnym torze i nie zależy od sygnału wejściowego, oraz szum kwantyzacji, zależący od poziomu sygnału wejściowego.

Szum kwantyzacji

Zniekształcenia kwantyzacji, powstające w łącach PCM w czasie procesów kodowania i dekodowania, wyglądają i mogą być traktowane jako szum przypadkowy, we wszystkich systemach PCM stosujących komparatorowanie. Szumy te są mniej lub bardziej niezależne od długości łącza PCM. Jednak jeżeli połączenie realizowane jest na dwu oddzielnych łącach, tzn. sygnał jest kodowany i dekodowany dwukrotnie, to szumy dodają się, a stosunek sygnału do szumu przyjmuje wartości podane w tabl. 1.

T a b l i c a 1

Wpływ kolejnych procesów kodowania i dekodowania na stosunek sygnału do szumu kwantyzacji

Przybliżona wartość stosunku sygnału do szumu kwantyzacji przy logarytmicznym komparatorowaniu w zakresie od -10 dBm0 do -30 dBm0			
Liczba oddzielnych łączy PCM, tzn. procesu kodowania i dekodowania	Kod		
	6-elementowy dB	7-elementowy dB	8-elementowy dB
1	2	3	4
1	27	32	37
2	24	29	34

c.d. tabl. 1

1	2	3	4
3	22	27	32
5	20	25	30
8	18	23	28
11	16,5	21,5	26,5
14	15	20	25

Inne źródła zakłóceń

W każdym łączy cyfrowym powstają z różnych powodów błędy odebranego ciągu impulsów. Błędy te mają bardzo mały wpływ na stosunek sygnału do szumu, natomiast mają bardzo duży wpływ pośredni; stosunkowo mały błąd zaburza synchronizację, powodując błędy w odbiorze. Może to spowodować w urządzeniach końcowych, w trakcie 7,5 milisekundowego czasu przywracania synchronizacji, przykre trzaski słyszalne we wszystkich kanałach.

Głównymi przyczynami błędów są przeniki pomiędzy przyległymi w kablu parami, wykorzystywanymi dla transmisji PCM, fluktuacje zegara oraz uszkodzenia i rozstrojenia regeneratorów. W przypadku mikrofalowych łączy PCM przyczynami błędów są również zaniki fali.

Pomiary kanału rozmównego w łącach PCM

Do łączy PCM można zastosować tradycyjne metody pomiaru zniekształceń. Wymagane wyposażenie będzie się składać z generatora o małych zniekształceniach i miernika współczynnika zniekształceń. Przez łącze zostaje przesyłany sygnał wybranej częstotliwości o amplitudach odpowiadających kolejno

rozmowie cichej i głośnej. Zmierzone zniekształcenia są miarą szumu kwantyzacji; na podstawie tych pomiarów można opracować wykres zależności szumu kwantyzacji od poziomu wejściowego /rys. 15/. Metoda ta jest pracochłonna, a dla systemów PCM stosujących segmentową charakterystykę komparatorowania jest niejednoznaczna.

W wyniku zastosowania segmentowej charakterystyki komparatorowania następują nagłe zmiany w wartości mierzonego szumu kwantyzacji /rys. 16/. Zmiany te, wywołane względnie małą zmianą poziomu wejściowego, są bardzo użyteczne do określania punktu zmiany nachylenia charakterystyki kompresji, lecz jednocześnie bardzo są uciążliwe przy kompleksowych pomiarach łączy PCM, tzn. przy pomiarach pomiędzy dwoma urządzeniami końcowymi, tzw. pomiarami kanału rozmównego.

Druga metoda pomiaru szumu kwantyzacji polega na przyłożeniu sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1,1 kHz na 2-torowe wejście kanału, który jest dołączony do wąskopasmowego filtra zaporowego, tłumiącego częstotliwość podstawową 1,1 kHz a następnie psfometrycznym zmierzeniu sygnału na wyjściu filtra. Metoda ta, prostsza od poprzedniej, wymaga liczby pomiarów równej liczbie segmentów w zastosowanej charakterystyce komparatorowania.

Najdogodniejszą metodą jest zastosowanie do tych celów jako sygnału testującego szumu białego; metoda ta jednakowo dobrze nadaje się do gładkiej /ciągłej/, jak i do segmentowej charakterystyki komparatorowania.

Jako sygnał testowy zastosowano szum biały o ograniczonym pasmie od 450 do 550 Hz, który wygląda tak, jakby jego amplituda była modulowana sygnałem sinusoidalnym /rys. 17/. Sygnał

testowy jest przesyłany przez łącze, a w urządzeniu końcowym mierzona jest wartość skuteczna napięcia sygnału odbieranego. Pomiarom objęte są wszystkie składowe zniekształceń w zakresie od 300 do 3400 Hz. Po wycięciu po stronie odbiorczej z sygnału składowej podstawowej, mierzona wartość skuteczna napięcia nowego sygnału jest miarą stosunku sumy sygnału i zniekształceń do samych zniekształceń. Przez powtórzenie pomiarów dla różnych wartości amplitud można otrzymać wykres zależności szumu kwantyzacji od wartości poziomu wejściowego. Metoda ta pozwala na pomiar z niedokładnością 2 dB i nie obejmuje pomiaru zniekształceń w zakresie od 300 do 850 Hz.

Pomiary stopy błędów

Pomiary stopy błędów można przeprowadzić wieloma sposobami, z tym że wybór metody zależy od stosowanego kodu oraz od tego, jaką chcemy osiągnąć dokładność pomiaru.

Miernik zaburzeń bipolarności

W łączach PCM często jest stosowany kod, w którym dwa kolejne impulsy są impulsami o przeciwnej polaryzacji. Tą zasadą jest bardzo pomocna w wykryciu każdego pojedynczego błędu /zarówno błędu opuszczenia impulsu, jak i błędu wprowadzenia dodatkowego impulsu/. Każdy błąd spowoduje pojawienie się dwu impulsów o tej samej polaryzacji /rys. 18/. Pomiary te mogą być przeprowadzane za pomocą przyrządu, którego schemat blokowy podano na rys. 19.

Miernik błędów sekwencji synchronizacji

W pewnych systemach PCM nie można zastosować do pomiarów miernika zaburzeń bipolarności; powodem tego może być zastosowanie w transmisji kodu NPZ^{x/} /np. w mikrofalowych systemach PCM lub są celowo wprowadzane zaburzenia biegunowości do ciągu impulsów dla otrzymania dodatkowej synchronizacji ramki albo wynikają z zastosowania specjalnego kodu. W systemach tych w celu wyszukania błędów należy użyć lokalnego generatora sekwencji synchronizacji i sygnał ten porównywać kolejno bit po bicie z sygnałem otrzymywanym z łącza.

Metoda ta ma tę zaletę, że pozwala na wykrycie podwójnych błędów, nie powodujących zaburzeń biegunowości, które to błędy nie były wykrywane metodą pierwszą.

Zdalna kontrola regeneratorów

Regeneratory, które rozpoznają, odtwarzają i retransmitują ciąg impulsów, są umieszczone co 1800 m. Zwykle znajdują się one w hermetycznych pojemnikach. Dlatego też bardzo ważne jest zlokalizowanie z centrali końcowej uszkodzonego regeneratora.

Oczywistą metodą sprawdzenia regeneratorów jest przesłanie w linię ciągu sygnałów cyfrowych i zwrotne otrzymywanie informacji o sygnale przechodzącym z jednego regeneratora do drugiego. Sposób, w którym informacja jest otrzymywana zwrotnie zależy od liczby par użytych dla systemu PCM oraz od tego czy transmisja PCM stosowana jest w obu kierunkach.

^{x/} "No Return to Zero" - nie powracający do zera

Jeżeli regeneratory są stosowane parami dla dwóch kierunków, wtedy sygnał testowy, sterowany z centrali, może być w prosty sposób przełączony na sąsiednią parę i przesyłany z powrotem do centrali, gdzie następuje jego analiza. Sygnał sterujący może być łatwo przesyłany pochodnym torem zasilającym, jako sygnał cyfrowy /o małej szybkości/ lub jako sygnał analogowy o częstotliwości akustycznej lub też może być zawarty w samym sygnale testowym. Każdy regenerator posiada swój znamieny sygnał cyfrowy lub własną znamieną częstotliwość.

W przypadku jednokierunkowych łączy PCM stosowana jest jedna "nadzorująca" para analogowa dla wszystkich łączy PCM. Parą tą przesyłane są informacje dotyczące sygnału testowego.

Stosowane generatory testowe

Jeżeli tor zasilający stosuje się jako "łącze zwrotne", to torem tym można przesyłać dowolny sygnał, kolejno z każdej pary regeneratorów i zmierzyć zmiany stopy błędów. Każda nagła zmiana stopy błędów wskazuje na uszkodzenie lub rozstrojenie regeneratora. W praktyce używa się specjalnych sygnałów testowych do sprawdzania różnych funkcji regeneratorów, np. sygnał pseudoprzypadkowy dobrze sprawdza regeneratory w warunkach ruchu telefonicznego, długie sekwencje znaków i spacji /przerw/ sprawdzają wysterowanie zegara itp.

Jeden z bardziej popularnych sygnałów testowych, który może być również modulowany, podano na rys. 20. Sygnał ten składa się z "trójek" /trzech impulsów/ ze zmienną liczbą spacji pomiędzy każdą trójką. Zaburzenie zasady bipolarności odczuwane jest jako dodanie pewnego napięcia stałego, zależnego

od gęstości sygnału. Efektem tego stałego napięcia jest przesuwanie progu decyzyjnego regeneratora, co pozwala na zmierzenie jego tolerancji detekcji. Sygnał dla zrealizowania pętli powrotnej do kontroli regeneratorów jest podawany przez odwracanie trójek z pewną znamioną dla danego regeneratora częstotliwością akustyczną /rys. 20/. Sygnał ten wychwytywany jest za pomocą filtru włączającego jednocześnie łącze dla sygnału powrotnego do centrali. W centrali sygnał akustyczny /mierzony selektywnym miernikiem poziomu/ będzie miarą liczby trójek, które zostały poddane detekcji i retransmisji przez regeneratory pracujące w pętli. Jeżeli wzrasta gęstość sygnału testowego, powoduje to podniesienie się napięcia stałego, zmieniając próg decyzyjny regeneratora. Mierzona w centrali wartość amplitudy sygnału analogowego zależy od liczby trójek przesłanych w pętli. Jeżeli wartość amplitudy nie wzrasta ze wzrostem gęstości /rys. 21/, oznacza to, że w danej pętli nastąpiło uszkodzenie.

Sprawdzenie to zakłada, że wszystkie, z wyjątkiem sprawdzanego, regeneratory pracujące w danej pętli są dobre. Założenie to powoduje, że sprawdzenie rozpoczyna się od najbliższej pary regeneratorów i dopiero po stwierdzeniu, że pracują one poprawnie można przystąpić do sprawdzania następnej pary itp. Główną zaletą sprawdzania za pomocą sygnału trójkowego, w stosunku do sygnału złożonego z długich sekwencji impulsów i zer, jest pomiar tolerancji progu detekcji. Można przez to dokładniej określić działanie regeneratora w niekorzystnych warunkach.

Sprawdzanie regeneratorów przed zainstalowaniem

Ostateczne sprawdzenie regeneratorów, przed zainstalowaniem ich w budowaną linię, należy przeprowadzić w stanie symulującym normalne warunki pracy.

Warunki te są symulowane przez podanie do regeneratora sygnału cyfrowego, który jest zniekształcony przez linię sztuczną symulującą kabel, z której regenerator będzie odbierał sygnały. Linia ta odtwarza charakterystykę kabla /tłumienność/, natomiast przeniki z sąsiednich par symulowane są przez mieszanie sygnału /cyfrowego/ z sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości bliskiej /lecz nie równej/ połowie przepływności binarnej systemu. Przeniki mogą być symulowane przez szum różowy, który ma widmo amplitudowe podobne do widma przeni-
ków. Jako sygnał testowy stosowany jest prosty ciąg okresowy, np. 1100, 1010, lub też stosowana jest sekwencja pseudoprzypadkowa. Schemat blokowy urządzenia do takich pomiarów podaje rys. 22.

NOWE PRYZRZĄDY POMIAROWE DLA TECHNIKI PCM

Opracował A. Górski na podstawie artykułu:
Amann B., Schön B.: Neue Messgeräte für
die PCM-Übertragungstechnik. NTZ 1973 nr 3,
s. 44-45.

Zadania techniki pomiarowej PCM można podzielić na kilka głównych części:

1. Pomiary typowych parametrów analogowych systemu, z głównym zwróceniem uwagi na pomiary zniekształceń kwantyzacji, tłumienności wynikowej, szumów kanałowych i przestuchów.
2. Pomiary parametrów cyfrowych systemu, a zwłaszcza pomiary stopy błędów oraz pomiary fluktuacji fazowych generatorów taktowych.
3. Sprawdzanie strony odbiorczej - za pomocą generatora impulsów testowych i miernika poziomu /analogowego/ oraz strony nadawczej - za pomocą generatora poziomu i analizatora sygnałów cyfrowych.

Pomiary te najwygodniej wykonuje się za pomocą specjalnych zestawów pomiarowych. Poniżej podano krótki opis przyrządów, najważniejszych z punktu widzenia cyfrowej techniki pomiarowej, to jest generatora impulsów testowych i miernika stopy błędu oraz miernika zaburzeń biegunowości. Opisy te dotyczą przyrządów firmy Wandel und Goltermann.

Do pomiarów stopy błędów niezbędny jest generator sygnałów testowych, wysyłający sekwencyjną kombinację impulsów cyfrowych. Zazwyczaj stosuje się sekwencję pseudoprzypadkową generowaną za pomocą rejestru przesuwneho. Do pomiarów w systemach transmisji danych CCITT zaleca stosowanie dziewięciostopniowego rejestru przesuwneho; generator o takim rejestrze nie jest stosowany w systemach PCM ze względu na zbyt małą długość rejestru równą 511 bitów. Do pomiarów w systemach PCM stosowany jest 15-stopniowy rejestr przesuwny, który pozwala uzyskać sekwencję składającą się maksymalnie z 14 jedynek lub 15 zer.

Biorąc pod uwagę możliwość wykorzystywania generatora sy-

gnatów testowych również w technice transmisji danych oraz trudności występujące przy oscyloskopowej obserwacji sekwencji testowej, utworzonej za pomocą 15-stopniowego rejestru przesuwneho, generator wytwarza zarówno sekwencje zawierające $2^{15}-1$ bitów, jak i 2^9-1 bitów.

Do pomiarów podstawowych i badań stosowany jest generator impulsów testowych o programowanym 16-stopniowym rejestrze przesuwneym /tworzącym tzw. wyraz 16-bitowy/. Przy pomiarach eksploatacyjnych wystarczające jest zastosowanie prostych sekwencji bitowych, np. ... 1010 ..., lub sekwencji o najmniejszej gęstości kodu HDB-3, tzn. sekwencji ... 100010001...

W czasie pomiarów, po zsynchronizowaniu odebranej sekwencji impulsów z sekwencją odniesienia, porównuje się je bit po bicie. Sumując bity błędne można podać wynik jako sumaryczną liczbę błędów lub odnieść je do wszystkich odebranych bitów, uzyskując wtedy wynik jako elementową stopę błędów.

Poza znajomością stopy błędów interesujące jest poznanie rodzaju błędów. Pomocą w tym jest możliwość wyznaczania części odebranych błędów, tzn. tylko błędów pochodzących od bitów wprowadzonych dodatkowo lub od bitów opuszczonych. Jednocześnie zastosowanie kodu pseudoternarnego pozwala na wyznaczanie dodatkowych zależności pomiędzy mierzonymi błędami.

Należy zwrócić uwagę, że przy pomiarze małych wartości stopy błędu /np. mniejszych niż 10^{-7} / dla dużych szybkości transmisji o przepływności binarnej 2,048 Mbit/s, czas trwania pomiaru jest stosunkowo długi. Praktycznie średnio co 5 s powstaje jeden błąd, aby jednak pomierzyć stopę błędów z pewną dokładnością, jej pomiar powinien trwać wielokrotnie dłużej.

Znacznie prostszą metodą kontroli odcinka łącza PCM jest pomiar zaburzeń bipolarności. Metoda ta pozwala na pomiar czynnych łączy i umożliwia stosowanie tańszego sprzętu.

W pomiarach tych należy wprowadzać umyślne zakłócenia amplitudy, stosując generator szumu włączony poprzez układ sumujący. Ponadto dla wprowadzenia zniekształceń fazowych generator wzorcowy powinien mieć sygnał wyjściowy modulowany fazowo. Praktycznie może to być zrealizowane zarówno okresową modulacją fazy w zakresie częstotliwości modulacji od 10 Hz do 200 kHz oraz modulacją impulsami prostokątnymi, powodującą powstawanie skoków faz.

Przy pomiarach urządzeń odbiorczych PCM niezbędny jest generator sygnału cyfrowego, wytwarzający podstawową ramkę sygnału PCM /32 kanały czasowe/ wraz z sygnałem synchronizacyjnym w zerowym kanale czasowym.

Urządzenie to pozwala na podanie do jednego z 30 kanałów rozmównych określonych sekwencji binarnych, odpowiadających sygnałowi sinusoidalnemu, które po zdekodowaniu i odtworzeniu dają na wyjściu urządzenia końcowego sygnał sinusoidalny, mierzony zwykłym miernikiem poziomu. Opisany generator generuje sygnały zarówno o różnych częstotliwościach w zakresie od 300 do 3400 Hz przy stałym poziomie, jak i o różnych poziomach przy stałej częstotliwości.

W celu sprawdzania urządzeń nadawczych systemu PCM potrzebny jest analizator sygnałów cyfrowych. Po podaniu w części analogowej sygnału sinusoidalnego, analizator ten po stronie cyfrowej będzie rozpatrywał ośmiobitowe "słowa" testowe jednego z kanałów czasowych. Przy systemie o przepływności binarnej 2048 kbit/s i zastosowaniu symetrycznego ośmio-

elementowego kodu binarnego można łatwo ustalić w wybranym kanale czasowym "słowo" kodowe, które odpowiada największej wartości dodatniej lub ujemnej. Zmierzony największy stopień kodowania można przeliczyć uwzględniając zastosowany komparator na odpowiednią wartość napięcia lub wartość poziomu zakłóceń.

Analizatorem tym oprócz powyżej opisanych pomiarów można pomierzyć charakterystyki wysterowania oraz charakterystyki częstotliwościowe poziomu wyjściowego.

Przyrządy, których zakres stosowania został naszkicowany, pozwalają w zasadzie rozwiązać najważniejsze problemy pomiarowe części cyfrowej łączy PCM. Jednakże przydatność tych przyrządów w eksploatacji i uruchamianiu systemów PCM można będzie określić dopiero w najbliższej przyszłości.

SYSTEMY PCM O KODACH DUŻEJ GĘSTOŚCI I STOSOWANE W NICH PRZYRZĄDY POMIAROWE

Opracował A. Górski na podstawie artykułu: Rolis R.G.: High density line codes and p.c.m. instrumentation. Marconi Instrum. 1974 vol. 14 nr 1, s. 16-21.

Systemy PCM znalazły szerokie zastosowanie jako środek dla zwiększenia liczby kanałów w istniejących łącach telefonicznych. Wiele z istniejących łączy PCM ma zasięg 15 do 30 km i zawiera do 20 regeneratorów: W przyszłości wypłyną potrzeby na dłuższe łącza, łącza PCM dla transmisji danych, a także na łącza komutowane tandemowo przez elektroniczne centra-

le telefoniczne. Przy założeniu stosowania idealnych regeneratorów liczba ogniw regeneracyjnych jest nieskończona, gdyż przy dokładnym odtworzeniu sygnału do przesyłanej informacji, po procesie kodowania, nie będą wprowadzane dalsze zniekształcenia. Jednakże w praktyce liczba stosowanych regeneratorów /lub ogniw regeneracyjnych/ jest ograniczona, powodem tego są fluktuacje fazowe, powodujące zwiększenie się stopy błędów transmisji, Przykładowo można podać, że transmisja telefoniczna wymaga stopy błędów równej $1 \cdot 10^{-6}$ /tzn. 1 błędny bit na 10^6 bitów poprawnych/, lecz transmisja danych wymaga stopy błędów rzędu od $1 \cdot 10^{-10}$ do $1 \cdot 10^{-12}$. Przy systemach o przepływności binarnej 2 Mbit/s ta stopa błędów określona jest jako tygodniowa, godzinna itp.

Z powyższego wynika, że w transmisji możemy tolerować bardzo małą liczbę błędów, a fluktuacje fazowe, które będą główną przyczyną błędów w długich łączach, muszą być sprowadzone do minimum.

W regeneratorze są dwa główne źródła powstawania fluktuacji fazowych; są to odstrojenia oraz błędy w przetwarzaniu amplitudowo-fazowym w obwodach odtworzenia sygnału zegara z sygnału liniowego. W typowym regeneratorze /rys. 23/ regeneracja sygnału wejściowego uzyskiwana jest po jego wzmocnieniu i wyprostowaniu. Wyprostowany sygnał podawany jest do obwodu rezonansowego, którego sygnał wyjściowy jest ograniczony, a następnie różniczkowany. Otrzymane po różniczkowaniu impulsy czasowania bramkowane z odpowiednio opóźnionymi impulsami wejściowymi dają zregenerowane impulsy wyjściowe.

W przypadku gdy w systemie PCM stosowany jest kod AMI, możliwe jest wystąpienie w sygnale jedynki z następującymi po

niej piętnastoma zerami. Jeśli zestrojenie obwodu odtworzenia sygnału zegara jest niedokładne, to impulsy czasowania będą przesuwane z poprawnego "miejsca" /rys. 24a/, co również spowoduje przesunięcie impulsów zregenerowanych.

W trakcie przetwarzania amplitudowo-fazowego podczas odtwarzania impulsów zegarowych również mogą powstać fluktuacje. Fluktuacje te powstają, gdy impulsy czasowania nie są wytwarzane w chwili przejścia przez punkt zerowy sygnału sinusoidalnego obwodu zegara /rys. 24b/ oraz gdy zmienia się gęstość znaków w sygnale regenerowanym, powodując tym samym rozstrajanie się obwodu zegara. Fluktuacje te wzrastają wraz z liczbą regeneratorów w łańcuchu.

W celu przeciwdziałania temu zjawisku stosuje się kody o dużej gęstości lub zwiększa się wymagania stawiane regeneratorom. Zmiana kodu liniowego ma na celu zwiększenie ilości informacji o czasowaniu, powodując jednocześnie redukcję fluktuacji, zależnych od rozstrajania się obwodów zegara. Zlikwidowanie zmian gęstości jedynek w sygnale powoduje zmniejszenie fluktuacji zależnych od błędów, pochodzących od przetwarzania amplitudowo-fazowego.

Najszerzej stosowanym obecnie kodem jest kod HDB-3, który wymaga, aby w przypadku sekwencji czterech zer zamiast czwartego zera następowało zaburzenie bipolarności w sygnale przez wprowadzenie dodatkowego znaku V o wartości 1. Dla rozróżnienia tego impulsu /jako nie niosącego informacji/ musi on być tej samej biegunowości, co impuls poprzedzający go. Każdy następny impuls zaburzający V musi mieć polaryzację przeciwną w stosunku do poprzedniego zaburzenia V. Może zaistnieć więc taka sytuacja, że np. kolejne zaburzenie V

ma mieć biegunowość dodatnią; a jednocześnie z kodu AMI wynika, że powinno ono być ujemne. Pogodzenie tych dwu sprzecznych wymagań może nastąpić po wprowadzeniu dodatkowych impulsów B. Można powiedzieć, że zamiast sekwencji czterech zer w sygnale mogą wystąpić dwie sekwencje, tzn. 000V lub B00V.

Detektor błędu cyfrowego

W przypadku potrzeby pomiaru zaburzeń biegunowości dla kodu AMI pomiar ten był dość prosty, po zastosowaniu kodu HDB-3 detektor zaburzeń biegunowości musi przed pomiarem zdekodować mierzony sygnał do kodu AMI.

Jak wynika z dokładniejszych rozważań, w detektorze nie jest potrzebny kompletny dekodery kodu HDB-3, wystarczy zastosować dwa detektory kodu AMI /rys. 25/. Jest to możliwe, gdyż sekwencja bitowa ma zaburzenia bipolarności wynikające z kodowania i błędów transmisji. Kodowe zaburzenia bipolarności tworzą swój własny wzór AMI, a więc wykrycie zaburzeń bipolarności w tej sekwencji jest równoznaczne z wykryciem błędu transmisji /rys. 25/.

Przykładem takiego przyrządu jest Detektor Błędu Cyfrowego typ TT 2801/2 firmy Marconi. Przyrząd ten zliczający do 99999 błędów może pracować dla systemów o przepływności binarnej 2,048 Mbit/s i 1,536 Mbit/s dla wejść o impedancji 75Ω i 2400Ω. Przyrząd może być zasilany bateryjnie lub sieciowo.

Generator impulsów testowych

Generator impulsów testowych ma szerokie zastosowania, w związku z tym bardzo często wykonany jest w zestawie z innym przyrządem. Przykładem takich wykonania są przyrządy takie jak generator impulsów testowych i miernik selektywny poziomu, jest to "zestaw" typ TF 2802/2 lub ww. generator i detektor błędu typ TF 2808/1.

Przyrząd TF 2802/2 będący generatorem impulsów testowych i selektywnym miernikiem poziomu może generować sekwencje pseudoprzypadkowe zawierające $2^{15}-1$ bitów, w kodzie AMI lub HDB-3.

Oprócz tych sekwencji można generować sekwencje 1010..., 1111 oraz impulsy bipolarne o regulowanej liczbie spacji pomiędzy impulsami /rys. 26/. Wzór ten, zwany "dubletowym" jest używany zwykle do sprawdzania działania regeneratorów przy zaistnieniu długich sekwencji kolejnych zer. Generator może również wytwarzać sygnał trójkowy^{x/}.

Część generacyjna przyrządu TF 2808/1 wytwarza następujące sekwencje sygnału testowego:

- a/ sekwencję pseudoprzypadkową /identyczną z sekwencją pseudoprzypadkową przyrządu TF 2802/2; sygnał ten może być generowany w kodzie AMI lub HDB-3,
- b/ sekwencję 1010 ... - sygnał ten ma identyczną postać dla

^{x/}Zastosowanie sygnału trójkowego i selektywnego miernika poziomu opisane jest w artykule "Pomiary wykonywane w łączach PCM".

kodu AMI i HDB-3, gdyż liczba kolejnych zer jest zawsze równa jedności,

c/ sekwencję 1111 ... - sygnał ten ma również identyczną postać dla obu kodów,

d/ same zera - pozwala to sprawdzić kodowanie w kodzie HDB-3 przez otrzymywanie powtarzalnych sekwencji 000V.

Do sekwencji 1010... i pseudoprzygodkowej mogą być wprowadzane błędy z wewnętrznego źródła błędu z częstością jednego błędu na sekundę lub też za pomocą układu zewnętrznego. Przyrząd może pracować dla każdych dwu przepływności binarnych zawartych w przedziale od 1,5 do 8,5 Mbit/s. Tymi przepływnościami binarnymi mogą być 1,536 i 2,048 Mbit/s lub 2,048 i 6,336 Mbit/s lub też 6,336 i 8,448 Mbit/s.

PROBLEMY POMIAROWE SYSTEMÓW PCM O DUŻEJ KROTNOŚCI

Opracował A. Górski na podstawie artykułu: Perma A.I., Taylor I.: Evaluation of high-speed pcm and data links. Marconi Instrum. 1971. vol. 13 nr 1, s. 16-22.

PCM jest metodą modulacji służącą do zwielokrotniania czasowego, a jej sygnały mogą być transmitowane w różny sposób przez kable, mikrofalowe linie radiowe, linie satelitarne lub falowody.

Przy transmisji liniami satelitarnymi występują dodatkowe problemy pomiarowe wynikające z dużych dystansów. Pierwszy jest to zły stosunek sygnału do szumu, a drugi jest to

różnica czasu pomiędzy sygnałem nadanym i odebrany. Opóźnienie to utrudnia pomiary łączy satelitarnych przeprowadzane w pętli.

Rodzaje pomiarów

Występujące w systemach PCM połączenie dwu technik analogowej i cyfrowej wymaga stosowania różnorodnych technik pomiarowych: analogowo-analogowych /sprawdza się kompletne łącze z regeneratorami i urządzeniami końcowymi/; analogowo-cyfrowych /urządzenie nadawcze/; cyfrowo-cyfrowych /łącze bez urządzeń końcowych, części łącza, pojedynczy regenera- tor/ i cyfrowo-analogowych /urządzenie odbiorcze/.

Koncepcje pomiaru stopy błędu

Jednym z pomiarów cyfrowo-cyfrowych jest pomiar stopy błędu, która jest jednym z wygodniejszych parametrów w każdym systemie cyfrowym. Stopa błędu jest stosunkiem liczby błędnych bitów do ogólnej liczby bitów /lub impulsów zegara/. Dla uzyskania dobrej transmisji mowy stopa błędu powinna wynosić $1 \cdot 10^{-6}$, lecz dla transmisji telewizji kolorowej powinna ona wynosić $1 \cdot 10^{-8}$. Nie ustalono jeszcze jednoznacznie okresu /interwału/ czasu, w którym należy mierzyć stopę błędu. Problem ten jest kłopotliwy przy pomiarach w łączach, które mają bardzo długie okresy transmisji bez błędów, poprzedzone przez okres bardzo błędnej transmisji. Istnieje koncepcja, aby zliczać błędy transmisji w ciągu 24 godzin. Jednocześnie są propozycje, aby stopę błędu, zmierzoną w łączu wielokanałowym, podawać jako pewną wielkość na kanał lub na łącze.

Pomiary stopy błędu mogą być wykonywane dwiema metodami. W systemach PCM stosujących kod AMI zostaje wysłany w łączy sygnał testowy lub normalny sygnał rozmówny, a każde zaburzenie biegunowości zaliczane jest jako błąd. Stosowany odbiornik może być bardzo prosty, a pomiar może być wykonywany, jako obserwacja ciągła. Należy jednak pamiętać, że zaburzenia biegunowości niekoniecznie są błędami i odwrotnie. Dokładność tych pomiarów zwykle wystarcza do zastosowań praktycznych.

Druga metoda pomiaru stopy błędu wymaga wyłączenia łączy z normalnej pracy i przesyłania przez nie znanej sekwencji impulsów, która jest odbierana na końcu łączy i komparowana bit po bicie z identyczną sekwencją wytwarzaną w odbiorniku. Pomiary te mogą być wykonywane na łączy jednokierunkowym /tzw. pomiary point-to-point/ lub przez połączenie dwóch łączy zamkniętych w pętlę.

Dla wykonywania opisanych pomiarów możliwe jest rozwiązanie przyrządu wg dwu koncepcji:

1. Można wykonać przyrząd, który może być równocześnie odbiornikiem i nadajnikiem. Wymaga to podwojenia kilku podstawowych obwodów i oczywiście znajduje odbicie w koszcie przyrządu. Przyrząd taki jest idealny do pomiarów w pętli, lecz dwa takie przyrządy pozwalają na przeprowadzenie pomiarów na łączy jednokierunkowym.
2. Można wykonać przyrząd trochę prostszy i tańszy, który może być stosowany jako odbiornik lub jako nadajnik. Takie wykonanie wymaga dwu przyrządów zarówno do pomiarów w pętli jak i na łączy jednokierunkowym, jest ono jednocześnie bardziej elastyczne w stosowaniu.

Poniżej zostanie opisany przyrząd wykonany wg drugiego sposobu; jest to przyrząd firmy Marconi typ TF 2808 /generator sygnału testowego i detektor błędu/.

Sygnały wyjściowe

Generator sygnału testowego wytwarza sygnały o przepływności binarnej 1536 lub 2048 kbit/s, przy zastosowaniu następujących kodów AMI, PZ i NPZ /rys. 27/.

Generowane są sekwencje o wzorze 101010 ... lub sygnał pseudoprzypadkowy. Z wzoru 101010 ... można raz na sekundę wyciąć od 7 do 47 kolejnych szczelin czasowych /rys. 28/. Pozwala to na stworzenie wzoru o długich odcinkach bezimpulsowych, tzn. o długich sekwencjach zer, umożliwiając tym samym sprawdzenie poprawności działania układów zegara w przypadku powstawania krótkich przerw w transmisji.

Sygnał pseudoprzypadkowy o długości $2^{15}-1$ bitów jest korzystniejszy przy pomiarach, które mają być wykonywane w warunkach zbliżonych do normalnego ruchu. Sygnał ten łatwiej symuluje normalne działanie łącza, tzn. transmisję mowy, a tym samym łatwiej wykrywa uszkodzenia niż powtarzalny i prosty wzór testowy, np. 101010...

Nadajnik

Zasadę pracy nadajnika podaje rys. 29. Nadajnik może być przełączany na generację dowolnej sekwencji impulsów. Wewnętrznym kodem stosowanym przez nadajnik jest kod NPZ, z którego można przez ograniczenie wypełnienia impulsu do 50% otrzymać kod PZ oraz AMI. Jednocześnie istnieje możliwość

wprowadzenia błędów do generowanej sekwencji lub wycięcia od 7 do 47 kolejnych szczelin czasowych, tworząc tym samym sekwencję zer.

Odbiornik

Schemat blokowy i najważniejsze drogi sygnału w odbiorniku pokazane są na rys. 30. Po dołączeniu odbiornika do badanego łącza i wzmocnieniu wejściowego sygnału do właściwego poziomu następuje odfiltrowanie z niego sygnału zegara. W przypadku gdy sygnał wejściowy ma właściwą amplitudę i przepływność binarną, z filtru otrzymywany jest stabilny sygnał zegara, niezbędny do sterowania innymi członami odbiornika. Dobra jakość sygnału zegara sygnalizowana jest przez świecenie się lampki POPRAWNY ODBIÓR IMPULSÓW ZEGARA. Nowo ukształtowany sygnał zegara zostaje użyty do czasowania wzmocnionego sygnału wejściowego, a zregenerowana w kodzie NPZ sekwencja jest przesyłana na wejście A komparatora.

Generator sekwencji testowej pozwala na uzyskanie sekwencji odpowiedniej do komparowania jej, bit po bicie, z sygnałem wejściowym. Jest mało prawdopodobne, aby generowana sekwencja była w fazie z sygnałem na wejściu A komparatora, dlatego przed rozpoczęciem komparacji obu sygnałów musi nastąpić uzgodnienie faz. Proces ten jest inicjowany przez sygnał zwrotny z komparatora. Uzgodnienie faz obu sygnałów jest sygnalizowane świeceniem się lampki POPRAWNA FAZA SYGNAŁÓW. Proces ten może być sterowany automatycznie lub ręcznie przez operatora obsługującego przyrząd.

Każdy błąd wykryty w trakcie komparowania obu sygnałów jest sygnalizowany odpowiednim impulsem, uruchamiającym ob-

wód licznika elektromechanicznego. Sygnał ten kierowany jest do bloku pomiaru stopy błędu. Blok ten na wyjściu ma cztery lampki odpowiadające czterem zakresom stopy błędów, tzn. $<1 \cdot 10^{-6}$, $<1 \cdot 10^{-5}$, $<1 \cdot 10^{-4}$ i $<1 \cdot 10^{-3}$. Przykładowo: jeżeli stopa błędów wynosi $2 \cdot 10^{-6}$, to będzie zapalona lampka $<1 \cdot 10^{-6}$, natomiast pozostałe trzy lampki będą błyskać. Oznacza to, że stopa błędów jest gorsza niż $1 \cdot 10^{-6}$, lecz nie przekracza wartości $1 \cdot 10^{-5}$. Licznik pozwala na odczytanie liczby błędów, a także przy małej stopie błędu umożliwia określenie średniej stopy błędów w tym czasie. Przyrząd ma jednocześnie dodatkowe wejście impulsów błędnych, co pozwala na dokładniejsze pomiary stopy błędów za pomocą zewnętrznego licznika, statystyczną analizę błędów itp.

Przy pomiarach długookresowych można zastosować pisak, który może pracować jako rejestrator błędów lub stopy błędów. Przy rejestracji błędów pisak będzie zaznaczał następujące stany: sygnał bez błędów, sygnał z błędami, całkowity brak sygnału. W czasie rejestracji stopy błędów pisak rejestruje sześć stanów: sygnał bez błędów; stopa błędów gorsza niż: $1 \cdot 10^{-6}$, $1 \cdot 10^{-5}$, $1 \cdot 10^{-4}$, $1 \cdot 10^{-3}$, całkowity brak sygnału.

URZĄDZENIE DO BADANIA REGENERATORÓW

Opracował A. Górski na podstawie artykułu:
Rolls R.G.: Improvements in P.C.M. regenera-
tor testing. Marconi Instrum. 1973 vol. 14
nr 2, s. 39-42.

Regeneratory systemów PCM są zwykle najbardziej niedostępną częścią linii transmisyjnej, często są umieszczane pod ciśnieniem w gazoszczelnych zasobnikach pod ziemią, w przydrożnych szafkach wzdłuż ruchliwych ulic miast i miasteczek itp. Poza problemem lokalizacji uszkodzonego regeneratora występuje więc problem uzyskania dostępu do szafki przydrożnej, co może powodować zakłócenia ruchu ulicznego; ponadto konieczne jest osuszenie miejsca zainstalowania zasobnika, rozhermetyzowania go oraz otwarcia i wymiany uszkodzonego regeneratora. Tak więc niezbędne jest, aby regenerator był bardzo wytrzymały i niezawodny, o maksymalnie długim czasie poprawnej pracy pomiędzy uszkodzeniami. Konieczne jest więc dokładne sprawdzanie regeneratorów przed zainstalowaniem ich w linii, a dla uniknięcia powstawania szumów i fazowych fluktuacji impulsów należy również sprawdzać zestrojenie regeneratora.

Sygnałem wejściowym regeneratora jest sygnał cyfrowy, który został stłumiony i zniekształcony fazowo przez kabel. Sygnał ten podlega również zakłóceniom pochodzącym z linii transmitujących inne sygnały PCM. Zakłócenia od linii transmitujących sygnały w tym samym kierunku nazywane są przenikiem zdalnym, a od linii transmitujących sygnały w kierunku przeciwnym przenikiem zблиżnym.

Regenerator i jego sygnał wejściowy jest również obiektem zakłóceń powstających w układach przetwarzających, w czasie nagłych skoków prądu w pobliskich urządzeniach elektrycznych, oświetleniowych itp. Powyżej pewnego poziomu szumy o charakterze impulsowym będą zawsze powodowały błędy. Szum taki jest niedopuszczalny, podejmowane są więc specjalne wysiłki, zmierzające do zredukowania go do minimum. Nie będzie on dalej rozpatrywany, gdyż powoduje całkowite zniekształcenie sygnału, producenci więc regeneratorów powinni zabezpieczyć ich układy od nagłych wyskoków energii zakłóceń o charakterze impulsowym.

Układ do badania regeneratorów

Na podstawie powyższych rozważań można opracować podstawowy schemat układu do badania regeneratorów /rys. 31/. Pożądane jest, aby generator sygnałów testowych wytwarzał sekwencje przypadkowe, symulujące normalny sygnał PCM. Idealnym źródłem interferencji będzie wiele przypadkowych sygnałów PCM połączonych razem i wprowadzonych do sygnału za pomocą filtra symulującego drogę przeniku. Praktycznie ważny jest tylko przenik zbliżony na który regeneratory są bardziej czułe. Przenik ten może być symulowany za pomocą szumu białego i filtra o charakterystyce podobnej do charakterystyki przeniku. Na rysunku 32 podano schemat blokowy układu do badania regeneratorów, firmy Marconi, typu OA 280 5A. Układ składa się z trzech zasadniczych części, generatora sygnałów testowych z selektywnym miernikiem poziomu i detektora błędów, używanych jako generator sekwencji testowej lub rejestrator błędów oraz z trzeciej części - samego przyrządu do badania

regeneratorów PCM. Przyrząd ten zawiera symulator kabla tj. linię sztuczną o regulowanej tłumienności 5, 15, 25, 37 dB przy częstotliwości 1 MHz, to jest częstotliwości równej połowie przepływności binarnej 2,048 Mbit/s systemu PCM 30/32. Jednocześnie przewidziano możliwość dołączenia innej linii sztucznej.

Symulator zakłóceń jest generatorem szumu o płaskiej charakterystyce od 30 kHz do 6 MHz, którego sygnał wyjściowy jest kształtowany przez jeden z dwu filtrów /odpowiednio dla systemów o przepływności binarnej 2,048 lub 1,536 Mbit/s/, symulując przenik zbliżony. Charakterystyki filtra podane są na rys. 33. Ukształtowany szum dodawany jest do sygnału cyfrowego na wyjściu wybranej linii sztucznej przez obwód wprowadzający, który ma dużą impedancję dla głównego sygnału linii. Stosunek sygnału do szumu wyznaczany jest przez komparację sygnału i szumu w dwóch kanałach za pomocą woltomierza różnicowego, wskazującego wartość skuteczną napięcia.

Sygnał cyfrowy zmieszany z szumem podawany jest na wejście sprawdzanego regeneratora, na którego wyjściu dołączony jest detektor błędów.

Badania regeneratorów

Układ pozwala na wykonanie następujących badań regeneratorów:

1. Strojenie regeneratora za pomocą testowej sekwencji impulsów, podawanej z generatora sygnałów testowych.
2. Sprawdzenie działania regeneratora przy istnieniu szumu.

Typowym pomiarem jest przyłożenie na wejście regeneratora, przez 25 dB linię sztuczną, sygnału szumu pseudoprzypadkowego, z dodanym takim sygnałem przeniku zbliżonego, aby stosunek sygnału do szumu wynosił 22 dB. W sygnale wyjściowym regeneratora bada się liczbę błędów. Badanie trwa trzy minuty, a w tym czasie nie powinno wystąpić więcej niż 30 błędów, co oznacza, że stopa błędów jest mniejsza niż $1 \cdot 10^{-7}$.

3. Sprawdzenie działania regeneratora za pomocą kontrolnego sygnału testowego - w postaci modulowanych trójek. Przy tym sprawdzeniu należy włączyć filtr, który sygnał modulacji doprowadzi z powrotem do selektywnego miernika poziomu.
4. Kontrola sygnału wyjściowego regeneratora za pomocą woltomierza wartości szczytowych.
5. Kontrola napięcia i prądu zasilającego regenerator.

BADANIE REGENERATORÓW

Opracował A. Górski na podstawie artykułu: Waddington D.E. O'N.: PCM regenerator testing. Marconi Instrum. 1969 vol. 12 nr 1, s. 18-20.

Pożądaną jest, aby regeneratory przed instalowaniem w liniach komunikacyjnych PCM były sprawdzane w takich warunkach które będą symulowały warunki występujące w rzeczywistości. Wynika stąd problem właściwej symulacji tych warunków. Do symulacji ich służy wiele przyrządów; jednym z nich jest o-

Opisany niżej przyrząd firmy Marconi typ TF 2342^{x/}. Przyrząd ten składa się z dwu części: właściwego przyrządu pomiarowego, który generuje sygnały testowe, dostarcza niezbędnej mocy zasilania i podaje wyniki oraz z układu służącego do dołączania sprawdzanego regeneratora.

Warunki badania

Położenie regeneratora w łączu określa warunki jego pracy. Jednym z warunków jest układ zasilania regeneratora. Jak pokazano na rys. 34, możliwe są cztery przypadki układów zasilania:

- a/ zasilanie przelotowe regeneratorów - prąd przepływa przez regenerator A i wypływa z regeneratora B bez jakichkolwiek połączeń wewnętrznych;
- b/ zasilanie końcowe /na końcu pętli zasilania/ regeneratorów - prąd płynie jak w przypadku a/, lecz układ ma połączenie wewnętrzne;
- c/ zasilanie przelotowe o zmienionym kierunku - prąd wpływa do regeneratora B i wypływa z regeneratora A, bez połączeń wewnętrznych;

^{x/} Opisany przyrząd TF 2342 jest pierwowzorem urządzenia opisanego w artykule pt. "Urządzenie do badania regeneratorów". Przyrząd TF 2342 różni się od poprzednio opisanego zastosowaniem jako źródła zakłóceń generatora sygnału sinusoidalnego, a nie generatora szumu wraz z odpowiednim filtrem. Przyrząd ten został opisany ze względu na dość szerokie stosowanie w Polsce przyrządu typu tester regeneratorów produkcji IT-PW, który ma zbliżone parametry do przyrządu opisanego.

d/ zasilanie końcowe o zmienionym kierunku - prąd płynie jak w przypadku c/, lecz istnieje połączenie wewnętrzne.

Regenerator zasilany jest prądem $49 \text{ mA} \pm 1 \text{ mA}$ przy napięciu 14 V. Źródłem zasilania regeneratora jest przyrząd pomiarowy, który pozwala jednocześnie na zmianę kierunku prądu zasilania regeneratora. Zmiana kierunku prądu pozwala na zlokalizowanie w przelotowym regeneratorze uszkodzonej diody. W czasie tego sprawdzenia do zacisków układu sprawdzającego może być dołączony miliamperomierz, wskazujący natężenie prądu.

Drugi warunek pracy regeneratora określony jest tłumieniem sygnału. Tłumienie to zależy od typu użytego kabla, jak również od jego długości. Typowe charakterystyki kabli podano na rys. 35. Dzięki użyciu korektora wybranego tak, aby całkowita tłumienność kabla i korektora wynosiła około 33 dB dla 768 kHz /częstotliwość odpowiadająca połowie przepływności binarnej/, połączonego w szereg z wejściem każdego regeneratora, można symulować normalne warunki pracy regeneratora. W opisywanym przyrządzie do badania regeneratorów zastosowano 16 linii sztucznych o regulowanej skokowo co 2 dB tłumienności, w zakresie od 1 do 31 dB przy częstotliwości 768 kHz. Charakterystyki częstotliwościowe linii sztucznych dość dobrze aproksymują charakterystyki stosowanych kabli.

Metody sprawdzania

Za pomocą opisywanego przyrządu pomiarowego typu TF 2342 można przeprowadzić dwa rodzaje pomiarów. Pierwsze jest sprawdzeniem poprawności regenerowania impulsów. Sprawdzenie następuje przez przesłanie przez regenerator określonej sekwencji

testowej /rys. 36/ i pomiar wyłowionego z tej sekwencji sygnału analogowego oraz zliczenie błędnie zregenerowanych impulsów. Zastosowanie amplifiltru polepsza charakterystykę częstotliwościową układu i pozwala na zbliżenie jej do charakterystyki rzeczywistej łącza.

Po wybraniu odpowiedniej częstotliwości i ustaleniu za pomocą miernika poziomu odniesienia dla sygnału wzorcowego /trójkowego/ o gęstości 1/11, należy zwiększać stopniowo gęstość sygnału, tzn. gęstość trójek. Jednocześnie należy notować wskazania miernika poziomu, zanotowane wyniki powinny stworzyć wykres podany na rys. 21.

Drugi test przeprowadzany jest dla sprawdzenia wpływu zakłóceń na regenerator /rys. 37/. Jako sygnał zakłócający stosuje się sygnał analogowy o częstotliwości 767 kHz, tzn. o 1 kHz mniej niż częstotliwość równa połowie przepływności binarnej. Tak więc sygnał zakłócający będzie nie tylko zakłócał obwody wytwarzające impulsy w regeneratorze, lecz także może wpływać na synchronizację zegara regeneratora. Sygnał zakłócający jest liniowo dodawany do wolnego od błędu sygnału wzorcowego o kombinacji 1010 /przed wprowadzeniem go do linii sztucznej/. Tłumik na drodze sygnału zakłócającego umożliwia operatorowi regulację poziomu zakłóceń. Przez obserwację sygnału wyjściowego regeneratora za pomocą detektora błędu^{x/} można określić poziom sygnału zakłócającego, powodujący wadliwą pracę regeneratora, tzn. wystąpienie błędów regeneracji.

^{x/} Error Detector TF 2340 wbudowany w opisywany przyrząd.

Praktycznie dobry regenerator będzie dobrze pracował dla sygnału zakłóceń, którego wartość skuteczna jest mniejsza od wartości szczytowej sygnału cyfrowego o 12 do 15 dB. Błędy regeneracji, występujące przy większych sygnałach zakłóceń, wskazują na uszkodzenie regeneratora.

SPRAWDZANIE I STROJENIE OBWODÓW ZEGAROWYCH W REGENERATORACH

Opracował A. Górski na podstawie artykułu:
Ostler R.I., Rolls R.G., Webster P.R. M.:
Further developments in p.c.m. system measurements. Marconi Instrum. 1971 vol. 13 nr 3,
s. 50-55.

W związku z ciągłym rozwojem cyfrowej techniki przesyłania informacji istnieje potrzeba pewnego ujednoczenia stosowania cyfrowych systemów telekomunikacyjnych. Wyjściem na, przeciw tym postulatom jest ustalenie jednolitego europejskiego systemu PCM, 32-kanalowego. Pomimo tych ustaleń w wielu krajach będą jeszcze przez wiele lat stosowane opracowane dotychczas i wdrożone do służby systemy PCM. Sytuacja taka wymaga opracowania przyrządów pomiarowych mogących pracować w różnych systemach. Jednym z przyrządów tego rodzaju jest generator impulsów testowych i selektywny, miernik poziomu firmy Marconi oznaczony jako Pattern Generator and SMLS typ TF 2802, którego schemat blokowy podano na rys. 38. Przyrząd ten może być stosowany do kontroli, regulacji i lokalizacji uszkodzeń w łączach PCM systemów 24- i 32-kanalowych.

wych. Przyrząd może pracować dla dwu przepływności binarnych, z możliwością sterowania zewnętrznego, generując sekwencję impulsów pseudoprzypadkowych, ciąg impulsów strojenia zegara oraz sygnał trójkowy o regulowanej gęstości. Przyrząd może pracować przy zasilaniu sieciowym lub bateryjnym.

Kontrola regeneratorów

Do kontroli regeneratorów stosuje się trójki impulsów o zmiennej gęstości. Podczas kontroli sygnał trójkowy jest modulowany jedną z osiemnastu częstotliwości, wybraną z zakresu od 1,1 do 3,1 kHz. Częstotliwości te odpowiadają częstotliwościom filtrów, należących do sprawdzanych regeneratorów. Selektywny miernik poziomu, który jest przestrajany zgodnie z wybraną częstotliwością modulacji, jest dołączony przez parę kontrolną do filtru i pozwala na pomiar składowej analogowej odfiltrowanej z regenerowanej sekwencji^{x/}.

Zastosowanie przyrządu do pomiarów w zamkniętej pętli nie nastręcza żadnych trudności. W przypadku zastosowania przyrządu do pomiarów jednego kierunku łącza /point-to-point/ potrzebne są dwa egzemplarze przyrządu, po jednym z każdego końca łącza. W takim układzie jeden przyrząd pracuje jako generator, a drugi jako miernik poziomu; są więc dwa generatory modulacyjne początkowo nie zsynchronizowane wzajemnie. Dla uzyskania zgodności modulacji zastosowano w przyrządzie detektor fazoczuły.

^{x/} Pomiary z zastosowaniem sygnału trójkowego opisano dokładnie w artykule p.t. Pomiary wykonywane na łączach PCM /str.14/.

Sprawdzanie strojenia zegara

Badanie to, opracowane przez Brytyjską Poczte, pozwala na regulację obwodów zegara badanego regeneratora. Rozstrojenie tych obwodów wprowadza opóźnienia i błędy w transmisji sygnałów. Do badania stosuje się impulsy testowe podane na rys.39.

Regeneratory stosowane w łączach PCM rozmieszczone są w odległościach co 1800 m. Odległość ta wynika ze zniekształceń transmitowanych sygnałów, spowodowanych tłumiennością kabla i przenikami w kablu. Odległość pomiędzy dwoma punktami regeneracyjnymi musi być bowiem taka, aby zniekształcenia miały odpowiednio mały wpływ umożliwiający bezbłędną regenerację sygnałów.

Zaburzenia pracy regeneratora mogą powstać z następujących powodów:

- Częstotliwość własna obwodu rezonansowego jest różna od częstotliwości sygnału wejściowego. W tym przypadku będą powstawać opóźnienia lub przyspieszenia powodowane impulsem /jedynek/ poprzedzonym sekwencją zer. Jeżeli odstrojenie obwodu jest duże, może nastąpić zgubienie impulsu.
- Jeżeli poziom obciążenia ogranicznika jest źle ustawiony, to przy zmianie /z dużej na małą/ gęstości sekwencji testowej będzie następowało przesunięcie impulsu poprzedzającego sekwencję zer.

Dla sprawdzenia działania regeneratora stosuje się sygnał podany na rys. 39a. Sygnał ten, zawierający siedemnaście jedynek poprzedzających piętnaście zer, podawany jest na sprawdzany regeneratore. Sygnał wyjściowy regeneratora poda-

wany jest na oscyloskop, który wyzwany jest zewnątrz z generatora impulsów wzorcowych. Impulsy wyzwalające występują przed pierwszą i siedemnastą jedyneką sekwencji testowej. Pozwala to na wyświetlenie na lampie oscyloskopowej obrazu w momentach, gdy jedynka /sygnału testowego/ jest poprzedzana przez piętnaście zer lub przez szesnaście jedynek. W wyniku tego na ekranie powstaną tzw. "oka" /rys. 40/. Na wykresie a tego rysunku pokazano oko, które powstaje przy prawidłowo zestrojonym zegarze. Jeżeli częstotliwość zegara w regeneratorze jest zbyt mała, to następuje opóźnienie jedynki poprzedzanej przez sekwencję piętnastu zer i obraz oscyloskopowy wygląda jak na wykresie c. Natomiast dla częstotliwości zegara zbyt dużej, jedynka ta jest przyspieszana i obraz oscyloskopowy jest taki, jak na wykresie b. Metoda ta pozwala na dostrojenie odbiorczych obwodów zegara z dokładnością lepszą niż 0,1%.

Metoda ta pozwala również na sprawdzenie poziomu odcięcia ogranicznika. Sprawdzenie tego poziomu polega na kolejnym zastosowaniu sekwencji testowej o dużej gęstości i sekwencji o małej gęstości. Przy prawidłowo zestrojonym zegarze i przy właściwie ustawionym poziomie odcięcia, na oscyloskopie powstaną obrazy zgodne z rys. 40a i d, odpowiednio dla sekwencji o dużej i małej gęstości.

MONITOR LINIOWY DLA SYSTEMU T-1

Opracował A. Górski, na podstawie artykułu:
Blair R.W., Burnell E.S.: Monitors take
the pulse of T-1 transmission lines. Bell
Lab. Rec. 1973 vol. 51 nr 2, s. 55-60.

W firmie Bell Laboratories opracowano monitor liniowy dla stosowanego w USA systemu PCM T-1. Monitor ten może pracować bez nadzoru i sygnalizuje stan zakłócenia prawidłowego działania nadzorowanego łącza. Głównym zastosowaniem monitora będzie użycie go do automatycznego nadzoru łączy i wyłączenia uszkodzonego łącza oraz włączenia na jego miejsce łącza rezerwowego.

Monitor wykrywa uszkodzenie, sprawdzając czy nie nastąpiło pogwałcenie dwu reguł rządzących systemem T-1:

- kolejne impulsy liniowe systemu T-1 muszą mieć przeciwną polaryzację /impuls reprezentuje jedynekę binarną, a brak impulsu zero binarne/,
- dla każdego szesnastu szczelin czasowych musi wystąpić co najmniej jeden impuls /jedynekka/.

Wystąpienie dwu impulsów tej samej polaryzacji /zaburzenie zasady bipolarności/ może być spowodowane wprowadzeniem przez linię jakiegoś dodatkowego impulsu lub opuszczeniem znajdującego się między nimi impulsu o przeciwnej polaryzacji. Jeżeli sytuacje te powtarzają się regularnie, abonent będzie odczuwał większe szumy linii, będące wynikiem większej stopy błędów transmisji.

Wystąpienie kolejnych, bezimpulsowych szesnastu szczelin czasowych, czyli sekwencji szesnastu zer, jest definiowane jednoznacznie jako brak impulsu, tzn. naruszenie prawa obecności. Sytuacja taka powoduje, że odbiornik wypada z synchronizacji, a abonent zostaje rozłączony.

Zasadę pracy monitora podaje rys. 41. Obwód wejściowy ma na celu wzmocnienie i wyrównanie poziomu impulsów wejściowych z podziałem ich na impulsy dodatnie i ujemne. Następnie impulsy przesyłane są do dwu detektorów: naruszenia zasady bipolarności i zasady obecności. Detektory te w przypadku wykrycia zaburzeń generują impulsy zapalające odpowiednie lampki. Po przesłaniu sygnałów do następnego bloku wykrywającego zaburzenia stopy błędu, sygnały te zamieniane są na napięcie stałe, proporcjonalne do stopy błędów. Po przekroczeniu pewnej wartości napięcia, obwód progowy wyzwala alarm w obwodzie przekaźników, włączających automatycznie tor rezerwowy.

Monitor włączając odpowiednie lampki sygnalizacyjne pozwala zorientować się, jakiego rodzaju wystąpiło zaburzenie, a jednocześnie po sposobie świecenia /światło stałe lub migające/ pozwala na zgrubną orientację, która część łączy wprowadziła zaburzenia. Ze względu na swoje zalety monitor znalazł szerokie zastosowanie w systemie T-1.

W przyszłości monitor ten powinien znaleźć szerokie zastosowanie w kanałach systemów transmisji danych. Obecnie sprawdzane są praktycznie nowe zastosowania wyżej opisanego monitora.

ŹRÓDŁA SYGNAŁÓW PRZY POMIARACH ZNIEKSZTAŁCEN KWANTYZACJI

Opracował A. Górski na podstawie artykułu:
Rolls R.G., Webster P.R.M.: Pseudo-random
noise sources as stimuli for quantization
distortion measurements on p.c.m. systems.
Marconi Instrum. 1974 vol. 14 nr 8, s.89-96.

Jednym z ważniejszych pomiarów łączy telekomunikacyjnych jest wyznaczenie zawartości zniekształceń w odbieranym sygnale. W łącach PCM zniekształcenia i szumy, będące przyczyną wprowadzanych błędów transmisji, nazywane są zniekształceniemi kwantyzacji. W układach do pomiaru zniekształceń kwantyzacji jednym z podstawowych członów jest źródło sygnału pomiarowego. Do pomiarów można zastosować różne sygnały pomiarowe; może być to sygnał analogowy /sinusoidalny/, sygnał szumu /białego/ lub szumu pseudoprzypadkowego. Poniżej zostaną omówione ww. sygnały, ze szczególnym uwzględnieniem sygnału pseudoprzypadkowego.

Testowy sygnał sinusoidalny

Układ do pomiaru zniekształceń kwantyzacji za pomocą sygnału sinusoidalnego podany jest na rys. 42, a wynik pomiaru uzyskanego w tym układzie na rys. 43. Zniekształcenia powodują widoczne nieciągłości pomiędzy poszczególnymi poziomami kwantyzacji i segmentami charakterystyki komparatorowania. Do pomiaru stosowano sygnał sinusoidalny o częstotliwości 350 Hz, jakkolwiek mogą być stosowane częstotliwości od

300 do 1100 Hz, jednak ogólnie przyjęto stosować częstotliwość leżącą w dolnej części pasma.

Prezentowana metoda pozwala na bardzo dokładne określenie poziomów poszczególnych stopni kwantyzacji i zmiany segmentu charakterystyki, lecz ma ona dwie zasadnicze niedogodności:

1. Sygnał sinusoidalny nie reprezentuje sygnału mowy przesyłanego łączem PCM.
2. Dla dokładnego wyznaczenia zależności pomiędzy zniekształceniami kwantyzacji i poziomem wejściowym trzeba wykonać dużą liczbę pomiarów. Na przykład dla kodu 7-elementowego /64 dodatnie i 64 ujemne poziomy kwantyzacji/ i przy założeniu, iż dla dokładnego wyznaczenia zniekształceń potrzebne są cztery poziomy pomiarowe na stopień kwantyzacji, otrzymuje się $64 \times 4 = 256$ pomiarów. Dla kodu 8-elementowego liczba pomiarów wzrasta do 512.

Jeżeli pomiary w zakresie +2 do -46 dB są wykonane co 2 dB, to otrzymamy krzywą podaną na rys. 44a. W przypadku zmiany poziomu o 0,1 dB /lub 0,2 dB/ uzyskano by wyniki jak na krzywej b/ lub odpowiednio c/. Zmiany te mogą powodować różnice rzędu 2 dB lub więcej. Wyniki pokazane na rys. 44 zostały uzyskane przy bardzo ścisłej kontroli warunków badania, których wpływ jest łatwo widoczny przy powtarzaniu pomiarów w odstępach co 6 dB. Wyniki normalnie wykonywanych pomiarów, w przypadku małych zmian powodowanych niedokładnościami tłumika itp. mogą być obarczone większym błędem przypadkowym.

Z powodu nieciągłości zmian codziennie wykonywane pomiary wykazują duże rozrzuty, o ile liczba pomiarów nie jest do-

statecznie duża; korzystniejsze jest więc zastosowanie sygnału, który pozwoli otrzymać gładką charakterystykę zniekształceń kwantyzacji, a jednocześnie będzie lepiej symulował sygnał mowy.

Testowy sygnał szumu

Studia nad charakterem mowy pozwoliły określić dwa główne typy sygnałów symulujących mowę:

- 1/ sygnał szumu o odwrotnie wykładniczym rozkładzie amplitud,
- 2/ sygnał szumu o gaussowskim /normalnym/ rozkładzie amplitud.

Zastosowanie do pomiarów jednego z tych dwóch sygnałów pozwala uzyskać gładką charakterystykę zniekształceń kwantyzacji w funkcji poziomu wejściowego. Praktyczniejsze jest jednak zastosowanie do tych celów szumu o gaussowskiej /normalnej/ dystrybucji; powoduje to preferowanie szumu przypadkowego z gaussowskim rozkładem amplitud. Schemat blokowy układu do pomiaru zniekształceń kwantyzacji wykorzystującego sygnał szumu podano na rys. 45.

Zastosowanie do pomiarów sygnału szumu pozwala uzyskać następujące korzyści:

1. Wyznaczana charakterystyka zniekształceń kwantyzacji w funkcji poziomu wejściowego jest krzywą gładką. Występujące małe, dzienne zmiany poziomu sygnału pomiarowego /lub zmiany w funkcjonowaniu systemu/ dają w wyniku krzywe podobne do charakterystyki zmierzanej pierwotnie. Do wyznaczenia charakterystyki wystarczy minimalna liczba

pomiarów, na przykład 20 do 30 pomiarów pozwala już na poprawne wyznaczenie charakterystyki.

2. Testowy sygnał szumu jest bardzo podobny do sygnału mowy /w długim okresie czasu/.

Jednocześnie zastosowanie tego sygnału powoduje następujące trudności:

1. Przypadkowy charakter szumu mającego gaussowską dystrybucję wymaga przy pomiarach stosowania obwodu pomiarowego o dużym czasie całkowania. Przy czasie całkowania rzędu 100 sekund można uzyskać dokładność pomiaru 0,1 dB. Długi czas całkowania jest główną niedogodnością w praktycznych pomiarach zniekształceń kwantyzacji. Przy tej dokładności czas zdjęcia charakterystyki w jednym kanale przekroczyłby 2 godziny.
2. Źródło szumu prawdziwie przypadkowego jest trudne do realizacji w praktyce, gdyż muszą być nałożone pewne określone ograniczenia, jeżeli układy pomiarowe mają być kompatybilne. Ograniczeniem nie budzącym wątpliwości jest ograniczenie stosunku wartości szczytowych do wartości skutecznych i obcinanie zbyt wysokich amplitud. Innym efektem impulsów o dużej szerokości jest wywoływanie niekorzystnych zjawisk w cewkach z rdzeniami ferrytowymi. Powoduje to zmiany dystrybuanty odfiltrowanego szumu, mimo że teoretycznie filtrowanie szumu o dystrybuancie gaussowskiej nie powinno jej zmieniać.

Do pokonania tych trudności proponowane jest stosowanie szumu pseudoprzypadkowego jako sygnału testowego do badań systemów PCM.

Testowy sygnał pseudoprzypadkowy

Sygnał ten /symulujący szum/ może być wytwarzany w oparciu o technikę cyfrową. Sygnał pseudoprzypadkowy, o częstotliwości zegara f_c , jest uzyskiwany po połączeniu "n" stopniowego rejestru przesuwnego tak, aby wytwarzał on sekwencję impulsów binarnych o maksymalnej długości równej $2^n - 1$. Gęstość mocy wyjściowej takiej sekwencji będzie zgodna z wykresami podanymi na rys. 47a i b, z tym że linie spektralne występują w odstępach równych $f_c / 2^n - 1$ herców. Wyjściowy sygnał rejestru przesuwnego jest następnie filtrowany przez wąskopasmowy filtr przepustowy /rys. 47/ dla uzyskania sygnału pseudoprzypadkowego, aproksymującego poprzednio omawiany sygnał szumu prawdziwie przypadkowy.

Zastosowanie szumu pseudoprzypadkowego ma następujące właściwości, pozwalające na uproszczenie konstrukcji przyrządów pomiarowych:

1. Sygnał jest prosty do generowania za pomocą rejestru przesuwnego, wytwarzającego maksymalnie długą pseudoprzypadkową sekwencję binarną.
2. Stabilizowanie napięcia, zasilającego ostatni stopień rejestru przesuwnego, pozwala na łatwe utrzymanie stałej wartości skutecznej sygnału wyjściowego rejestru.
3. Wszystkie urządzenia pomiarowe używające poszczególnych generatorów szumu pseudoprzypadkowego będą dawały takie same wyniki badań, tzn. charakterystyki tych urządzeń będą powtarzalne.

4. W porównaniu z pomiarami wykonywanymi za pomocą sygnału szumu prawdziwie przypadkowego czas pomiaru ulegnie zredukowaniu. Spełniający wymagania szum pseudoprzypadkowy, będący okresową sekwencją binarną, ma zwykle okres mniejszy niż 0,5 s.

Jednakże, aby móc wykorzystać te właściwości w przyrządach do pomiaru zniekształceń kwantyzacji, niezbędne jest dokładne spełnienie wymagań, które stanowią, że sygnał testowy powinien symulować szum prawdziwie przypadkowy o ograniczonym pasmie. W tym celu sygnał powinien mieć następujące trzy parametry:

1. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa szumu prawdziwie przypadkowego jest dystrybuantą gaussowską, a więc sygnał testowy po filtrowaniu powinien mieć też dystrybuantę gaussowską.
2. Teoretyczny stosunek wartości szczytowych do skutecznych w szumie prawdziwie przypadkowym może przyjmować wartości nieskończenie duże, jednakże w praktyce stosunek ten rzadko przekracza wartość 13 dB, a z przebiegu dystrybuanty gaussowskiej można określić, że prawdopodobieństwo przekroczenia tej wartości wynosi 0,002%.
3. W stosowanym pasmie nie powinna występować częstotliwość dominująca; jest to równoznaczne z tym, że prawdopodobieństwo wystąpienia każdej częstotliwości jest jednakowe.

W celu dokonania wyboru źródła szumu pseudoprzypadkowego o optymalnych parametrach przebadano wiele źródeł, mających

rejestry przesuwne o różnej długości i o różnych częstotliwościach zegara. Równocześnie sprawdzano filtrację każdego szumu za pomocą dwu filtrów i porównano z wpływem tych filtrów na szum prawdziwie przypadkowy. Jeden z filtrów był filtrem aktywnym zbudowanym przy użyciu liniowych obwodów scalonych i z elementów R,C, a drugi był filtrem pasywnym zbudowanym z elementów R,L,C.

Wymaganie /2/ dotyczące stosunku wartości szczytowych do skutecznych prowadzi do przyjęcia dalszego kompromisu. Dla uzyskania źródła szumu pseudoprzypadkowego, które będzie miało wartość tego stosunku zbliżoną do wartości występujących przy szumie prawdziwie przypadkowym oraz będzie miało prawidłową dystrybuantę, należy zastosować bardzo długi rejestr przesuwny. Związane jest to z generacją długich sekwencji, tak długich, że powstaje konflikt z wymaganiami dotyczącymi redukcji czasu pomiaru. Jeżeli zostanie zredukowana długość rejestru przesuwnego, a stosunek wartości szczytowych do skutecznych jest duży, to występujące w sygnale wysokie amplitudynapięć będą wywoływały duże zniekształcenia, powodując skoki wartości zniekształceń dla poziomów bliskich maksymalnym poziomom systemów. W przypadku gdy stosunek ten będzie za mały, wtedy wartość poziomu wejściowego, dla którego następuje gwałtowny wzrost zniekształceń, będzie znacznie wyższa niż przy pomiarach szumem prawdziwie przypadkowym. Dość dobrą aproksymację szumu prawdziwie przypadkowego stanowi szum pseudoprzypadkowy, którego wartość stosunku wartości szczytowych do skutecznych wynosi około 10,5 dB. Zmiany omawianego stosunku w funkcji częstotliwości zegara dla danego filtra i danej długości rejestru przesuwnego podane są na rys. 48..

Wymaganie trzecie dotyczące równomiernego rozkładu częstotliwości jest rozwiązane przez zapewnienie, że linie spektralne sygnału wyjściowego są rozmieszczone na tyle gęsto, że sygnał ten symuluje szum, lecz nie na tyle gęsto, iż nie powoduje to wydłużenia sekwencji. Linie spektralne występują w interwałach częstotliwościowych, które są odwrotnie proporcjonalne do długości sekwencji generowanej przez rejestr.

Reasumując, źródło szumu pseudoprzypadkowego musi spełniać kompromis pomiędzy następującymi wymaganiami:

1. Gęstość prawdopodobieństwa musi być gaussowska.
2. Stosunek wartości szczytowych do skutecznych powinien być tak wybrany, aby aproksymować szum prawdziwie przypadkowy.
3. Rozstęp linii spektralnych powinien być na tyle gęsty, aby symulować szum prawdziwie przypadkowy.
4. Jeżeli czas pomiaru ma być dogodny /krótki/, to długość testowej sekwencji binarnej nie może być zbyt duża.

Jednym z przyrządów, w którym osiągnięto optymalny kompromis pomiędzy powyższymi wymogami jest przyrząd typu TF 2807, firmy Marconi.

Sygnał otrzymywany jest z 17-stopniowego rejestru przesuwonego dołączonego dwoma stopniami /3 i 17/ do jednej bramki "OR" /rys. 49/. Częstotliwość zegara przyjęto 370 kHz. W celu uzyskania szumu wąskopasmowego sygnał wyjściowy jest filtrowany za pomocą filtra aktywnego. Rejestr daje sekwencję o długości 131071 bitów, co jest równoważne czasowi trwa-

nia sekwencji wynoszącemu $131071/370 \cdot 10^3$, czyli około 350 ms, oraz rozstępowi linii spektralnych równemu $1/0,35$ Hz, tzn. 2.8 Hz. Rozstęp ten daje w efekcie około 36 linii spektralnych w pasmie o szerokości 100 Hz. Powyższe parametry ograniczają stosunek wartości szczytowych do skutecznych do 10,5 dB.

Rozpatrując gęstość prawdopodobieństwa 350 ms sygnału filtrowanego szumu prawdziwie przypadkowego można stwierdzić, że jest prawie całkowicie niemożliwe, aby gęstość ta miała charakter gaussowski. W rzeczywistości można twierdzić, że nie będzie ona nigdy prawdziwie gaussowska. Powodem tego jest to, że w tym czasie może wystąpić maksymalnie 180 okresów sygnału oraz tylko pewna określona liczba wartości amplitud. Sygnał szumu pseudoprzypadkowego o określonej długości sekwencji binarnej może być pewną aproksymacją szumu prawdziwie przypadkowego. Ponadto można stwierdzić, że sygnał wyjściowy będzie tylko wtedy gaussowski, jeżeli wszystkie parametry szumu będą spełnione. Opisywana sekwencja binarna ma rozkład gęstości prawdopodobieństwa pokazany na rys. 50. Krzywa ta, za wyjątkiem kilku pików, jest w zasadzie krzywą gaussowską, a więc jest aproksymacją szumu prawdziwie przypadkowego, właściwą do stosowania w praktycznych systemach pomiarowych.

Podobnym szumem testowym jest szum pseudoprzypadkowy zalecany przez Administrację Poczty RFN. Źródłem tego szumu jest 10-stopniowy rejestr przesuwany o częstotliwości zegara $f_c = 10$ kHz i z filtrem o pasmie przepustowym o szerokości 200 Hz; linie spektralne występują w odstępach około 10 Hz.

Na rysunku 51 pokazano charakterystyki zniekształceń kwantyzacji otrzymane za pomocą szumu prawdziwie przypadkowego

i obu szumów pseudoprzypadkowych w 30/32-kanałowym systemie PCM. System ten stosuje kod 8-elementowy i 13-segmentową o prawie A charakterystykę kompresji. Na rysunkach 52 i 53 pokazano charakterystyki uzyskane za pomocą takich samych sygnałów w 24-kanałowym systemie PCM oraz w systemie SPADE, przy czym w obu systemach stosowany jest kod 7-elementowy i charakterystyka 13-segmentowa o prawie A.

Z rysunków 51, 52 i 53 widać, że proponowane sygnały pseudoprzypadkowe pozwalają uzyskać wyniki pomiaru bardzo bliskie wynikom uzyskanym przy zastosowaniu szumu prawdziwie przypadkowego. Zastosowanie innych sygnałów, mimo podobieństwa ich do szumu prawdziwie przypadkowego, ma tendencję do wykazywania segmentów charakterystyki kompresji; wynika to z dystrybucji tych sygnałów oraz z mniejszej liczby linii spektralnych.

Pasma pomiarowe

Wszystkie przyrządy przy pomiarach stosują w rzeczywistości pasmo pomiarowe od 860 do 3400 Hz. Wyniki pomiaru powinny być skorygowane do pasma częstotliwościowego systemu, tzn. do pasma 300 do 3400 Hz, przez dodanie współczynnika korekcji:

$$-10 \log \frac{3400 - 300}{3400 - 860} \text{ dB} = -10 \log \frac{3100}{2540} \text{ dB} = -0,85 \text{ dB}$$

Zniekształcenia kwantyzacji przyrządu pomiarowego /stosowanego do pomiarów w pętli/ powinny być co najmniej o 20 dB większe niż największe mierzone zniekształcenia kwantyzacji.

Przykładowo, jeżeli 30/32 system PCM ma przeciętnie najlepszy współczynnik zniekształceń rzędu 36 dB, a przyrząd pomiarowy będzie miał własne szумы i zniekształcenia kwantyzacji 46 dB, tzn. będzie istniał odstęp 10 dB, to zmierzone zniekształcenia kwantyzacji będą następujące:

Przyjmując wartość mocy szumu zniekształceń kwantyzacji za 1, moc szumu urządzenia pomiarowego, będąca o 10 dB mniejsza wyniesie 0,1. Daje to całkowitą moc szumu równą 1,1, czyli o 0,4 dB większą, a więc zmierzona przez urządzenie pomiarowe wartość współczynnika zniekształceń będzie wynosiła 35,6 dB. Jeżeli urządzenie pomiarowe ma zniekształcenia kwantyzacji równe 56 dB, tzn. istnieje odstęp 20 dB, to rozumując podobnie: moc zniekształceń kwantyzacji = 1,

moc zniekształceń kwantyzacji przyrządu = 0,01,

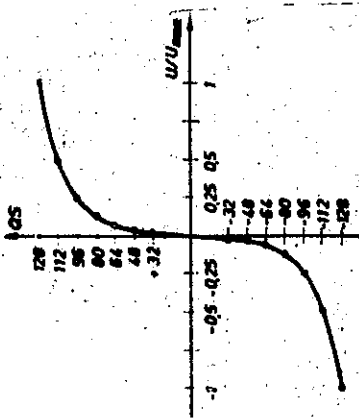
a więc: moc całkowita = 1,01,

co powoduje błąd pomiaru rzędu 0,1 dB.

Wykaz literatury

1. Stevens A.D.: Data transmission on digital link sections. Point to Point Telecommun. 1969 vol. 13 nr 4, s. 91-96.
2. Manley J.M.: The generation and accumulation of timing noise in p.c.m. systems - An experimental and theoretical study. Bell Syst. Tech. J. 1969 vol. 48 nr 3, s. 541-552.
3. Falooz A., Croisier A.: Le code bipolaire a haute densite. Un procede de transmission en bande de base. Colloque International sur la Teleinformatique, Paris, 1969 vol. 1, s. 66-78.

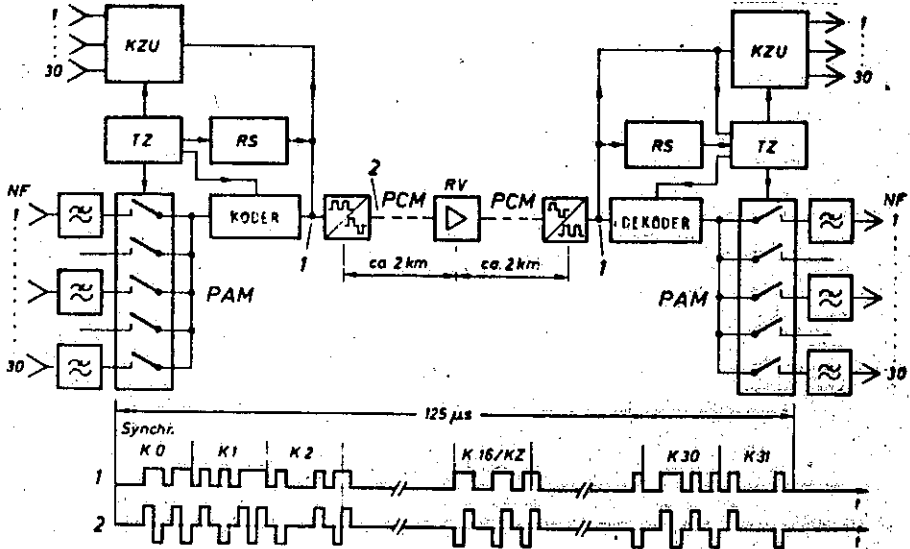
4. Miyagawa S., Yamamoto H.: Performance of 2 GHz p.c.m. system repeating equipment. Rev. Electr. Commun. Lab. 1969 vol. 17 nr 3, s. 241-255.
5. Sutcliffe H.: Pseudo-random noise in the time and frequency domains. Periodica Polytechnica 1973 vol. 15 nr 1, s.63-75.
6. Tomota M.: An electronic multiplex for accurate power measurements. IEEE Trans. Instrum. Measur. 1968 vol. IM-17 nr 4, s. 245-259.
7. Richards D.L.: Transmission performance of telephone networks containing p.c.m. links. Proc. IEE 1968 vol. 115 nr 8, s. 1245-1253.
8. CCITT: Temporary Document COM Sp. D - No 29.E. Proposed method for the measurement of quantizing distortions on p.c.m. transmission systems by means of noise signals, October 1971.



Rys. 1. Nieliniowa charakterystyka kwantyzacji
QS - stopnie kwantyzacji

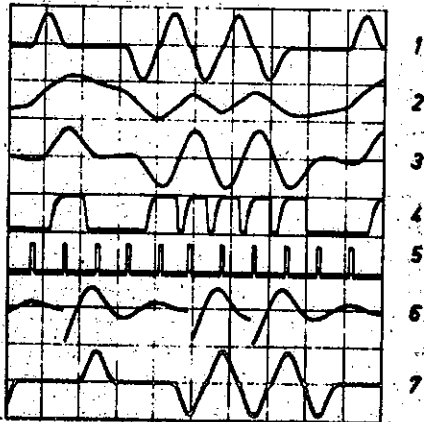
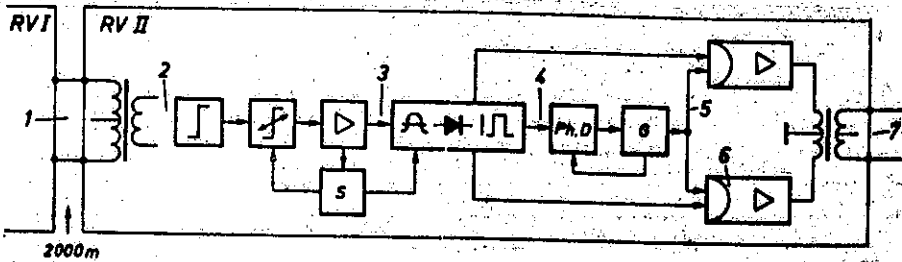


Rys. 2. Zasada transmisji PCM

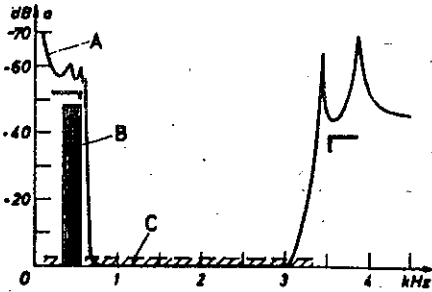


Rys. 3. Struktura systemu 30-kanalowego

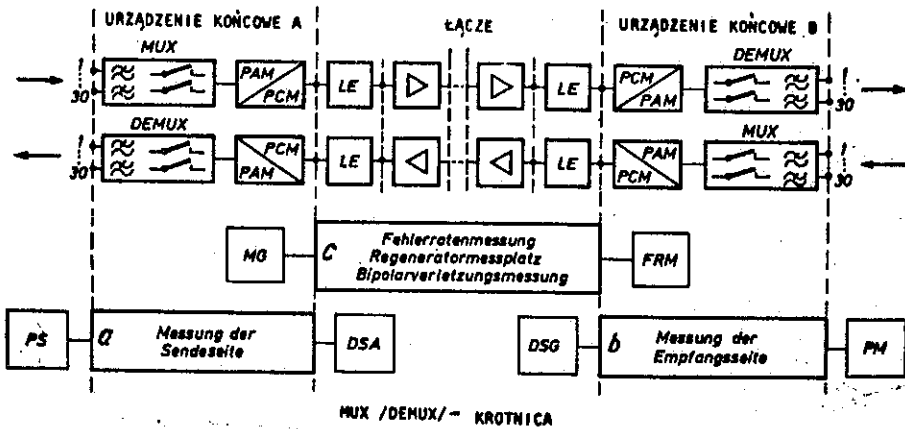
KZU - translacja sygnałów rozpoznawczych /znamiennych/, TZ - zegar taktujący, RS - synchronizacja ramki, RV - regenerator, NF - częstotliwość akustyczna

Rys. 4. Budowa i zasada działania re-
generatora

Ph.D. - przesuwnik fazowy.

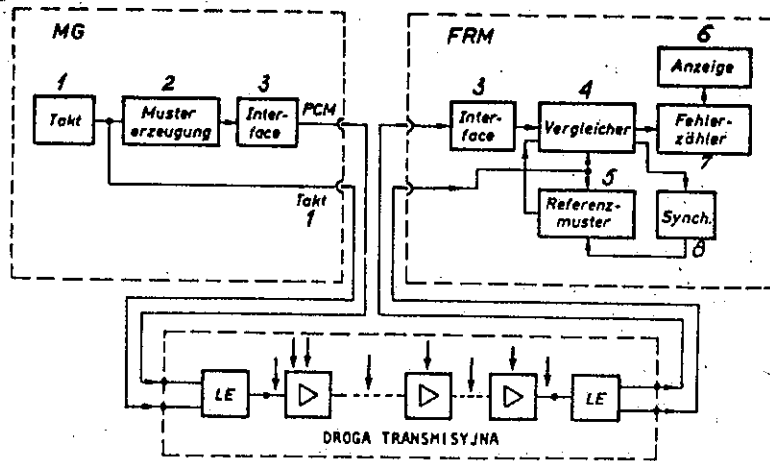


Rys. 5. Położenie częstotliwościowe sygnału szumu /B/ w stosunku do pasma przepustowego filtra odbiorczego /A/ przy analogowym pomiarze zniekształceń kwantyzacji /C/



Rys. 6. Pomiary cyfrowe systemu PCM

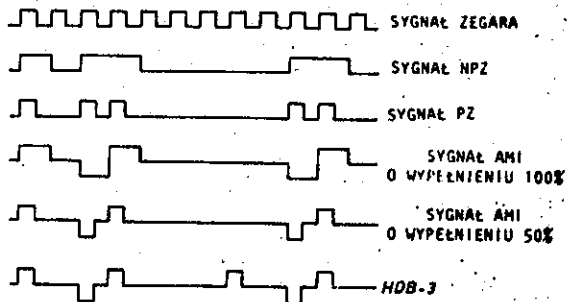
MG - generator sygnałów testowych, FRM - miernik stopy błędów, PS - generator poziomu, DSA - analizator sygnału cyfrowego, DSG - generator sygnałów cyfrowych, PM - miernik poziomu, a - pomiary urządzenia nadawczego, b - pomiary urządzenia odbiorczego, c - pomiar stopy błędów i zaburzeń bipolarności, sprawdzanie regeneratorów



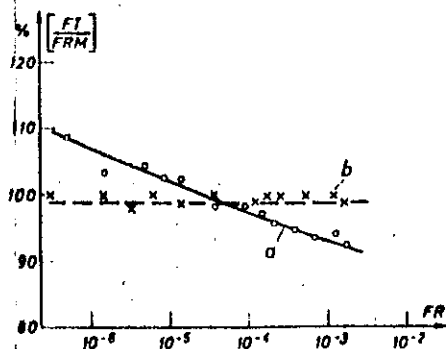
Rys. 7. Zasada pomiaru stopy błędów

MG - generator impulsów wzorcowych, FRM - miernik stopy błędów, 1 - zegar taktujący, 2 - generator sygnału testowego, 3 - obwód łączący, 4 - komparator, 5 - generator sygnału odniesienia, 6 - wskaźnik, 7 - licznik błędów, 8 - synchronizacja

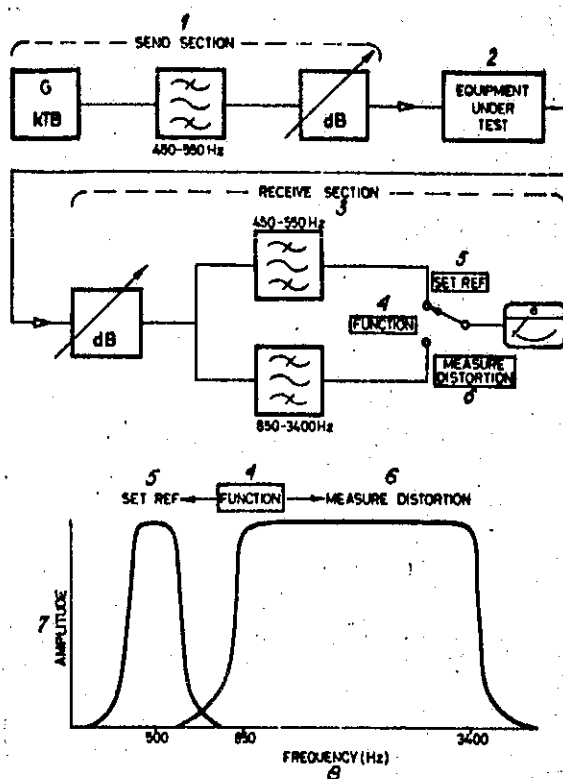
Uwaga. Pionowe strzałki narysowane w obrębie drogi transmisyjnej oznaczają miejsca powstania możliwych zakłóceń zniekształcających bity: uszkodzone regeneratory, fluktuacje, przestęchy, zakłócenia zewnętrzne



Rys. 8. Sygnały wyjściowe generatora impulsów wzorcowych

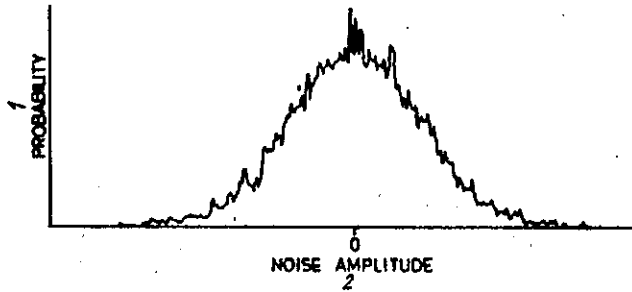


Rys. 9. Porównanie pomiarów liczby błędów /FT/ odniesionych do stopy błędów /FRM/ wykonanych za pomocą: a - sygnału pseudoprzypadkowego o długości sekwencji $2^{15}-1$ i b - za pomocą sygnału 10101...



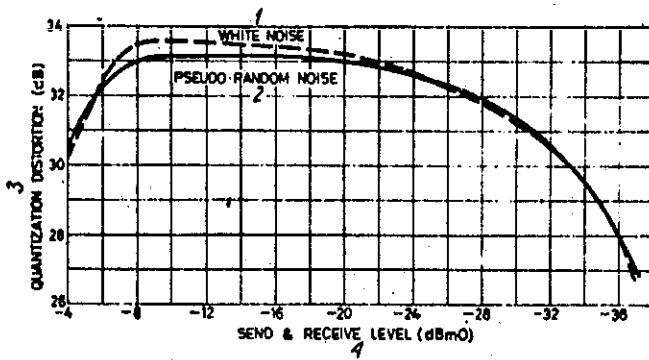
Rys. 10. Schemat blokowy układu do pomiaru zniekształceń kwantyzacji

1 - część nadawcza, 2 - sprawdzane urządzenie, 3 - część odbiorcza, 4 - rodzaj pracy, 5 - kalibracja, 6 - pomiar zniekształceń, 7 - amplituda, 8 - częstotliwość /Hz/



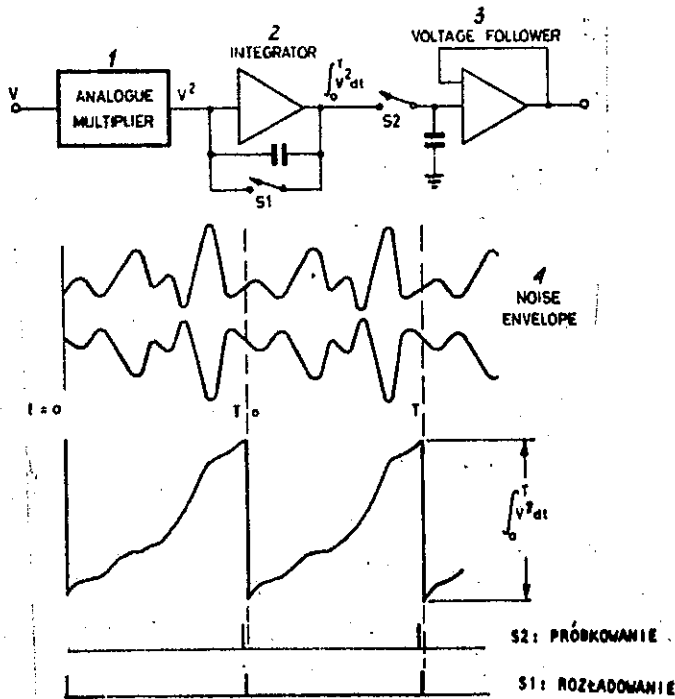
Rys. 11. Rozkład gęstości prawdopodobieństwa szumu pseudoprzypadkowego zmierzony w czasie 900 sekund

1 - prawdopodobieństwo, 2 - amplituda szumu



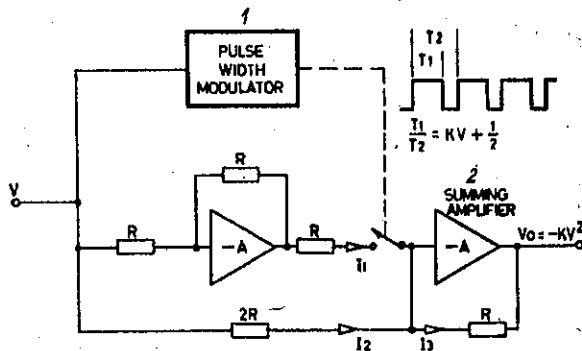
Rys. 12. Porównanie pomiarów wykonanych przy użyciu szumu białego i pseudoprzypadkowego

1 - szum biały, 2 - szum pseudoprzypadkowy, 3 - zniekształcenia kwantyzacji /dB/, 4 - poziom nadawany /odbierany/ /dBm0/



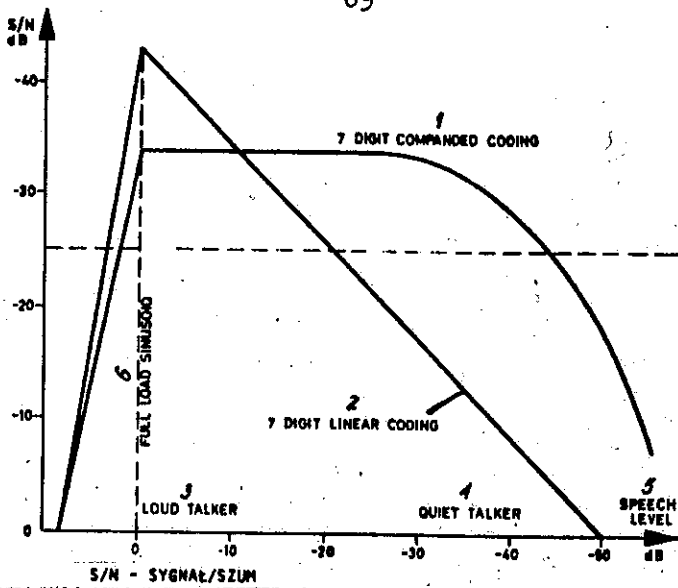
Rys. 13. Układ woltomierza wskazujący wartość średnią kwadratową przez całkowanie sekwencji pseudoprzypadkowej

1 - mnożnik analogowy, 2 - Integrator, 3 - wtórnik, 4 - obwód-
nia szumu



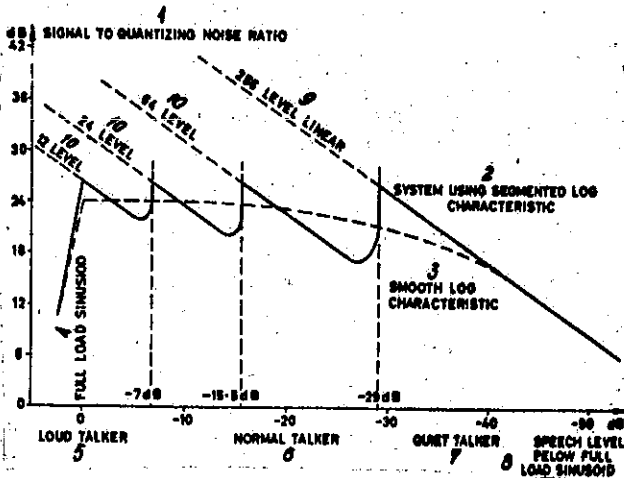
Rys. 14. Układ mnożnika o napięciu wyjściowym proporcjonalnym do kwadratu napięcia wejściowego

1 - modulator szerokości impulsów, 2 - sumator



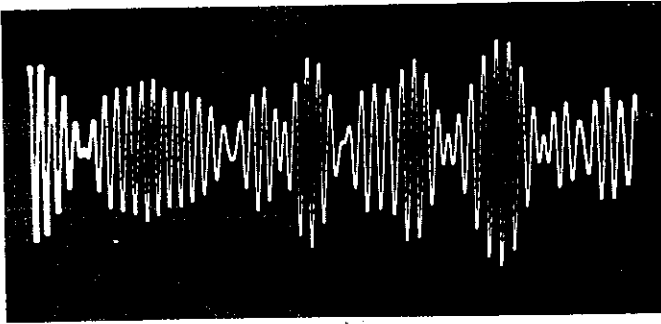
Rys. 15. Stosunek sygnału do szumu kwantyzacji w funkcji poziomu mowy.

1 - siedmioelementowe kodowanie komparatorowane, 2 - siedmioelementowe kodowanie liniowe, 3 - głośna mowa, 4 - cicha mowa, 5 - poziom mowy, 6 - próg przeciążenia

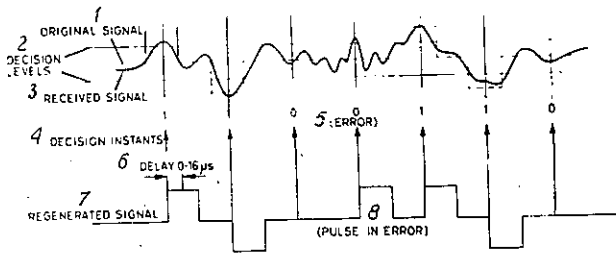


Rys. 16. Wpływ segmentowej charakterystyki komparatorowania na pomiar zniekształceń kwantyzacji wykonany za pomocą sygnału sinusoidalnego

1 - stosunek sygnału do szumu kwantyzacji, 2 - system stosujący segmentową charakterystykę logarytmiczną, 3 - gładka charakterystyka logarytmiczna, 4 - próg przeciążenia, 5 - głośna mowa, 6 - normalna mowa, 7 - cicha mowa, 8 - poziom mowy /poniżej progu przeciążenia/, 9 - poziom liniowy, 10 - poziom

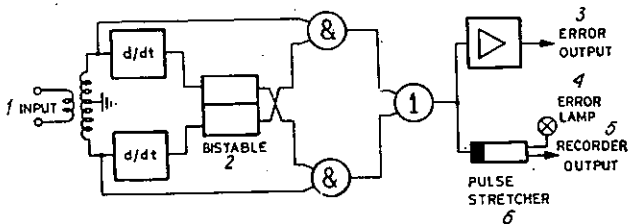


Rys. 17. Szum biały - pasmo 450 - 550 Hz



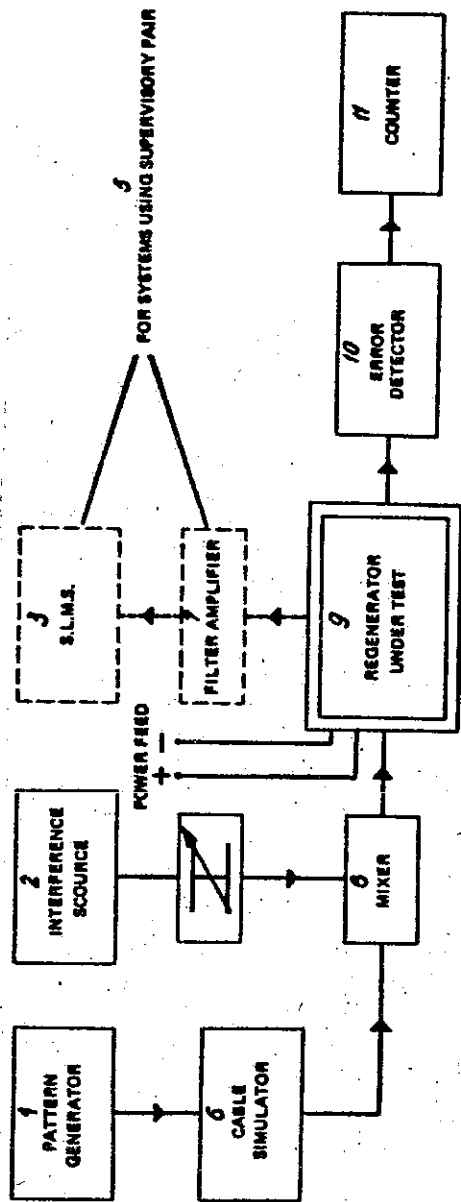
Rys. 18. Powstawanie zaburzeń bipolarności

1 - sygnał oryginalny, 2 - poziomy decyzyjne, 3 - sygnał odbierany,
4 - momenty decyzyjne, 5 - błąd, 6 - opóźnienie, 7 - sygnał zregenerowany, 8 - impuls błędny



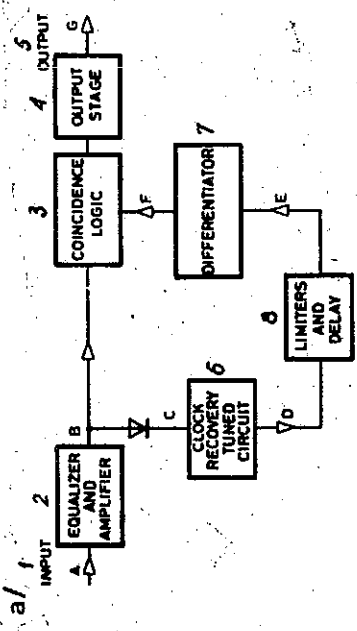
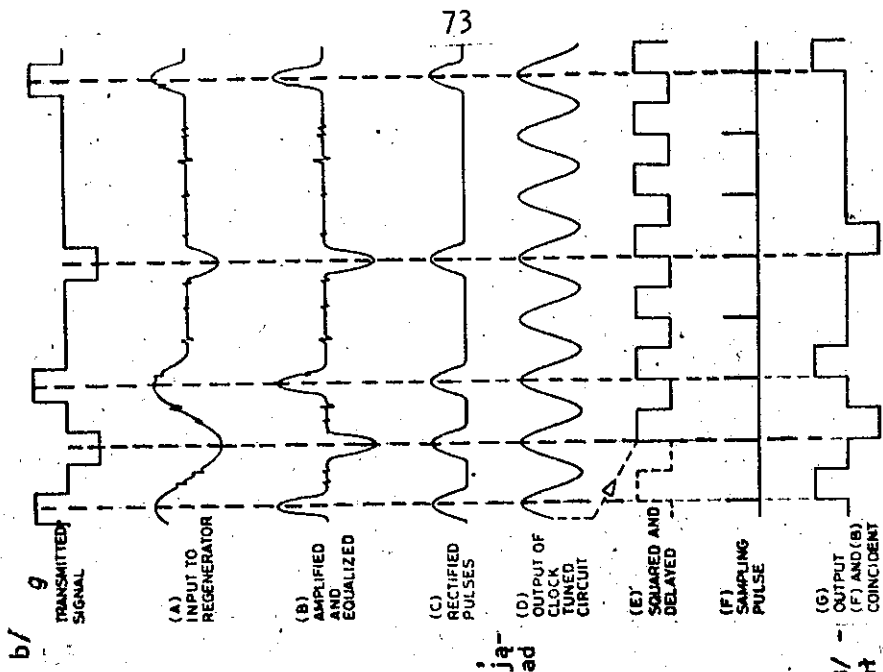
Rys. 19. Schemat logiczny miernika zaburzeń bipolarności Error Detector TF 2340

1 - wejście, 2 - bistabilny, 3 - wyjście sygnału błędu, 4 - lampa sygnalizująca błąd, 5 - wyjście na pisak, 6 - układ poszerzania impulsów



Rys. 22. Schemat blokowy testera regeneratorów

1 - generator sygnału testowego, 2 - źródło interferencji, 3 - selektywny miernik poziomu, 4 - zasilacz, 5 - dla systemów stosujących parę nadzorującą, 6 - linia sztuczna, 7 - amplifiler, 8 - mieszacz, 9 - sprawdzany regenerator, 10 - detektor błędów, 11 - licznik

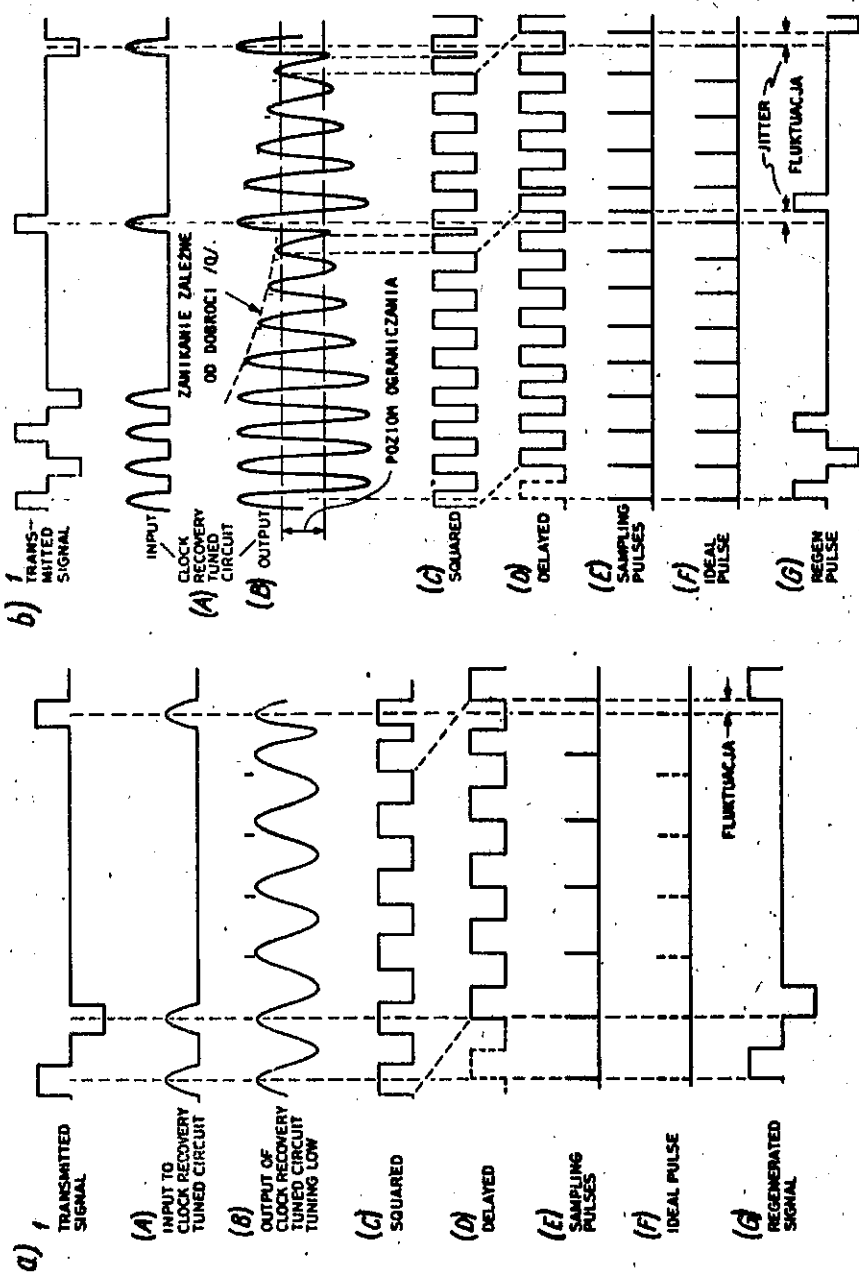


Rys. 23a. Uproszczony schemat blokowy regeneratora

1 - wejście, 2 - korektor i wzmacniacz, 3 - koincydencja logiczna, 4 - stopień wyjściowy, 5 - wyjście, 6 - obwód rezonansowy odzyskujący sygnał zegara, 7 - obwód różniczkujący, 8 - ogranicznik i układ opóźniający

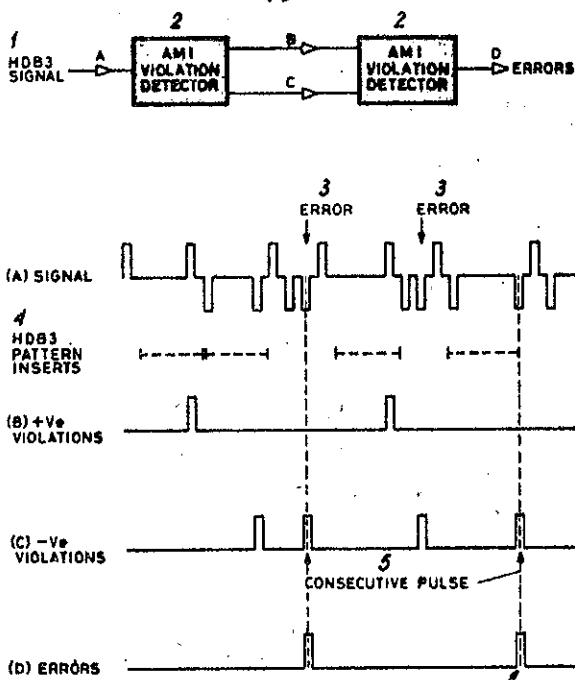
b. Impulsy w regeneratorze

9 - sygnał transmitowany, /A/ - sygnał wejściowy regeneratora, /B/ - korekcja i wzmacnienie, /C/ - impuls wyprostowany, /D/ - sygnał wyjściowy obwodu rezonansowego zegara, /E/ - ograniczenie i opóźnienie, /F/ - impulsy próbkujące, /G/ - sygnał wyjściowy będący koincydencją sygnałów /F/ i /B/



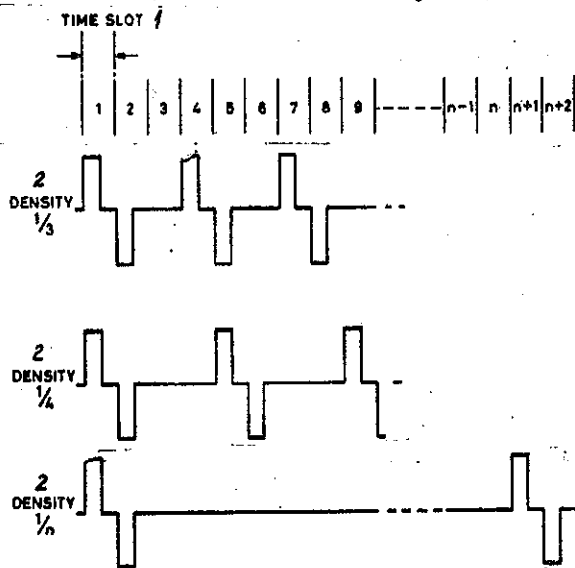
Rys. 24. Przebiegi czasowe w regeneratorsie z błędami powstającymi: a/ w obwodzie rezonansowym zegara, b/ przy przetwarzaniu amplitudowo-fazowym

1 - sygnał transmitowany, /A / - sygnał wejściowy obwodu rezonansowego odzyskującego impulsy zegara, /B/ - sygnał wyjściowy, /C/ - ograniczenie, /D/ - opóźnianie, /E/ - impulsy próbkujące, /F/ - impulsy idealne, /G/ sygnał zregenerowany

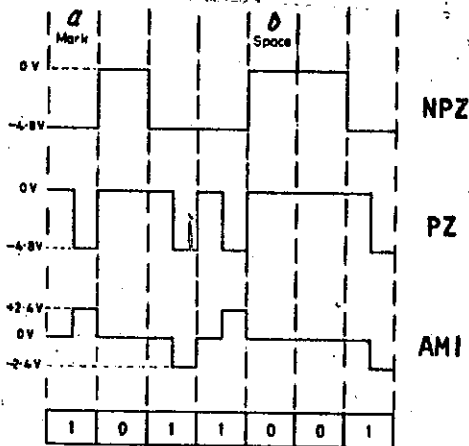


Rys. 25. Schemat blokowy detektora błędów kodu HDB3 wraz z przebiegami czasowymi

1 - sygnał HDB3, 2 - detektor zaburzenia kodu AMI, 3 - błąd,
 - wstawki w kodzie HDB3, 5 - kolejne impulsy, /A/ - sygnał, /B/ - za-
 burzenia dodatnie, /C/ - zaburzenia ujemne, /D/ - błędy

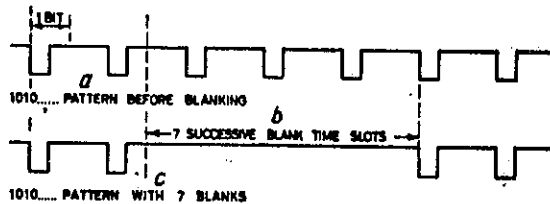


Rys. 26. Impulsy wyjściowe generatora sygnału testowego TF 2802/2
 1 - szczelina czasowa, 2 - gęstość



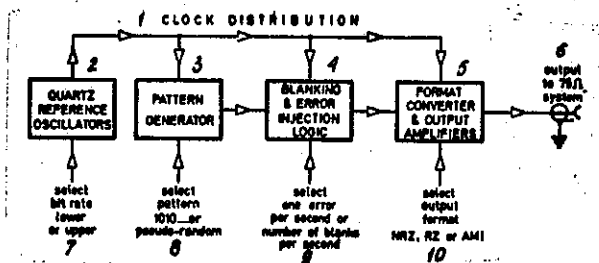
Rys. 27. Rodzaje sygnałów wyjściowych o kodach: NPZ nie powracający do zera, PZ - powracający do zera, AMI - o zmiennej polaryzacji

a - impuls, b - przerwa



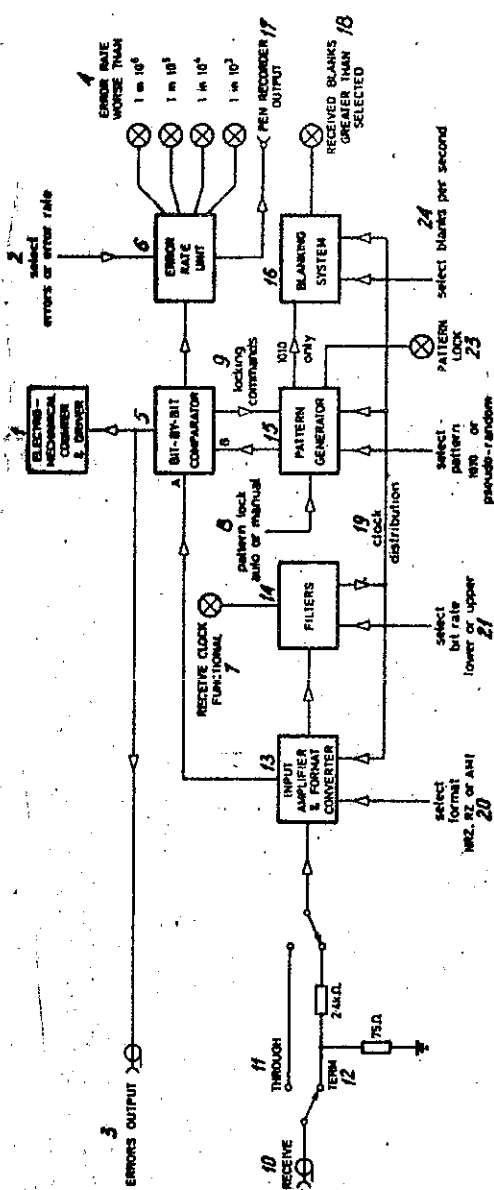
Rys. 28. Zasada wycinania impulsów z sekwencji PZ 1010...

a - sekwencja przed wycięciem, b - siedem kolejnych wyciętych szczytów czasowych, c - sekwencja 1010... z siedzioma wyciętymi odstępami



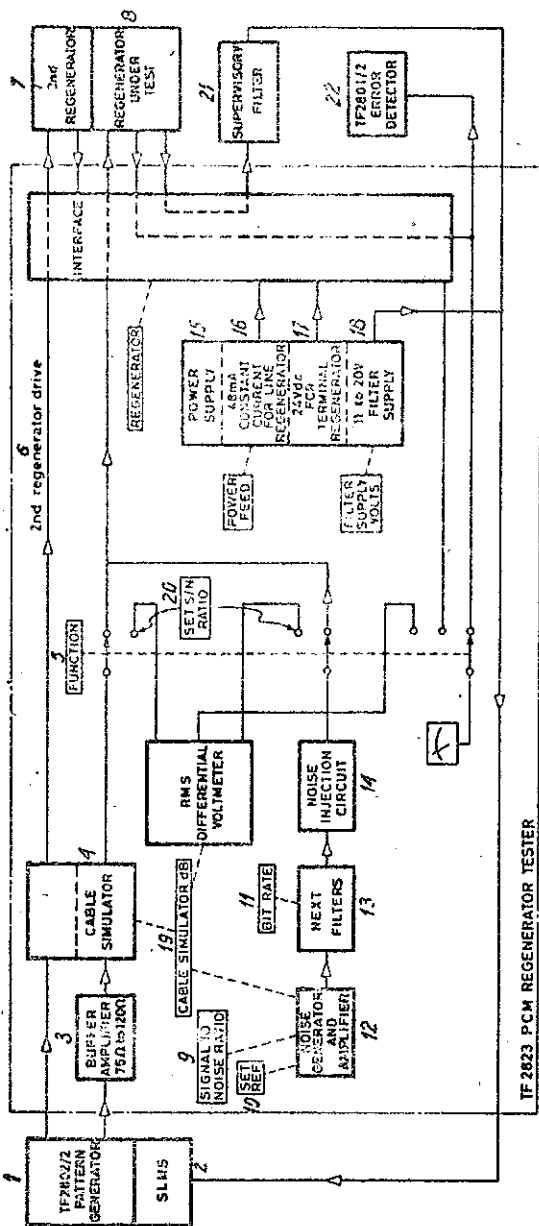
Rys. 29. Schemat blokowy nadajnika

1 - rozprowadzanie impulsów zegara, 2 - wzorcowy generator kwarcowy, 3 - generator sekwencji testowej, 4 - wycinanie impulsów i wprowadzenie zakłóceń, 5 - przetwornik kodu i wzmacniacz wyjściowy, 6 - wyjście dla systemów 75Ω, 7 - wybór mniejszej lub większej przepływności binarnej, 8 - wybór sekwencji 1010... lub pseudoprzypadkowej, 9 - wybór: jeden błąd na sekundę lub liczba wyciętych impulsów na sekundę, 10 - wybór kodu wyjściowego NPZ, PZ lub AMI



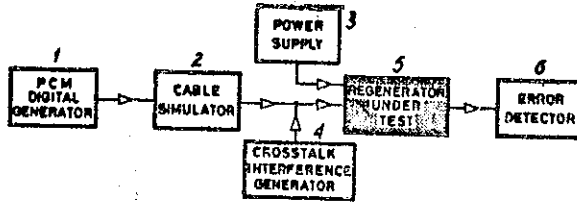
Rys. 30. Schemat blokowy odbiornika

1 - licznik elektromechaniczny, 2 - wybór: pomiar błędów lub stopy błędów, 3 - wyjście impulsów błędnych, 4 - stopa błędów gorsza niż; 5 - komparator "bit po bicie", 6 - zespół pomiaru stopy błędów, 7 - poprawny odbiór impulsów zegara, 8 - ręczne lub automatyczne synfazowanie sygnałów, 9 - sterowanie synfazowaniem, 10 - odbiór, 11 - bezpośredni, 12 - z zakończeniem, 13 - wzmacniacz wejściowy i przetwornik kodu, 14 - filtry, 15 - generator sekwencji testowej, 16 - układ wycinający, 17 - wyjście na pisak, 18 - odebrane wycięcie większe od wybranego, 19 - rozpraszanie impulsów zegara, 20 - wybór kodu NPZ, PZ, lub AMI, 21 - wybór mniejszej lub większej przepływności binarnej, 22 - wybór sekwencji 1010... lub pseudoprzykładowej, 23 - poprawna faza sygnałów, 24 - wybór liczby wyciętych impulsów na sekundę

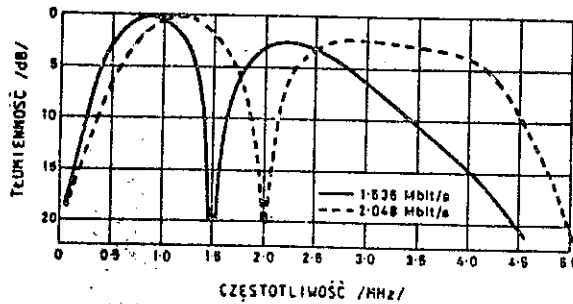


Rys. 32. Schemat blokowy układu do badania regeneratorów typu 0A 2805A

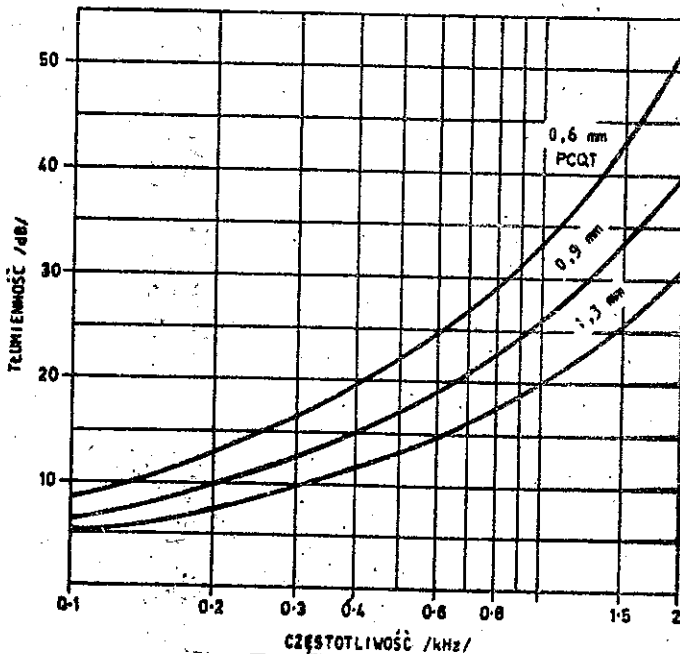
1 - generator sygnałów testowych, 2 - selektywny miernik poziomu, 3 - wzmacniacz buforowy 75 - 120Ω, 4 - linia sztuczna, 5 - rodzaj pracy, 6 - sterowanie drugiego regeneratora, 7 - drugi regenerator, 8 - sprawdzany regenerator, 9 - pomiar stosunku sygnału do szumu, 10 - kalibracja, 11 - wybór przepływności binarnej, 12 - generator szumu i wzmacniacz, 13 - filtry przeniku zbliżonego, 14 - obwód wprowadzający szum, 15 - zasila-nie, 16 - prąd stały 48 mA do zasilania regeneratora liniowego, 17 - 24V napięcia sta-łego dla regeneratora końcowego, 18 - zasilanie filtrów napięciem 11 - 20 V, 19 - usta-wienie wartości linii sztucznej, 20 - ustawienie wartości stosunku sygnału do szumu, 21 - filtr łączy służbowego, 22 - detektor błędów TIF 2801/2



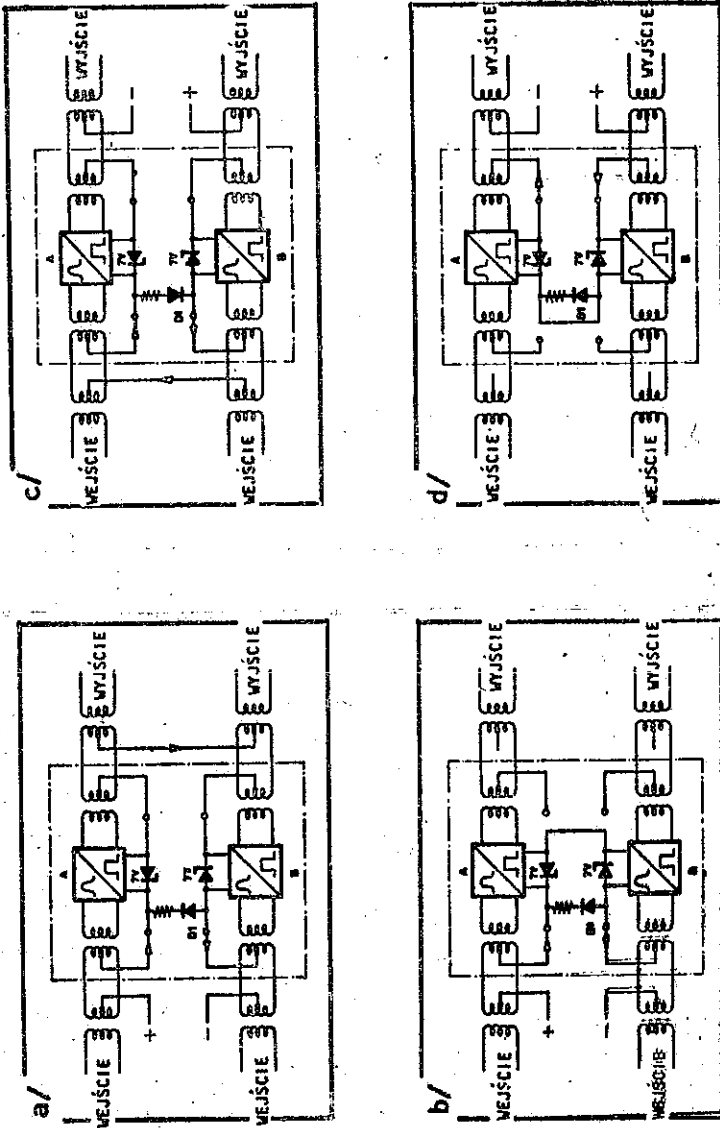
Rys. 31. Uproszczony schemat układu do badania regeneratorów
 1 - generator sygnałów PCM, 2 - linia sztuczna, 3 - zasilacz, 4 - generator zakłóceń przenikowych, 5 - sprawdzany regenerator, 6 - detektor błędów



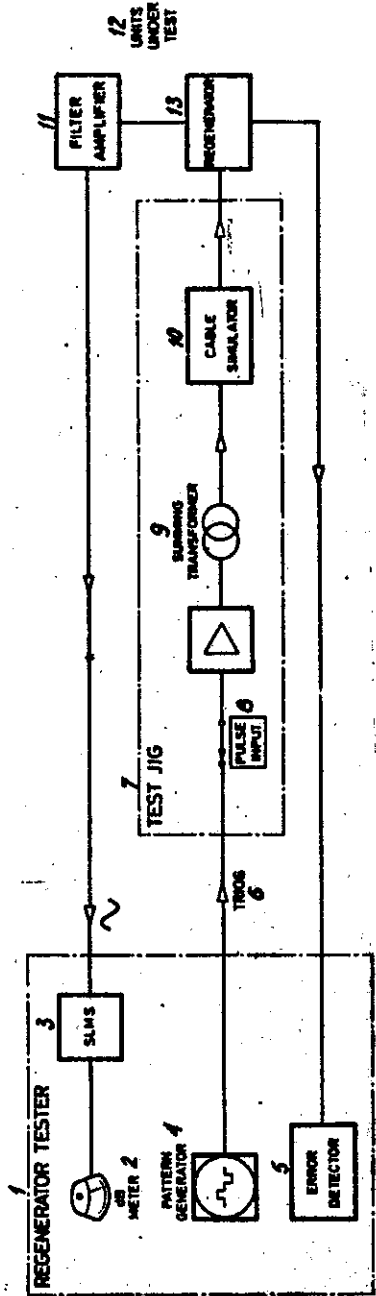
Rys. 33. Charakterystyki filtrów dla przeniku zbliżnego



Rys. 34. Charakterystyka tłumienności odcinka toru o długości 2100 jardów / około 1920 m/ w kablu dalekosiędnym, o wiązkach czwórkowych i izolacji papierowo-powietrznej

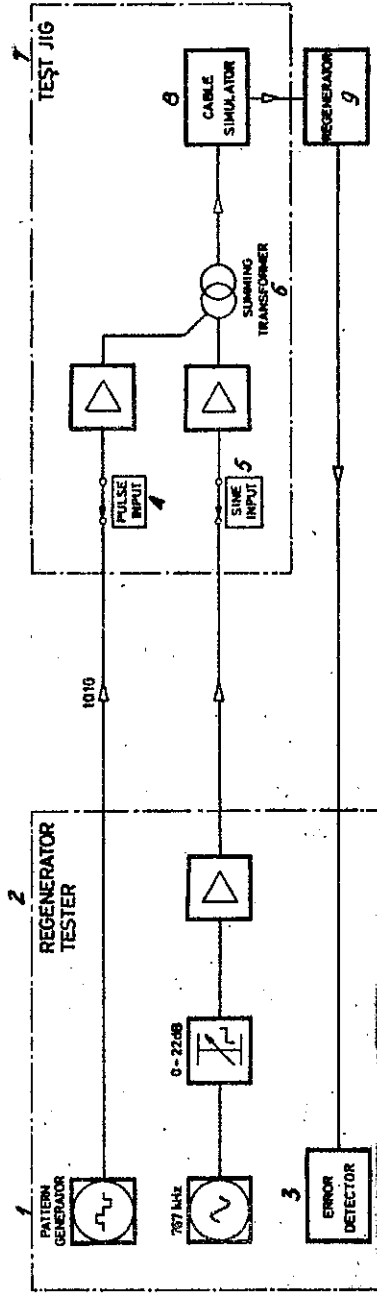


Rys. 34. Układy zasilania regeneratorów: a/ przelotowe, b/ końcowe, c/ przelotowe o zmienionym kierunku, d/ końcowe o zmienionym kierunku



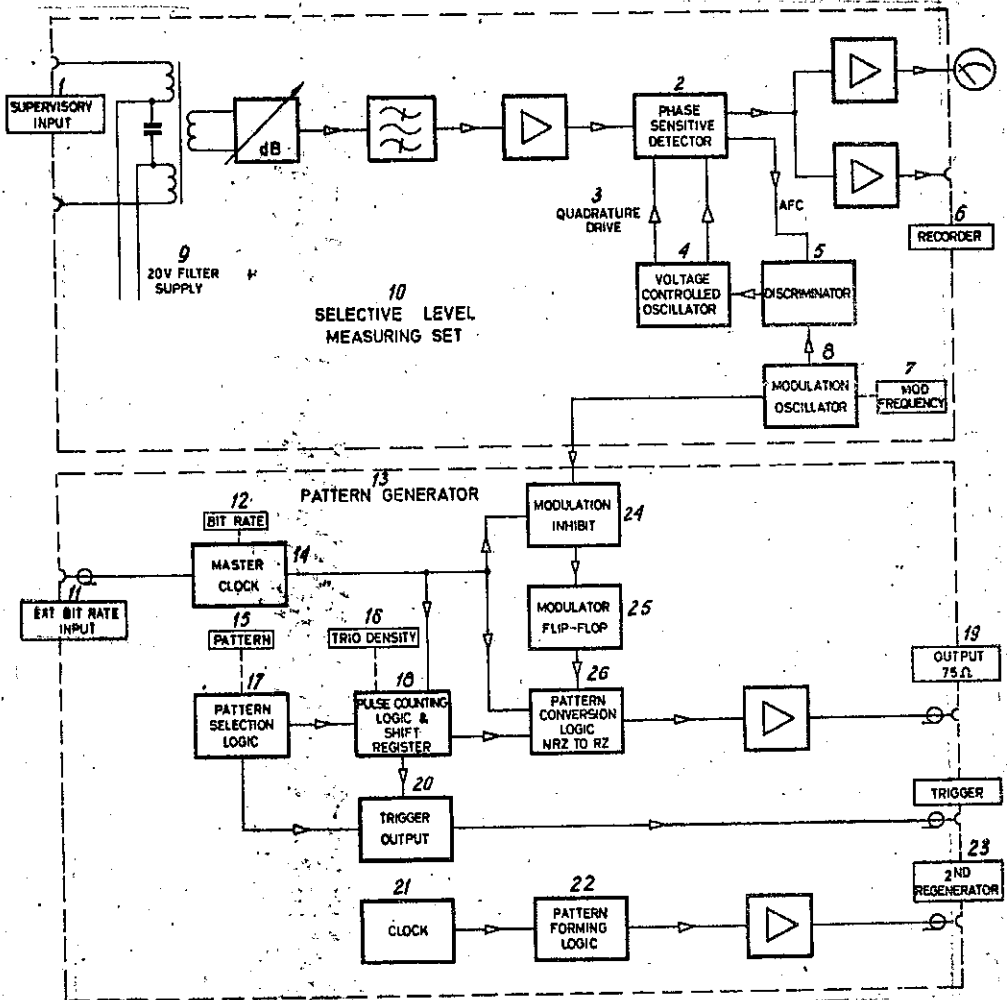
Rys. 36. Układ badania kontrolnego

1 - przyrząd do badania regeneratorów, 2 - miernik, 3 - selektywny miernik poziomu, 4 - generator sekwencji testowej, 5 - detektor błędów, 6 - trójki, 7 - układ do dołączania regeneratora, 8 - wejście impulsów, 9 - transformator sumujący, 10 - linia sztuczna, 11 - amplifilter, 12 - układy sprawdzane, 13 - regenerator



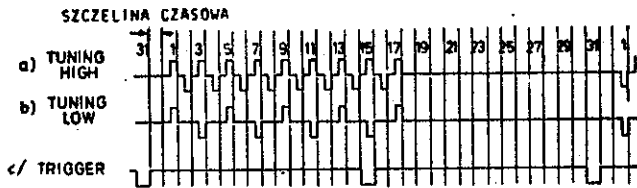
Rys. 37. Sprawdzenie wpływu zakłóceń

1 - generator sekwencji testowej, 2 - przyrząd do badania regeneratorów, 3 - detektor błędów, 4 - wejście impulsów, 5 - wejście sinusoidalne, 6 - transformator sumujący, 7 - układ do dołączania regeneratora, 8 - linia sztuczna, 9 - regenerator



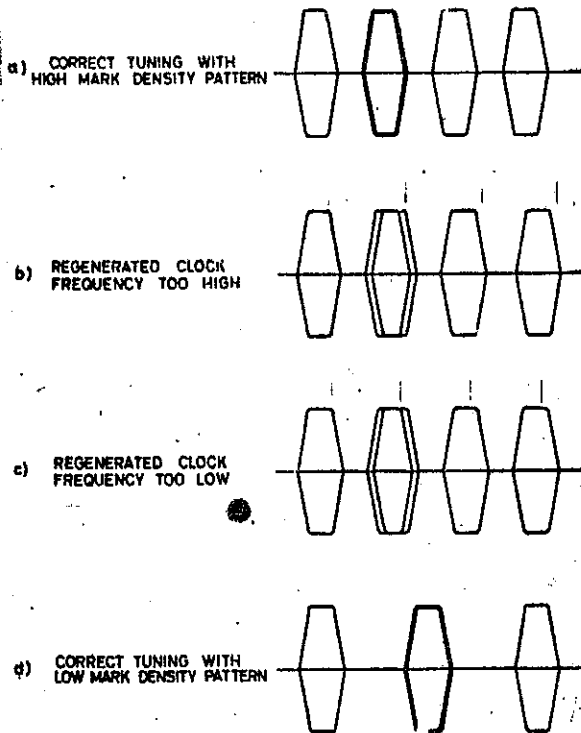
Rys. 38. Schemat blokowy generatora impulsów testowych i selektywnego miernika poziomu TF 2802

1 - wejście służbowe, 2 - detektor fazoczuły, 3 - sterowanie podwójne, 4 - generator sterowany napięciowo, 5 - dyskryminator, 6 - pisak, 7 - częstotliwość modulująca, 8 - generator modulacyjny, 9 - zasilanie filtra /20 V/, 10 - selektywny miernik poziomu, 11 - wejście dla zewnętrznego sygnału o wzorcowej przepływności binarnej, 12 - przepływność binarna, 13 - generator impulsów testowych, 14 - zegar, 15 - sekwencja testowa, 16 - gęstość trójek, 17 - wybór sekwencji, 18 - rejestr przesuwany i zliczanie impulsów, 19 - wyjście, 20 - wyzwalanie, 21 - zegar, 22 - układ formowania sekwencji testowej, 23 - drugi regenerator, 24 - modulator, 25 - przerzutnik, 26 - zamiana kodu z NPZ na RZ

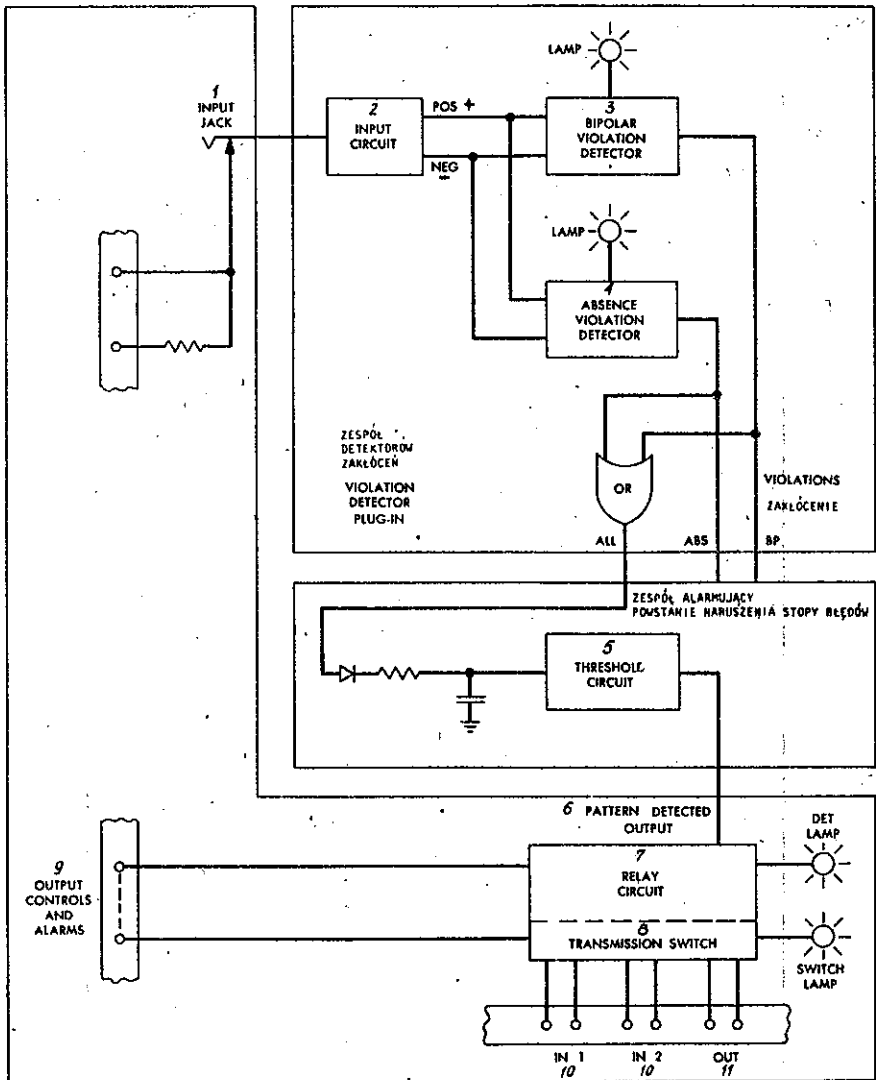


Rys. 39. Impulsy testowe do strojenia zegara

a - strojenie sekwencją o dużej gęstości, b - strojenie sekwencją o małej gęstości, c - wyzwianie

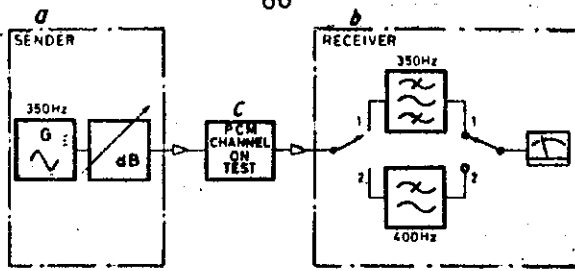


Rys. 40. Wykresy "oka" uzyskiwane na oscyloskopie przy strojeniu zegara: a/ poprawne ze-strojenie przy stosowaniu sekwencji testowej o dużej gęstości, b/ za duża częstotliwość zegara w regeneratorze, c/ za mała częstotliwość zegara w regeneratorze, d/ poprawne ze-strojenie przy stosowaniu sekwencji testowej o małej gęstości



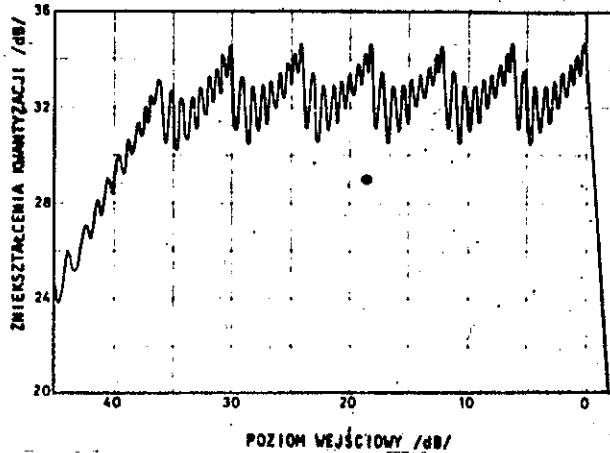
Rys. 41. Zasada działania monitora stosowanego w systemie T-1

1 - gniazdo wejściowe, 2 - obwód wejściowy, 3 - detektor zakłóceń bipolarności, 4 - detektor zakłóceń zasady obecności, 5 - obwód progowy, 6 - wyjście detektora sekwencji testowej, 7 - obwód przekaźników, 8 - przełącznik torów, 9 - wyjście alarmu i sterowania, 10 - wejście 1 i 2, 11 - wyjście

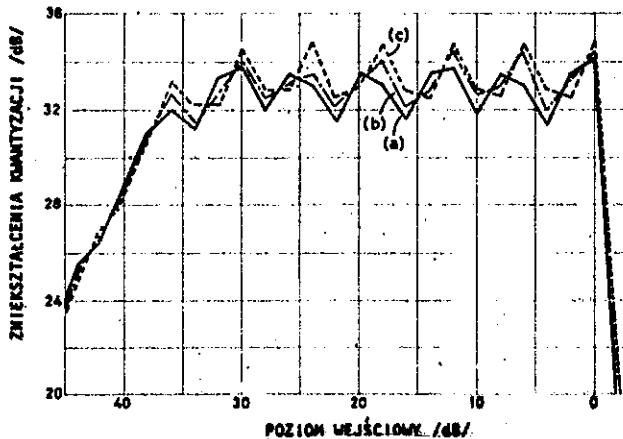


Rys. 42. Układ do pomiaru zniekształceń kwantyzacji przy użyciu sygnału sinusoidalnego

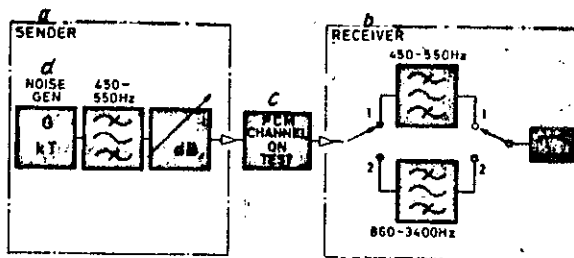
a - nadajnik, b - odbiornik, c - sprawdzany kanał PCM, 1 - poziom odniesienia, 2 - pomiar



Rys. 43. Zniekształcenia kwantyzacji zmierzone sygnałem sinusoidalnym w systemie 24-kanałowym, stosującym 13-segmentową charakterystykę komparatorowa/prawo A/

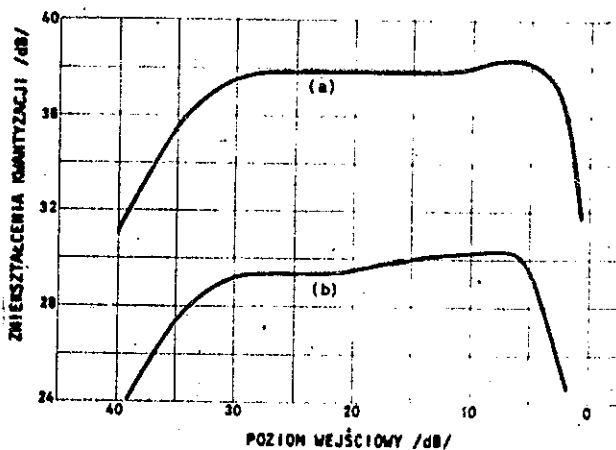


Rys. 44. Zniekształcenia kwantyzacji zmierzone w skokach co 2 dB
a - poprawny poziom, b- poziom pomiarowy mniejszy niż 0,1 dB, c - poziom pomiarowy mniejszy niż 0,2 dB

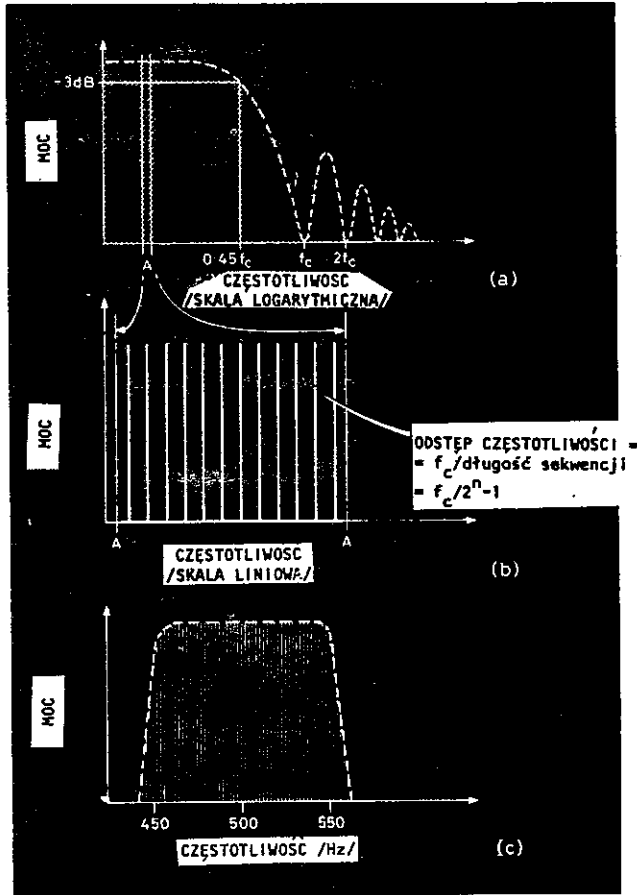


Rys. 45. Układ do pomiaru zniekształceń kwantyzacji przy użyciu sygnału szumu

a - nadajnik, b - odbiornik, c - sprawdzany kanał PCM, d - generator szumu, 1 - poziom odniesienia, 2 - pomiar

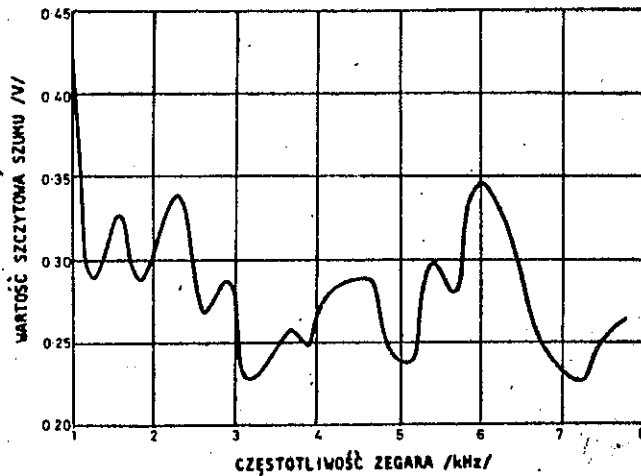


Rys. 46. Typowe zależności zniekształceń kwantyzacji od poziomu wejściowego /pomiar wykonano przy użyciu sygnału szumu prawdziwie przypadkowego/: a/ wykres dla systemu 30/32 kanałowego, kod 8-elementowy, charakterystyka kompresji 13-segmentowa /prawo A/, b/ wykres dla systemu 24-kanałowego, kod 7-elementowy, charakterystyka kompresji 13-segmentowa /prawo A/

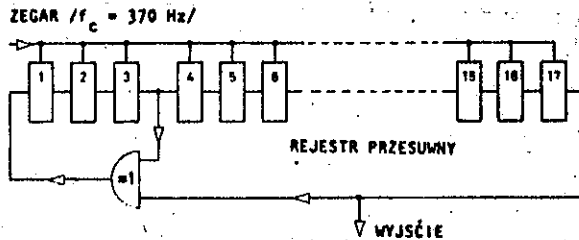


Rys. 47. Gęstość spektralna binarnej sekwencji pseudoprzygodkowej: a/ spektrum mocy, b/ obszar A, c/ sygnał na wyjściu filtra o pasmie przepustowym 450 - 550 Hz, gdy $f_c = 370$ kHz, $n = 17$

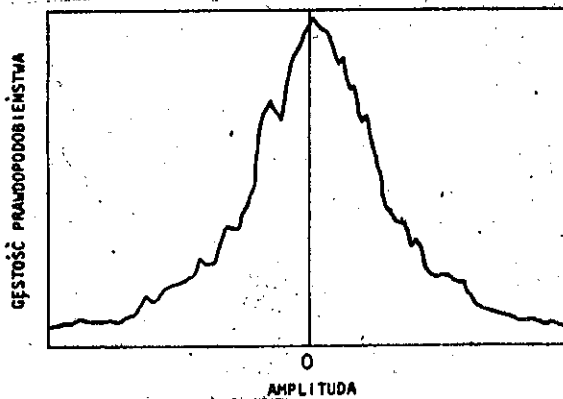
f_c - częstotliwość zegara, n - liczba stopni rejestru przesuw-
nego



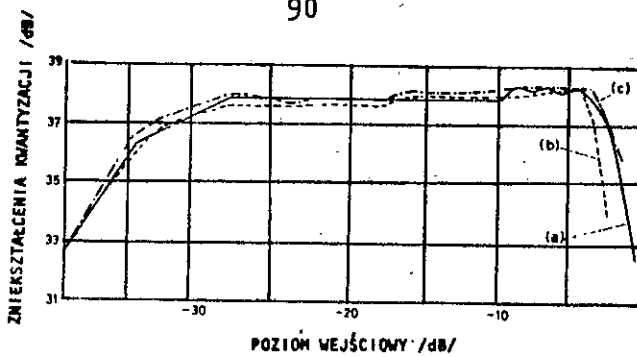
Rys. 48. Zmiany wartości szczytowych szumu pseudoprzygodkowego w funkcji zmian częstotliwości zegara przy stałej wartości skutecznej tego sygnału. Długość sekwencji 1023 bity



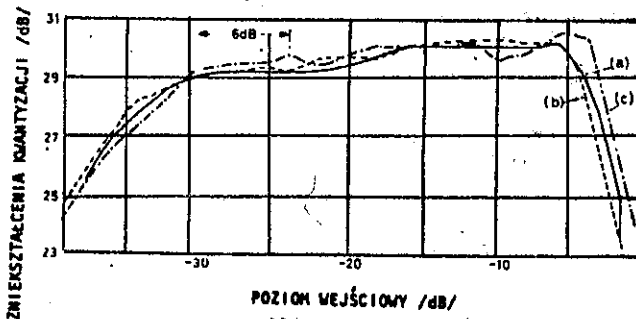
Rys. 49. 17-stopniowy rejestr przesuwany jako źródło szumu pseudoprzygodkowego /dla uzyskania maksymalnie długiej sekwencji pętli sprzężenia zwrotnego poprowadzono ze stopni 3 i 17/



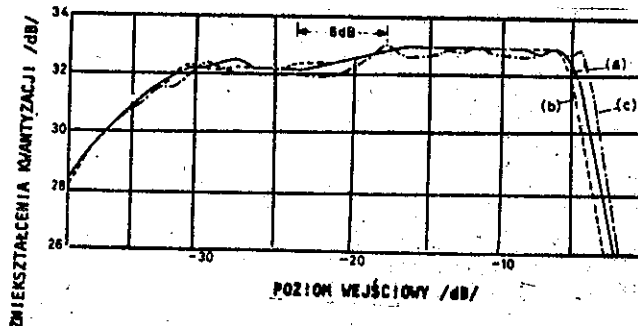
Rys. 50. Gęstość prawdopodobieństwa zmierzona dla szumu pseudoprzygodkowego na wyjściu filtra. Źródło szumu: $n = 17$, $f_c = 370$ kHz, pętla sprzężenia zwrotnego ze stopni 3 i 17, odstęp linii spektralnych 2,8 Hz



Rys. 51. Zniekształcenia kwantyzacji w 30/32-kanalowym systemie PCM /kod 8-elementowy, charakterystyka kompresji 14-segmentowa, o prawie A/ zmierzone za pomocą: a/ szumu prawdziwie przypadkowego, b/ szumu pseudoprzypadkowego; $n = 17$, $f_c = 370$ kHz, c/ szumu pseudoprzypadkowego; $n = 10$, $f_c = 10$ kHz



Rys. 52. Zniekształcenia kwantyzacji w 24-kanalowym systemie PCM /kod 7-elementowy, charakterystyka kompresji 13-segmentowa o prawie A/ zmierzone za pomocą: a/ szumu prawdziwie przypadkowego, b/ szumu pseudoprzypadkowego; $n = 17$, $f_c = 370$ kHz, c/ szumu pseudoprzypadkowego; $n = 10$, $f_c = 10$ kHz



Rys. 53. Zniekształcenia kwantyzacji w kanale systemu SPADE /kod 7-elementowy, charakterystyka kompresji 13-segmentowa o prawie A/ zmierzone za pomocą: a/ szumu prawdziwie przypadkowego, b/ szumu pseudoprzypadkowego; $n = 17$, $f_c = 370$ kHz, c/ szumu pseudoprzypadkowego; $n = 10$, $f_c = 10$ kHz

POMIARY PARAMETRÓW KABLI SYMETRYCZNYCH, PRZEZNACZONYCH DO TRANSMISJI SYGNAŁÓW CYFROWYCH

Opracował A. Moniuszko na podstawie artykułu: Boulvin J., Fuchs G., Fenouillet P., Peltier Y.: Méthodes et appareillages de mesure pour l'évaluation des caractéristiques des câbles en circuits symétriques destinés aux transmissions numériques. Rev. FITCE 1971 nr 4.

1. WSTĘP

Wprowadzenie transmisyjnych systemów cyfrowych, pracujących na kablach z torami symetrycznymi, stworzyło konieczność określenia charakterystyk tych kabli, pozwalających na ocenę ich przydatności dla nowych systemów. Problem ten jest odmienny i trudniejszy od problemu oceny i pomiarów kabli, przeznaczonych dla systemów analogowych, z następujących powodów:

1. Pasmo przesyłanych częstotliwości jest znacznie szersze i rozciąga się do ponad 1 MHz.
2. Nie można bezpośrednio ocenić jakości torów z punktu widzenia sygnałów cyfrowych na podstawie znajomości ich parametrów, pomierzonych w stanie ustalonym.
3. Duża różnorodność własności i konstrukcji kabli utrudnia ich ocenę, wymagając wielkich ilości serii pomiarów.
4. Tor \dot{y} , które będą wykorzystywane w szerokim zakresie częstotliwości dla systemów cyfrowych, nie są w kablach wyznaczone "a priori" i w zasadzie nie ma możliwości symetryzowania tych torów dla systemów cyfrowych po ułożeniu kabli w ziemi. Zmniejszanie natomiast sprzężeń między tymi torami możliwe jest tylko w trakcie procesu produkcji kabli.

Dość trudny do określenia jest przenik między torami zależny od wielu czynników, to jest przede wszystkim od parametrów konstrukcyjnych kabla i jakości jego wykonania; może być on oceniony statystycznie, jeśli dysponuje się dostatecznie licznym zbiorem wyników pomiarów.

Ponieważ przenik jest tym właśnie parametrem, który określa zakres wykorzystania kabli, będą tu szczegółowiej omówione metody jego oceny.

Jak wiadomo, wymaganiem zasadniczym jest utrzymanie na dostatecznie niskim poziomie zakłóceń na wejściu układu decyzyjnego regeneratora, aby stopa błędów na całym łączu była pomijalna. W przypadku systemów na parach symetrycznych, przewidzianych do pracy na łączach o średniej długości, dopuszcza się zwykle stopę błędów 10^{-7} na regenerator, co jest spełnione z zapasem, gdy całkowite napięcie szumów jest stłumione o 3 Np /26 dB/ w stosunku do "wysokości oka" ^{x/}

^{x/} Dla przypomnienia podaje się tu definicję "wysokości oka". Gdy stosowany jest trójpoziomowy kod, na przykład kod bipolarny lub HDB-3, "wysokością oka" jest minimalny odstęp między napięciem, obserwowanym w dowolnej chwili na wejściu układu decyzyjnego, kiedy nie przychodzi żaden impuls, a napięciem, odpowiadającym istnieniu impulsu dodatniego lub ujemnego, wraz z tzw. "przenikiem wzdużnym", zwanym inaczej interferencją między symbolami, spowodowanym w szczególności "trenażem" /tj. echem obcym/ impulsów, po wyjściu ze wzmacniacza wstępnego z korektorem.

"Wysokość oka" sygnału użytecznego mierzy się na oscyloskopie z "wykresu oka", otrzymanego z napięciem wziętego z wyjścia wzmacniacza wstępnego i korektora, przy synchronizacji częstotliwością repetycji ciągu cyfrowego. /Patrz także /2/, p. 2.2/.

PRZENIK MIĘDZY TORAMI SYMETRYCZNYMI PRZY DUŻYCH CZĘSTOTLIWOŚCIACH

Podstawę do interpretacji wyników pomiarów stanowią ogólnie przyjęte zasady wynikające z prac klasycznych [1], a dotyczące sprzężeń skupionych zbliżnoprzenikowych przy dużych częstotliwościach. Interesująca byłaby jednak znajomość rzeczywistego rozkładu sprzężeń w kablu między dwoma torami, uzyskana za pomocą dobrze znanych przyrządów do pomiarów par współosiowych, to jest za pomocą echometru lub tranzimetru, stosowanych zwykle do zdejmowania wykresów nieregularności impedancji par współosiowych wzdłuż kabla.

W przypadku przeniku zbliżnego odbierane odpowiedzi impulsowe mają korygowaną amplitudę i fazę, zależnie od odległości miejsca sprzężenia od początku toru, gdzie wykonuje się pomiar. Uzyskuje się więc skorygowany rozkład sprzężeń skupionych w zależności od kształtu i czasu trwania impulsów. W omawianych tu pomiarach zastosowano impulsy w kształcie cosinusa w kwadracie, o czasie trwania zawartym od 350 do 60 ns. Uzyskane wyniki wskazują, że każda otrzymana krzywa bardzo wyraźnie odzwierciedla jednorodność w funkcji długości kabla /rys. 1/^{x/}.

Przenik zdalny, w zasadzie mniej krytyczny niż przenik zbliżny, przynajmniej w zakresie systemów 32-krotnych, może być badany analogicznie. Korekcja amplitudy i fazy realizowana jest jednocześnie dla wszystkich impulsów na całym odcinku badanego toru. Odpowiedzią impulsową przeniku jest po-

^{x/} Rysunki są zamieszczone na końcu artykułu.

Jedynczy impuls, kształtem odpowiadający pochodnej impulsu wysydanego, wskazujący, że sprzężenia zdalno-przenikowe na rozważanym odcinku są równoważne pojedynczemu, pojemnościowemu sprzężeniu skupionemu /rys. 2/.

W niektórych przypadkach można uzyskać nieco inne wyniki. Na przykład w przypadku sprzężeń wewnątrzczwórkowych w czwórkach gwiazdowych można uzyskać odpowiedź impulsową, złożoną z dwóch nałożonych na siebie impulsów, jednego, będącego pierwszą pochodną impulsu wysydanego i drugiego, będącego pochodną drugiego rzędu; odpowiedź taka powstaje na skutek efektu zamlany. Poza tym w przypadku torów oddalonych od siebie w kablu uzyskuje się odpowiedź o bardzo małej amplitudzie, nie o kształcie pojedynczego impulsu, lecz w postaci dłuższego lub krótszego ciągu impulsów wywołanego wpływem sprzężeń pośrednich przez tory trzecie.

Należy zaznaczyć, że wyniki, uzyskane przy użyciu impulsów stosowanych zwykle w tranzimetrach, nie powinny się bardzo różnić od wartości przeników, towarzyszących każdemu, traktowanemu indywidualnie, impulsowi w systemie cyfrowym, ponieważ przeniki te zależą tylko od kształtu impulsów otrzymywanych na wyjściu analogowych stopni regeneratorów, to jest kształtu, zbliżonego do kształtu funkcji cosinusa w kwadracie lub krzywej Gaussa.

Wynikają stąd wnioski dotyczące przeników w stanie ustalonym.

P r z e n i k z b l i ż n y . Z braku na ogół korelacji sprzężeń skupionych w danym zakresie zdolności rozdzielczych można wysnuć wniosek, że średnia moc przeniku zbliżonego dla danej pary torów jest proporcjonalna do statystyczności w potęgze $3/2$ albo

nieco wolniej, jeśli tory mają jednakowy lub bardzo zbliżony skok skrętu:

$$|\overline{P^2}| = k \cdot f^{3/2} \quad /1/$$

bądź, oznaczając \tilde{A}_b - tłumienność zbliznoprzenikową, odpowiadająca średniej energii^{x/}:

$$\tilde{A}_{bf} = \tilde{A}_{bf_0} - \frac{3}{4} \ln \frac{f}{f_0} \quad /2/$$

Ponadto rozkład przypadkowy poszczególnych wartości jest zgodny z prawem Rayleigha:

x/ Wyjaśnienie średniej energii /wzór 2/:

Chodzi tu o wartość środkową, wokół której wartości zmierzone na parze danych torów oscylują w funkcji częstotliwości i która może być określona ogólnie przez "wygładzenie" krzywych tłumienności przenikowych w funkcji częstotliwości.

W przypadku gdy para torów należy do grupy statystycznie jednorodnej, \tilde{A}_{bf} może być także określona z wykonanych przy tej samej częstotliwości pomiarów różnych par torów tej grupy, posługując się wzorem

$$\tilde{A}_{bf} = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e^{-2A_{i,f}} \right]$$

Należy zauważyć zresztą, że prawo Rayleigha, które odnosi się do jednorodnych grup sprzężeń nie zawsze może dotyczyć wszystkich przypadków praktycznych, biorąc pod uwagę wzajemny układ torów w kablu, wybranych empirycznie wg praw statystycznych.

$$\text{Prawd. } [|P| > x] = \exp\left(\frac{-x^2}{|P^2|}\right) \quad /3/$$

Wreszcie wahania w funkcji częstotliwości są zgodne z prawem korelacji:

$$\overline{\left[\frac{1}{2} P/f_1 / P^*/f_2 / + P^*/f_1 / P/f_2 / \right]} = |P^2| \left[1 + \left(\frac{\beta_2 - \beta_1}{2\alpha} \right)^2 \right]^{-1} \quad /4/$$

gdzie: α - tłumienność jednostkowa
 β - przesuwność jednostkowa.

Przenik zdalny. Przy większych częstotliwościach przenik zdalny zachowuje się podobnie jak przy częstotliwościach małych, na przykład przy kilkuset kHz. Odstęp zdalnoprzenikowy maleje na ogół, jak logarytm naturalny z częstotliwości:

$$\Delta A_{df} = \Delta A_{df_0} - \ln \frac{f}{f_0} \quad /5/$$

z wyjątkiem przypadków, gdy uwidacznia się efekt zamiany torów i gdy spadek ten jest wolniejszy.

Kilka obliczeń teoretycznych pozwoliło następnie na bardzo ściśle powiązanie parametrów A_{bf_0} i ΔA_{df_0} ze średnimi wartościami amplitud krzywych odpowiedzi impulsowych, uzyskanych na echometrze.

3. KRYTERIA NA UKŁAD DO POMIARU PRZENIKU SKUTECZNEGO

3.1. Wybór metody pomiarowej

Opisane poprzednio pomiary echometrem dają niewątpliwie dość prosty obraz uśrednionych charakterystyk przeniku między dwo-

ma torami. Jednak pomiary te są zbyt pracochłonne, aby nadały się do badań statystycznych.

Możliwe jest zastosowanie w praktyce dwóch metod pomiarowych: opartej na pomiarach w stanie ustalonym i drugiej, polegającej na symulacji rzeczywistej transmisji i pomiarze napięcia szumów przenikowych na zaciskach wyjściowych stopni analogowych regeneratorów.

Pierwsza metoda pozwala na pomiar charakterystyk samego kabla, jednak trudniejsza jest z punktu widzenia eksploatacji, ocena uzyskanych wyników, zwłaszcza jeśli chodzi o przenik zbliżny, wykazujący silne wahania tłumienności w funkcji częstotliwości.

Druga metoda natomiast daje informacje bezpośrednio przydatne do oceny danego typu transmisji, lecz uzyskane wyniki mogą się zrazu wydawać jako kompleksowe, ujmujące zarówno parametry kabla, jak i własności szczególnego systemu transmisji cyfrowej.

Można jednak zauważyć, że w rozpatrywanych obecnie systemach symetrycznych, trójpoziomowe sygnały liniowe mają własności statystycznie porównywalne między sobą, co pozwala na dość ścisłą ich aproksymację przez sygnał konwencjonalny, typu bipolarnego, wytworzony z całkowicie przypadkowego ciągu binarnego, to znaczy mającego równe prawdopodobieństwo wystąpienia "0" i "1", przy czym każdy element cyfrowy jest niezależny od zbioru innych elementów.

Stwierdzono ponadto, że w przypadku istnienia tylko szumu przenikowego, stosunek sygnału do szumu, który wydaje się zależeć zarówno od charakterystyk sygnału wysyłanego na linię jak i od parametrów kabla i wzmacniaczy - korektorów, za-

leży w rzeczywistości tylko od parametrów kabla i kształtu wykresu "oka" w punkcie odbiorczym, dla wszystkich par układów nadawczych i odbiorczych dających to samo "oko" będących więc równoważnymi z punktu widzenia stosunku sygnału do szumu.

Wychodząc z wyników tych rozważań można określić, przynajmniej co do zasady, metodę pomiarów dostosowaną do prawie dowolnych szybkości transmisji, stosującą wzmacniacz z korektorem, dokładnie korygującym kabel w zakresie częstotliwości wyższych od skutecznie przesyłanych, oraz wykorzystującą układ nadawczy, dający impulsy o kształcie podobnym do impulsów normalnie odbieranych.

Należy zaznaczyć, że optymalny kształt impulsu jest zbliżony do kształtu impulsu gaussowskiego i że w praktyce impulsy otrzymywane na zaciskach układów decyzyjnych regeneratorów są właśnie tego kształtu.

Można więc oczekiwać uzyskania stosunkowościślych zależności statystycznych między wynikami pomiarów w stanie ustalonym a wynikami uzyskanymi przez symulowanie rzeczywistej transmisji.

3.2. Porównanie wyników uzyskanych z pomiarów w stanie nieustalonym i w stanie ustalonym

Studia teoretyczne oparte o poprzednie rozważania, tzn. oparte zwłaszcza na hipotezie gaussowskiego "wykresu oka" o otwarciu 80%^{x/} prowadzą do zależności:

^{x/} Jest to "wykres oka" jaki się zaobserwuje, jeśli wszystkie odebrane na zaciskach wejściowych układu decyzyjnego impulsy będą gaussowskie, o tej samej szerokości, takiej że "wysokość oka" będzie równa 80% wartości szczytowej napięcia.

$$\bar{B} - \bar{E} \approx 0,75 Np$$

- gdzie: \bar{B} - tłumienność wartości średniej kwadratowej skutecznego napięcia szumów w stosunku do wysokości "oka" dla jednorodnej kategorii sprzężeń,
- \bar{E} - odstęp zdalno lub zbliżnoprzenikowy odpowiadający średniej energii, dla stanu ustalonego, dla tej samej kategorii sprzężeń, przy częstotliwości F , związanej z szybkością transmisji zależnością : $F = \frac{1}{2} V$, gdzie F - w MHz, V - w Mbit/s.

Zależność ta okazała się słuszna w przypadku transmisji do 2 Mbit/s dla różnych mierzonych typów kabli, to jest kabli o czwórkach trójskrętnych /DM/ lub czwórkach gwiazdowych, z żyłami izolowanymi papierem lub tworzywami termoplastycznymi oraz dla odcinków regeneracyjnych o tłumienności przy 1 MHz zawierającej się w pewnych granicach wokół wartości średniej 3.Np.

Wydaje się więc możliwe określenie, w sposób równoważny z punktu widzenia statystycznego, zjawiska przeniku w kablach symetrycznych przeznaczonych do transmisji o przepływności 2 Mbit/s lub nawet większej, zarówno przez pomiary w stanie ustalonym przy częstotliwości $F = \frac{1}{2} V$, jak i przez pomiary w stanie nieustalonym.

Istotnie w przypadku przeniku zdalnego, jak widać na rys. 3a, porównanie dwóch rodzajów pomiarów jest dość dokładne, praktycznie dla każdej wartości, podczas gdy przy przeniku zbliżnym /rys. 3b/ z powodu silnego wpływu wahań w funkcji częstotliwości w stanie ustalonym porównanie to ma charakter

statystyczny. Administracja francuska opracowała sposób, pozwalający na bardziej bezpośrednio powiązanie ze sobą poszczególnych wartości pomiarowych.

Uzyskano to przez kolejne wykonywanie pomiarów dla każdej pary torów przy trzech częstotliwościach, należących do pasma zawierającego większą część energii sygnału i dostatecznie oddalonych od siebie, aby wynikowe sprzężenia przy tych trzech częstotliwościach były tylko słabo skorelowane /mało zależne/.

W praktyce, na przykład przy transmisji 2 Mbit/s mierzono tłumienność zbliznoprzenikową przy 0,8 MHz, 1 i 1,2 MHz. W przypadku bardzo często stosowanych kabli o izolacji termoplastycznej, o żyłach 0,8 mm, pojemności 50 nF/km, współczynnik korelacji wyrażony wzorem /4/, między sprzężeniami wzajemnymi przy częstotliwości środkowej i przy częstotliwościach skrajnych jest mniejszy niż 0,25, a między sprzężeniami przy częstotliwościach skrajnych nie przekracza 0,1.

Zależność między tłumiennością skutecznego napięcia szumów i tłumiennością, odpowiadającą średniej energii przenikowej, mierzonymi przy trzech częstotliwościach jest więc znacznie dokładniejsza niż w przypadku pomiarów przy jednej częstotliwości, jak to widać na przykład z porównania wykresu c/ z wykresem b/ na rys. 4.

3.3. Celowość zastosowania automatycznej aparatury pomiarowej

Duża liczba pomiarów, potrzebnych do scharakteryzowania kabli pod względem przenikowym oraz konieczność określenia

liczby i sposobu wyboru torów, przeznaczonych do wykorzystania dla systemów cyfrowych, wykazują, że pomiary takie mogą być wykonane w sposób ekonomiczny jedynie za pomocą automatycznej aparatury. Aparatura taka powinna dostarczać kompletnych zestawów wyników pomiarowych, przy możliwie zredukowanym udziale człowieka, w formie gotowej do obliczeń statystycznych.

4. OPIS I DANE TECHNICZNE AUTOMATYCZNEJ APARATURY POMIAROWEJ

4.1. Opis ogólny

Dla umożliwienia wykonania wyżej omówionych pomiarów przedsiębiorstwo Societe Anonyme de Telecommunications /SAT/ opracowało aparaturę składającą się z przestuchomierza D10 oraz pulpitu przełączającego D11.

4.1.1. Przestuchomierz D10

Przestuchomierz D10 umożliwia dla każdej pary torów dołączonych do jego zacisków automatyczne wykonanie serii 6 pomiarów przy różnych sygnałach zakłócających, na przykład: 5 pomiarów w stanie ustalonym przy 5 częstotliwościach 0,8; 1; 1,2; 3,5 i 4 MHz oraz jeden pomiar w stanie nieustalonym przy 2 Mbit/s.

Tłumienności przenikowe, uzyskane z tych pomiarów, zapisywane są dwójako, w decybelach i jako wartość stosunku energii. Dla każdej więc kombinacji dołączonych do przestuchomierza dwóch torów otrzymuje się 12 wartości zapisanych w jednym

wierszu, oznaczonym na początku numerem porządkowym, przypisanym danej kombinacji torów.

Wartości wyrażone jako stosunek energii doprowadzane są do 6 sumatorów, oddzielnie dla każdego sygnału zakłócającego. Po wykonaniu pewnej liczby pomiarów, obsługujący naciska przycisk "suma", otrzymując zapis sumy energii pod każdą kolumną wyników pomiarów.

Główne dane techniczne przesłuchomierza D10

Zakres częstotliwości:	0,2 do 10 MHz /odpowiednio do zastosowanych generatorów/
Zakres pomiaru:	0 do 89 dB
Dokładność pomiaru:	<u>±</u> 1 dB
Czas trwania pomiaru:	12 sekund dla wykonania kompletu 6 pomiarów i wydruku 12 wyników.

4.1.2. Pulpit przełączający D11

Do pulpitu przełączającego D11 dołącza się końce badanych torów. Do każdego końca kabla dołączony jest oddzielny pulpit, umożliwiający za pomocą przełączników dołączanie toru zakłócającego i zakłócanego do przesłuchomierza oraz oporników zakończeniowych do mierzonych torów.

Układ do pomiarów przeniku zbliżonego lub zdalnego realizuje się ręcznie za pomocą przełącznika. Oba pulpity sterowane są równocześnie przez jeden z nich, wybrany jako pilotujący. Pulpit pilotujący może być sterowany w różny sposób:

- a/ Ręcznie, przez proste przyciśnięcie klawisza można wybrać tor zakłócający i zakłócany. Operator powinien podać żądane kombinacje torów i dać sygnał "start".
- b/ Chociaż metoda ta jest dość szybka, wymaga jednak ciągłej uwagi operatora. Najczęściej bowiem badane są te same grupy kombinacji torów: między parami wewnątrz czwórek, między parami przyległymi lub oddzielonymi jedną czwórką itd. Przewidziano więc możliwość sterowania pulpitu D11 przez czytnik taśmy perforowanej. Po wprowadzeniu do czytnika taśmy, zawierającej wybrany program, układ pomiarowy wykonuje automatycznie cały cykl pomiarów wraz z podaniem sumy energii dla każdej grupy rezultatów, bez potrzeby interwencji operatora.
- c/ Pulpity D11 mogą także podawać do pomiaru kolejno wszystkie kombinacje par dołączonych torów. Ten sposób pomiarów zwykle nie jest stosowany, ponieważ wyniki są wtedy otrzymywane w kolejności nie odpowiadającej strukturze kabla i niewygodnej do interpretacji. Stosuje się go jednak, gdy chce się, aby w przypadku pomiaru tłumienności przenikowej mniejszej od ustalonej uprzednio wartości, uzyskać sygnał alarmowy lub wstrzymać dalsze pomiary kabla.

4.2. Zasada działania

4.2.1. Zasada działania przestuchomierza D10

4.2.1.1. Układ pomiarowy. Zasada pomiaru polega na automatycznym nastawieniu tłumienności regulowanego tłumika tak, aby suma tłumienności tego tłumika i czwórnika przenikowego wynosiła 89 dB.

Układ pomiarowy /rys. 4/ jest niesymetryczny, o impedancji 75Ω . Dopasowanie tej impedancji do impedancji torów telefonicznych jak również przejście z układu niesymetrycznego na symetryczny uzyskuje się za pomocą transformatorów.

Układ zawiera przede wszystkim generatory, dostarczające sześć sygnałów zakłócających, każdy odpowiadający danemu pomiarowi, włączane w trakcie realizacji programu pomiarów.

Do pomiarów w stanie nieustalonym, symulujących rzeczywistą transmisję, służy sygnał typu bipolarnego^{x/} pseudoprzy-
padkowego ciągu binarnego o 511 elementach cyfrowych. Przy pomiarach tych po stronie odbiorczej zostaje włączony przed układem detekcji wzmacniacz kształtujący, zdefiniowany przez CNET^{xx/}; wzmacniacz ma charakterystyki zbliżone do charakterystyk stopni analogowych regeneratora. Wzmacniacz wyposażony jest w regulację, pozwalającą ustalić "wykres oka" o rozwarciu względnym 80%, dla różnych warunków przewidywanej eksploatacji.

Tłumik wzorcowy ma dwie dekady: 7×10 i 9×1 dB w pierwszej dekadzie i 1, 2, 4, 8 dB w drugiej. Jeden dodatkowy stopień 10 dB znajduje się we wzmacniaczu i używany jest zawsze przy nastawianiu wartości tłumika wzorcowego większych niż 10 dB /tj. gdy mierzona tłumienność jest mniejsza niż 80 dB/, aby w ten sposób polepszyć stosunek sygnału do szumu.

Włączenie poszczególnych ogniów dokonywane jest za pomocą 8 przekaźników odwracających, bipolarnych^{xxx/}. Zaniechano za-

^{x/} W.oryginale: type bipolaire demi-baud

^{xx/} Centre National d'Etude des Telecommunications

^{xxx/} W.oryginale: relais inverseurs bipolaires

stosowania przekaźników rurkowych, szklanych, szczelnie zamkniętych, gdyż wprowadzają one dość znaczne wahania rezystancji, spowodowane wpływem zjawiska naskórkowości w piórkach stykowych z materiałów magnetycznych.

W każdej gałęzi, mierzonej i odniesienia, znajduje się detektor o charakterystyce kwadratowej i układ całkujący, dający sygnał proporcjonalny do średniej energii wystanej i odebranej. Te dwa układy zostały wykonane z uwzględnieniem stosunku napięcia szczytowego do napięcia skutecznego sygnałów w stanie nieustalonym, przewidywanych w eksploatacji. Krzywa odpowiedzi jest zupełnie płaska z odchyłką ± 1 dB w zakresie 0,2 do 10 MHz.

Porównanie dwóch gałęzi dokonywane jest przez wystanie sygnału logicznego, wskazującego czy poziom sygnału w gałęzi mierzonej jest wyższy lub niższy od poziomu w gałęzi odniesienia. Ponadto przewidziano wystanie sygnału alarmowego, jeśli po wyregulowaniu tłumika, tłumienność w obu gałęziach różni się więcej niż o 1 dB.

4.2.1.2. System automatycznego sterowania. System ten, którego uproszczony schemat podany jest na rys. 5, zapewnia automatycznie działanie przestłuchomierza za pomocą wewnętrznego zegara sterującego.

Nadanie sygnału "start" powoduje uruchomienie następującego programu:

1. Zaliczenie na liczniku porządkowego numeru każdej serii sześciu pomiarów.
2. Odczyt i wydruk tego numeru.

3. Wybór i dołączenie jednego z sześciu generatorów i jeśli zajdzie potrzeba, włączenie wzmacniacza kształtującego.
4. Otwarcie wejścia odpowiedniego sumatora.
5. Rozpoczęcie podprogramu wspólnego dla różnych generatorów zakłócających.

Ponadto, jeśli nadano sygnał "suma", pomocniczy program uruchamia odczyt i wydruk sześciu sum energii.

Podprogram wspólny uruchamia następujące operacje:

1. Regulacja tłumienności /tłumika i wzmacniacza/.
2. Odczyt i wydruk stosunku energii.
3. Doprowadzenie tej wartości do sumatora.
4. Odczyt i wydruk wartości w dB.

Przy pomiarze tłumienności, dodatkowy tłumik 10 dB umieszczony we wzmacniaczu traktowany jest jako część regulowanego tłumika.

Regulacja wykonywana jest przez kolejną próbę włączania wartości dekady o krotności 10 dB, a następnie o krotności 1 dB. Postępowanie to jest wstrzymane, skoro sygnał pochodzący z komparatora wskazuje, że tłumienność gałęzi mierzonej stała się mniejsza od tłumienności gałęzi odniesienia.

Sterowanie tłumika realizowane jest za pomocą licznika dziesiętnego od 0 do 89 i układu dającego dopełnienie do 89 liczby otrzymanej w liczniku. Pozycja licznika daje bezpośrednio, po wyregulowaniu, wartość tłumienności w dB.

Wartości stosunku energii uzyskuje się przez przekształcenie wartości w decybelach przy użyciu pamięci pomocniczej. Chociaż zwykle wyraża się te wartości w jednostkach 10^{-9} ,

można uprzednio wybrać do pomiarów inną jednostkę, od 10^{-6} do 10^{-9} . Wartości przekraczające pewną granicę zapisywane są na czerwono, a przy przekroczeniu pojemności sumatora drukowana jest litera D.

Opisywanym przyrządem można wykonywać pojedyncze pomiary, bez drukowania wyników; w tym przypadku mierzone wartości odczytywane są na wskaźniku świetlnym.

Zastosowanie pulpitu przełączającego nie jest niezbędne. Mierzone tory mogą być dołączane ręcznie przez mierzącego, który za każdym razem daje sygnał "start", aby spowodować wykonanie pomiaru.

4.2.2. Zasada działania pulpitu przełączającego

4.2.2.1. Obwody przełączające. Pulpity D11 służą do utworzenia połączeń pomiędzy mierzonymi torami i przestuchomierzem D10. Jednocześnie używane są dwa pulpity, po jednym na każdym końcu kabla. Pojemność maksymalna pulpitu wynosi 38 par.

Schemat zasadniczy pokazano na rys. 6. Za pomocą dwóch kompletów przekaźników każdy tor kabla może być dołączony bądź do zacisków E bądź R. Zaciski E i R dwóch pulpitu połączone są do gniazd strony nadawczej /zakłócającej/ i odbiorczej /zakłócanej/ przestuchomierza i do rezystancji zakończeniowych torów według zwykłego schematu układu do pomiaru prądu zbliznego lub zdalnego.

Połączenie toru kablowego z zaciskami E lub R wykonywane jest zespołem 6 przekaźników o dwóch sprężynach stykowych, pracujących według schematu jak na rys. 7. Jeżeli styki prze-

każników połączeń R_1 i R_2 są rozwarne, część połączeń pośrednich jest zwarta do ziemi dla wyeliminowania wpływu pojemności szkodliwych pomiędzy rozwartymi stykami przekaźników.

Komplet sześciu przekaźników przeznaczonych dla jednego toru zamontowany jest w jednym pakiecie z wtykami, zawierającym ponadto pewną część obwodów sterowania. Górna część tego pakietu ma zaciski nożowe służące do dołączenia żył kablowych, bez potrzeby uprzedniego zdejmowania izolacji z żył.

Chociaż pulpity były początkowo przewidziane do stosowania w zakresie do 6 MHz, są one jednak jeszcze przydatne do 10 MHz, lecz przy mniejszej dokładności. Połączenie bowiem wewnętrzne, łączące tor kabla z zaciskiem wyjściowym, ma długość zależną od punktu, gdzie tor ten dołączony jest do pulpitu, mając indukcyjność zmieniającą się od 0 do 2,4 μH , podczas gdy pojemność jest praktycznie stała, rzędu 170 pF. Dla torów bardziej odległych schemat równoważny przedstawia obwód o impedancji charakterystycznej 120Ω , bliskiej wartości mierzonych torów, podczas gdy dla torów zbliżonych do siebie zmienia się pojemność 170 pF, co prowadzi do błędów wzrastających z częstotliwością. Przy 10 MHz błąd ten osiąga 2 dB.

Przesłuch własny układu wynosi ponad 100 dB przy 1 MHz i 80 dB przy 10 MHz.

4.2.2.2. System sterowania. W każdym pulpicie działanie przekaźników jest podporządkowane pozycji dwóch liczników. Licznik E steruje kompletem przekaźników połączeń z zaciskiem E, zaś licznik R - z zaciskiem R. Pozycja liczników, odpowiadająca numerowi dołączonej pary, wyświetlona jest na wskaźnikowej lampie cyfrowej.

Jeden pulpit podporządkowany jest drugiemu, wystarczy ustawić liczniki E i R pulpitu pilotującego w wybranej pozycji, aby końce odpowiednich torów zostały dołączone do zacisków E i R obu pulpitów. Przy pomiarach przeników wewnętrzny układ pulpitu nie dopuszcza do jednoczesnego dołączenia końców tego samego toru do zacisków E i R.

Wybór torów, które mają być dołączone do przestuchomierza, może być dokonywany ręcznie, przez naciśnięcie dwóch klawiszy "odbiór" i "nadawanie". Wybór ten może być również dokonywany za pomocą urządzenia zewnętrznego, na przykład czytnika taśmy, dostarczającego do aparatu grupy czterech cyfr tworzących numery dwóch torów, które należy dołączyć. W tym przypadku pulpity D11, po wykonaniu żądanych przełączeń, wysyłają automatycznie sygnał "start" do przestuchomierza D10; który z kolei wysyła sygnał "koniec pomiaru" dla przejścia do pomiaru następnej kombinacji torów.

4.2.2.3. Możliwość wykonywania innych pomiarów. Pulpity sterujące mogą ewentualnie służyć przy innych pomiarach, a mianowicie:

- przy pomiarach przeniku; automatyczne pomiary wszystkich kombinacji par torów dla wykrycia wartości przekraczających przepisaną wartość;
- przy pomiarach impedancji torów przy stałej częstotliwości;
- przy pomiarach pojemności i asymetrii pojemności;
- przy pomiarach rezystancji; w tym przypadku zaciski E i R dołączone do tego samego toru pozwalają utworzyć układ pomiarowy podwójnego mostka, eliminujący rezystancję prze-

- przy "przedzwianianiu" dla sprawdzenia dołączeń żył, zakończeń torów, a także prawidłowego działania przekaźników.

Czas przełączania jest rzędu milisekund i jest zawsze pomijalny w stosunku do czasu pomiaru.

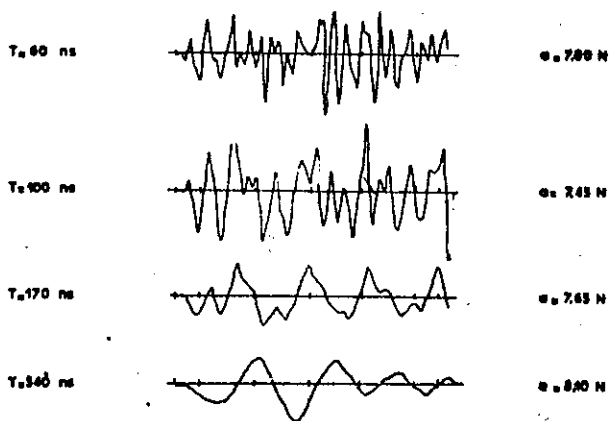
5. ZAKOŃCZENIE

Opracowana aparatura pomiarowa umożliwiła uzyskanie danych, określających statystyczne prawa, którym podlegają tłumienności lub odstępły przenikowe w szerokim zakresie częstotliwości. Pozwoliło to na ocenę bieżącej produkcji kabli nowych lub przeznaczonych dla nowych systemów transmisyjnych, co byłoby niemożliwe w oparciu o nieautomatycznie wykonywane pomiary ze względu na ich powolność i pracochłonność.

Dalsze prace zmierzają do opracowania dodatkowych urządzeń, które pozwolą na uzyskanie na taśmach perforowanych wyników pomiarów przystosowanych do dalszego przetwarzania przez maszynę cyfrową.

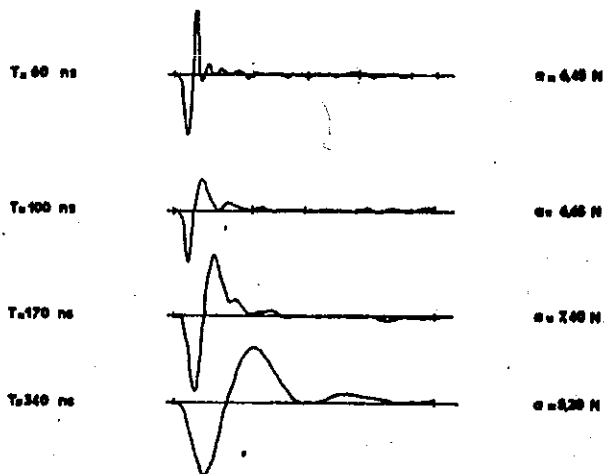
WYKAZ LITERATURY

1. Cravis H., Crater T.: Engineering of T1 carrier system repeatered lines. Bell System Tech. J. 1963 vol. 43 nr 2, s. 431-486.
2. Moniuszko A.: Kable telekomunikacyjne do transmisji sygnałów cyfrowych. Problemy łączności 1974 nr 115, ss. 80.



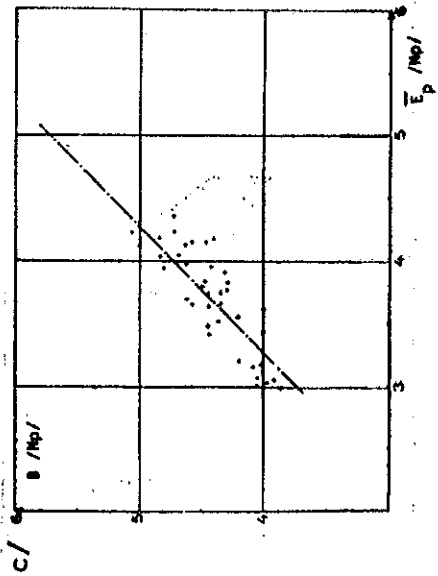
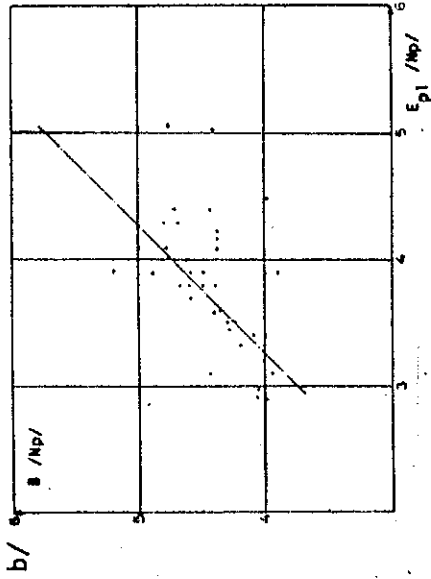
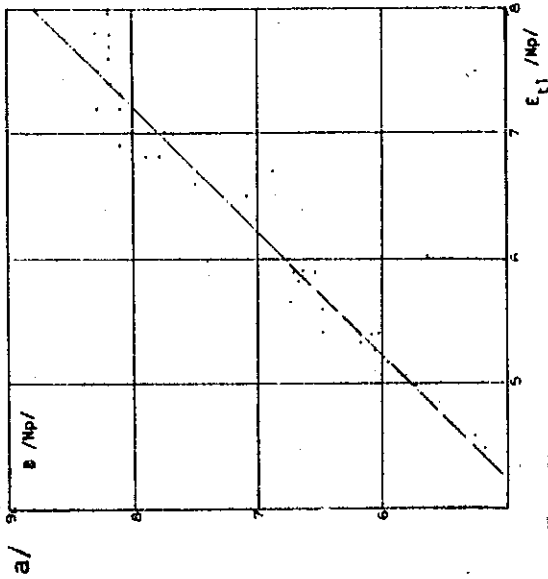
Rys. 1. Krzywe odpowiedzi impulsowych o skorygowanej amplitudzie i fazie dla przeniku zbliżonego, między dwiema parami

T - czas trwania impulsów, a - średnia tłumienność /w neperach/ wartości szczytowych odpowiedzi impulsowych przeniku w stosunku do szczytowego napięcia impulsu wysłanego



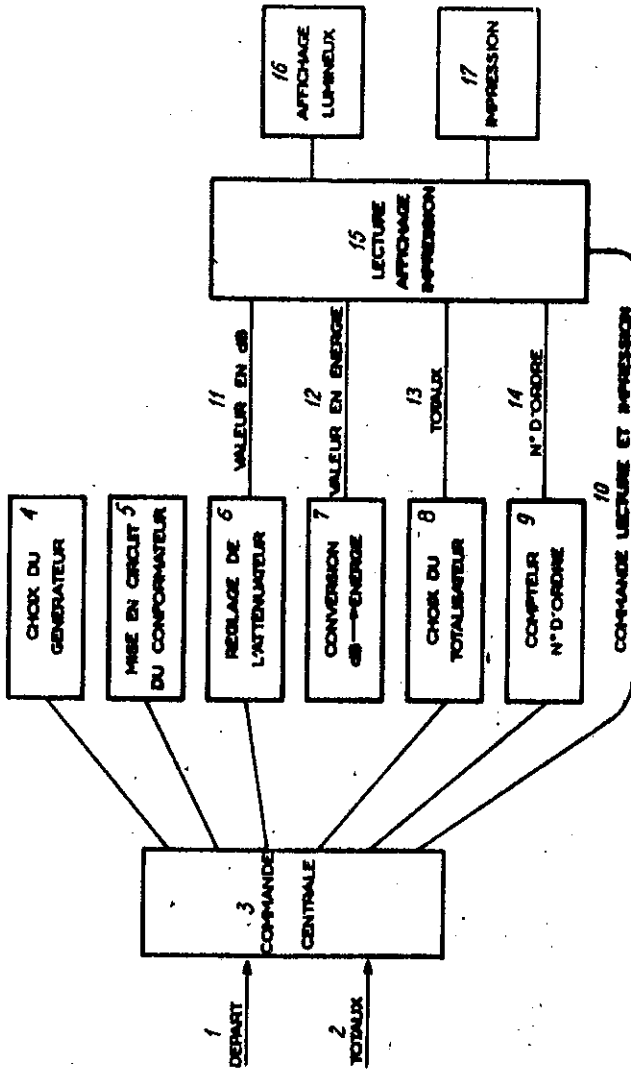
Rys. 2. Krzywe odpowiedzi impulsowych, po korekcji amplitudy i fazy, dla przeniku zdalego między dwiema parami

T - czas trwania impulsów, a - tłumienność wartości szczytowej głównego impulsu w stosunku do szczytowego napięcia impulsu wysłanego



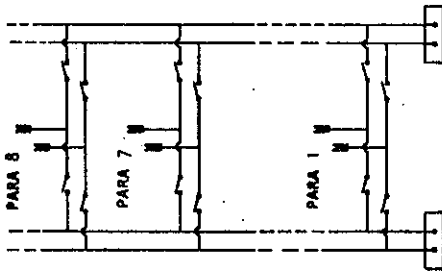
Rys. 3. Porównanie wyników pomiarów przeników między torami należącymi do tej samej warstwy w kablu, w stanie nieustalonym i w stanie ustalonym: a/ przenik zdalny, b/ przenik zbliżony przy jednej częstotliwości, c/ przenik zbliżony przy trzech częstotliwościach

B - tłumienność skutecznego napięcia szumów przenikowych w stosunku do "wysokości oka", w stanie nieustalonym przy 2 Mbit/s, E_{t1} - odstęp zdalnoprzenikowy w stanie ustalonym przy 1 MHz, E_{p1} - odstęp zbliżnoprzenikowy w stanie ustalonym przy 1 MHz, \bar{E}_p - odstęp zbliżnoprzenikowy odpowiadający średniej energii z trzech pomiarów w stanie ustalonym przy 0,8; 1 i 1,2 MHz

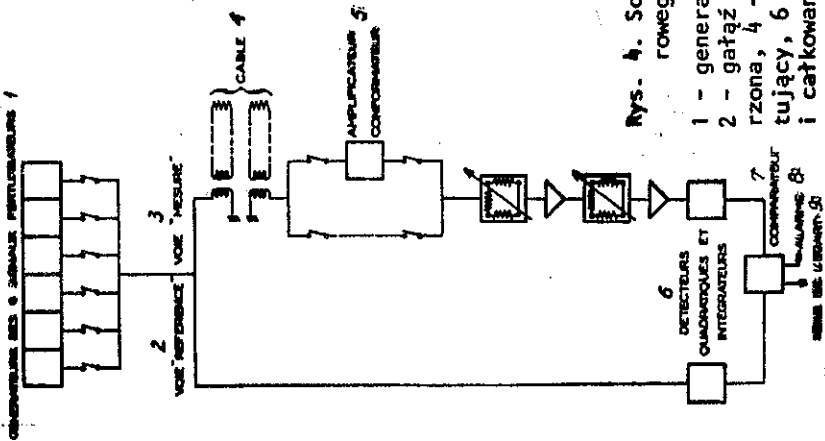


Rys. 5. Schemat działania układów przetwarzających przestuchomierza D10

1 - START, 2 - SUMA, 3 - sterowanie centralne, 4 - wybór generatora, 5 - włączenie układu kształtującego, 6 - regulacja tłumika, 7 - przekształcenie dB - energia, 8 - wybór sumatora, 9 - licznik numeru porządkowego, 10 - sterowanie odczytu i wydruku, 11 - wartość w dB, 12 - wartość energii, 13 - suma, 14 - numer porządkowy, 15 - odczyt wydruku, 16 - wyświetlanie, 17 - druk

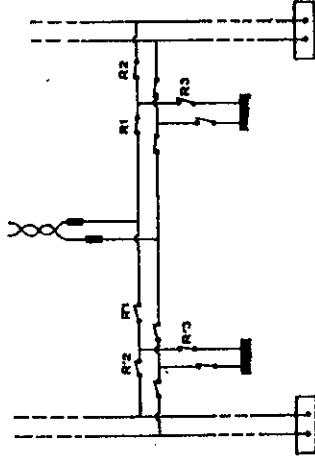


Rys. 6. Schemat zespołu obwodów pulpitu D11, realizującego połączenia różnych par do pomiaru



Rys. 4. Schemat blokowy układu pomiarowego przestuchomierza D10

- 1 - generator 6 sygnałów zaktócających,
- 2 - gałąź odniesienia, 3 - gałąź mierzona, 4 - kabel, 5 - wzmacniacz kształtujący, 6 - układy detekcji kwadratowej i całkowania, 7 - komparator, 8 - alarm, 9 - różnica



Rys. 7. Schemat układu sześciu przełączników pulpitu D11; realizujących dołączenie jednego toru

