

1967

Nr 12(75)

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

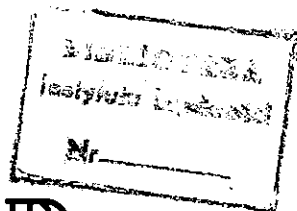
WARSZAWA — MIEDZESZYN

PRZEGLĄD
ZAGADNIENI
ŁĄCZNOŚCI





MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI



PRZEGLĄD ZAGADNIEN ŁĄCZNOŚCI

ROK 7

WARSZAWA 1967

NR 12/75/

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI

Branżowy Ośrodek Informacji Naukowo-Technicznej
i Ekonomicznej

Kolegium Redakcyjne:

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

Członkowie:

mgr inż. Władysław Adaszewski, inż. Edmund Janowski,
prof. Stefan Jasiński, dr Stanisław Włoszczowski,
mgr inż. Adam Moniuszko, mgr inż. Józef Mozejko,
mgr Zofia Zychowska

Sekretarz Redakcji - Irena Kulka

Adres Redakcji:

Instytut Łączności

Branżowy Ośrodek

Informacji Naukowo-Technicznej i Ekonomicznej

Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

NA PRANACH REKOPISU - DO UŻYTKU SŁUŻBOWEGO

Redaktora J. Borowska

Montaż tekstu: B. Drabik

Dział Wydawniczy Instytutu Łączności
Format B3. Nakład 800. Druk zakończono
w czerwcu 1968 r.

PRZEGLĄD
ZAGADNIEN ŁĄCZNOŚCI

Systemy telefonii impulsowo-kodowej

C z ę ść II^{x/}

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Inoue N., Sakurama N., Iwahashi E.: Wzmacniak regeneratorski systemu PCM przeznaczony do małych odległości - Opracował J. Milek	1
2. Kimura K.: Całkowity układ zabezpieczający zastosowany w obwodzie synchronizacji systemu PCM - Opracował J. Milek	10
3. Muramatsu R., Azekami K.: Nowa zasada poszerzania impulsów w odbiorniku sygnalizacji systemu PCM - Opracował J. Milek	20
4. Muramatsu R., Azekami K.: System kontroli urządzeń końcowych PCM przy wykorzystaniu wolnego kanału - Opracował L. Kosiarek	28
5. Muramatsu R., Osada S.: Badania doświadczalne urządzeń kontroli i traktowego systemu PCM na krótkie odległości - Opracował L. Kosiarek	36
6. Aratani T., Iwahashi E.: Przyrządy pomiarowe dla systemu PCM przeznaczony do małych odległości - Opracował J. Milek	49

^{x/} Część I ukazała się w nr 11/74/ Zagadnień łączności.



621.395.4:621.376.56
621.395.641

WZMACNIĄK REGENERATOR SYSTEMU PCM PRZEZNACZONEGO NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

Opracował J. Miłek na podstawie artykułu: Inoue N., Sakurai N., Iwahashi E.: A repeater for short-haul PCM system. Rev. of the Electrical Communication Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 972-999.

1. WSTĘP

W systemie PCM sygnał cyfrowy przesyłany przez linię kablową jest mało wrażliwy na zakłócenia i przesłuchy. Nie można jednak dopuścić, aby amplituda sygnału obniżyła się zanadto do poziomu zakłóceń istniejących w torze. Z tego względu wzdłuż linii umieszcza się regeneratory, dzięki którym sygnał na ich wyjściu odzyskuje taką postać, jaką miał początkowo przy wprowadzeniu na tor.

W systemie 24-krotnym częstotliwość repetycji sygnału cyfrowego wynosi 1544 kHz. Dzięki przyjęciu zasady, w której impulsy sygnału wysyłanego na tor mają kolejno przemienną polaryzację, maksimum mocy widma występuje przy częstotliwości dwukrotnie niższej, tzn. dla 772 kHz, i sygnał jest mniej tłumiony przez linię, co w konsekwencji pozwala na wydłużenie odcinka regeneracyjnego.

Opisany, doświadczalny regenerator przeznaczony jest dla dwukilometrowych odcinków regeneracyjnych kabla o średnicy żył 0,65 mm.

Przy opracowaniu układu założono następujące, powszechnie przyjmowane zasady:

1. Impulsy sygnału cyfrowego o kształcie prostokątnym i szerokości ok. $0,32 \mu s$ mają kolejno zmienioną polaryzację /każdy impuls ma polaryzację przeciwną w stosunku do polaryzacji impulsu poprzedniego/. Współczynnik wypełnienia wynosi 50%.

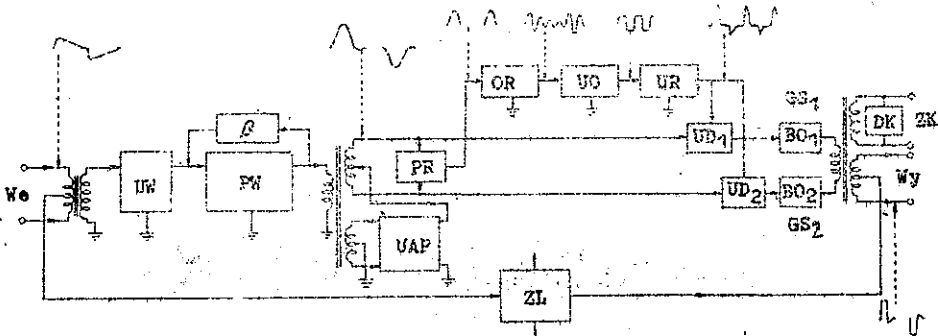
2. Pozycje czasowe impulsów wyjściowych są ustalone automatycznie za pomocą informacji czerpanej z sygnału wejściowego. Czas trwania impulsów wyjściowych jest również kontrolowany.

3. Poziom progowy w punkcie detekcji jest automatycznie regulowany.

2. SCHEMAT BŁOKOWY REGENERATORA

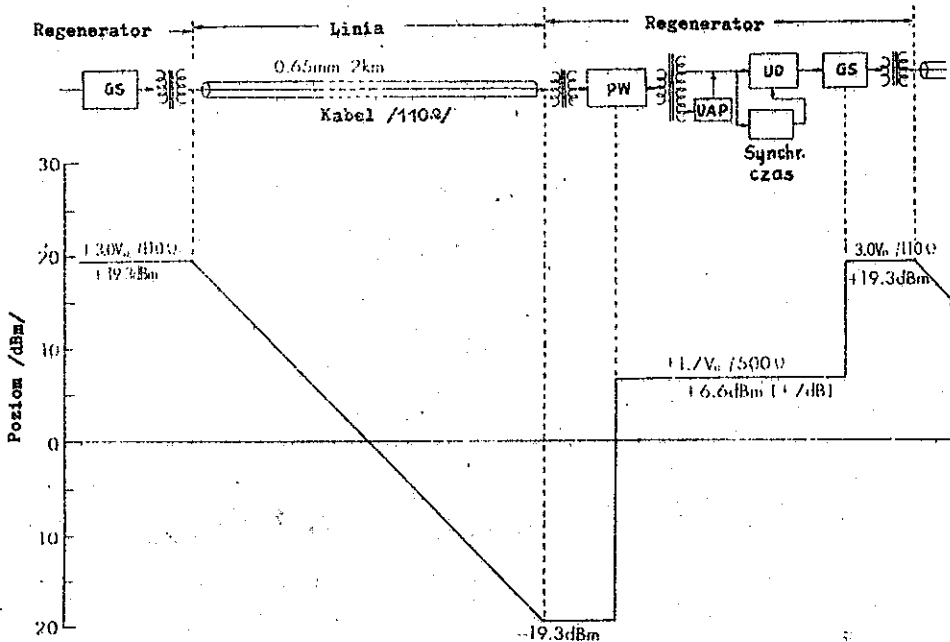
Schemat blokowy regeneratora jest podany na rys. 1, a na rys. 2 jest przedstawiony rozkład poziomów na linii i w regeneratorze oraz są zaznaczone dopuszczalne zmiany amplitudy sygnału. Zniekształcony sygnał wejściowy wchodzi przez transformator na układ wydłużający linię UW.

Układ wydłużający uzupełnia rzeczywistą długość odcinka regeneracyjnego do dwóch kilometrów i posiada charakterystykę częstotliwościową, odpowiadającą długości brakującego odcinka. Dzięki temu charakterystyka częstotliwościowa przedwzmacniacza PW, kształtowana za pomocą układu korekcyjnego włączonego w obwód sprzężenia zwrot-



Rys. 1. Schemat blokowy regeneratora

UW - układ wydłużający, PW - przedwzmacniacz, β - człon sprzężenia zwrotnego, PR - prostownik, OR - obwód rezonansowy, UO - układ obcinający, UR - układ różniczkujący, UD_{1,2} - układ detekcji, GS_{1,2} - generator samodiwny, UAP - układ automatycznego progu, DK - korektor dodatkowy, ZL - lokalny zasilacz, ZK - układ zdalnej kontroli



Rys. 2. Wykres poziomów w linii z regeneratorami

nego, jest jednakowa dla wszystkich długości odcinków regeneracyjnych i jest dostosowana do długości 2 km.

Charakterystyka przedwzmacniacza jest tak dobrana, aby na jego wyjściu skorygowany impuls miał kształt zbliżony do funkcji $\cos^2 \omega t$. Taka postać impulsu pozwala na dopuszczenia większej wartości zakłóceń.

Z wyjścia przedwzmacniacza impulsy są doprowadzone przez transformator do trzech następujących układów:

- 1/ do układu automatycznego progu,
- 2/ do układu synchronizacji czasowej,
- 3/ do układu detekcji.

Układ automatycznego progu służy do ustalenia właściwego poziomu odniesienia dla układu detekcji. Napięcie automatycznego progu posiada wartość bliską połowie amplitudy skorygowanego impulsu. Dla tak dobranego napięcia progowego występują optymalne warunki detekcji, dla których odstęp sygnału od zakłócenia powodującego błędne pominięcie impulsu jest równy odstępowi sygnału od zakłócenia, powodującego błędne wtrącenie impulsu i wynosi on 6 dB. Do wytworzenia napięcia progowego pobiera się część mocy z wyjścia przedwzmacniacza i następnie przekształca się na napięcie stałe w dwupołówkowym diodowym prostowniku z filtrem RC o odpowiednio dużej stałej czasu. W ten sposób powolne zmiany amplitudy sygnału na wyjściu przedwzmacniacza spowodowane np. temperaturowymi zmianami tłumienności kabla powodują proporcjonalną zmianę napięcia progowego i dzięki temu poziom progowy detekcji zawsze znajduje się w połowie amplitudy impulsu skorygowanego.

Układ synchronizacji czasowej ma za zadanie wytworzyć ciąg impulsów próbkujących o częstotliwości repetycji 1544 kHz, potrzebnych do detekcji sygnału we właściwych przedziałach czasu. Na wejściu tego układu jest doprowadzony sygnał wyjściowy przedwzmacniacza przez dwupołkowy diodowy układ prostowniczy PR. Na wyjściu układu prostowniczego występują impulsy jednokierunkowe o amplitudzie odciętej do połowy, na skutek wstecznej polaryzacji diod prostownika przez napięcie progowe, wprowadzone na środek transformatora wyjściowego w przedwzmacniaczu. Wsteczna polaryzacja chroni układ czasowej synchronizacji przed wpływem zakłóceń występujących w czasie, gdy nie ma impulsów sygnału cyfrowego. Widmo częstotliwości ciągu impulsów jednokierunkowych zawiera częstotliwość 1544 kHz. Jest ona wyłowiona przez obwód rezonansowy o wysokiej dobroci. Obwód rezonansowy, pobudzany doprowadzonymi impulsami daje na wyjściu tłumiony sygnał sinusoidalny o fazie przesuniętej o $T/4$ w stosunku do fazy impulsów. Sygnał sinusoidalny po wzmocnieniu jest przekształcony w diodowym układzie obcinającym UO na sygnał o kształcie prostokątnym.

Po zróżniczkowaniu tego przebiegu w układzie UR otrzymuje się ciąg wąskich różniczek dodatnich i ujemnych. Impulsy dodatnich różniczek występują w momentach, w których skorygowane impulsy sygnału osiągają maksymalną amplitudę i w tych momentach są generowane impulsy wyjściowe, natomiast momenty zakończenia impulsów wyjściowych są określone przez impulsy różniczek ujemnych.

Decyzja o generowaniu impulsu wyjściowego jest podej-

mowana w układzie detekcji, zawierającym dwie bramki iloczynowe UD; jedna bramka służy do detekcji impulsów dodatnich, a druga - ujemnych. W przypadku gdy w momencie występowania impulsu dodatniej różnicy amplituda impulsu skorygowanego przekracza poziom napięcia progowego, wówczas różniczka ta spowoduje generowanie impulsu w jednym z generatorów samodławnych, znajdujących się za bramkami iloczynowymi. Moment zakończenia impulsu wyjściowego uzależniony jest od impulsu ujemnej różnicy. Przechodzi on swobodnie przez bramki detekcji niezależnie od chwilowej wartości impulsu skorygowanego i powoduje przerwanie pracy generatora samodławnego, a tym samym ustala czas trwania impulsu wyjściowego. Jeden generator samodławny jest wykorzystany dla dodatnich, a drugi dla ujemnych impulsów wyjściowych przedwzmacniacza. Ponieważ są one włączone przeciwobnie do transformatora wyjściowego, impulsy więc wyjściowe regeneratora mają również kolejno przeciwną polaryzację. Czas trwania impulsów wyjściowych o amplitudzie 3 V na 110 Ω w połowie wysokości impulsu wynosi ok. 0,32 μ s, a czas narastania i opadanie nie przekracza 50 ns.

Zastosowany układ regeneratora w idealnym przypadku zezwala na bezbłędną regenerację, nawet gdy w punkcie detekcji łączne zakłócenia występują z amplitudą nieco mniejszą od połowy amplitudy impulsu skorygowanego. Praktycznie dopuszczalna amplituda zakłóceń powinna być bardziej ograniczona ze względu na występowanie takich zniekształceń, jak przenik międzyelementowy oraz przesunięcia fazowe impulsów synchronizacji czasowej.

Przenik międzyelementowy wynika z tego powodu, że impuls sygnału po korekcji w przedwzmacniaczu jest nieco rozmyty i jego ślad występuje w momencie detekcji następnego elementu; oczywiście zjawisko to zmniejsza odstęp od zakłóceń.

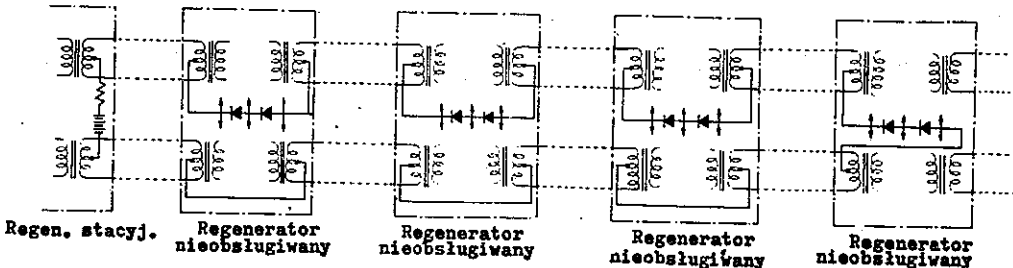
W celu ograniczenia tego wpływu stosuje się dodatkowo układ korekcyjny DK, włączony na wyjściu regeneratora, który wprowadza taką zmianę kształtu impulsu wyjściowego, aby wystąpiła kompensacja przeniku międzyelementowego na wyjściu przedwzmacniacza w następnym regeneratorze.

Przesunięcia fazowe impulsów synchronizacji czasowej wynikają z zakłóceń, które zmieniają położenie czasowe impulsów pobudzających obwód rezonansowy z nierytmicznego pobudzania wynikającego z przypadkowego rozmieszczenia impulsów w sygnale cyfrowym oraz z wpływu temperatury na obwód rezonansowy. Z tego powodu momenty, w których zachodzi detekcja sygnału, nie występują dla jego maksymalnej wartości chwilowej. W konsekwencji obniża się odporność regeneratora na zakłócenia, a impulsy wyjściowe są obciążone odchyleniem fazowym w stosunku do położenia znamionowych.

Z powyższych względów warunek na odstęp sygnału od zakłóceń musi być zaostrzony i przy obliczaniu długości odcinków regeneracyjnych przyjmuje się wartość 12 dB.

W układzie regeneratora wykorzystano 8 krzemowych tranzystorów epitaksjalno-planarnych o częstotliwości $f_T = 400 \text{ MHz}$ /2 tranzystory w przedwzmacniaczu, 4 w układzie synchronizacji czasowej i 2 w generatorach samodław-

nych/ oraz 11 diod krzemykowych. Zasilanie zdalne dla regeneratorów dwóch kierunków transmisji tego samego zestawu jest przesyłane przez obwód pochodny utworzony na torach transmisyjnych w sposób pokazany na rys. 3.



Rys. 3. Obwód zasilania zdalnego

Regeneratory są włączone szeregowo w obwód zasilania zdalnego. Prąd zasilania wynosi $170 \text{ mA} \pm 20\%$. Każdy regenerator pobiera napięcie 11 V i jest ono stabilizowane za pomocą diod Zenera.

Regenerator jest przystosowany do pracy w temperaturze od -30°C do $+60^{\circ}\text{C}$ i dla tego zakresu zmian temperatury przesunięcia fazowe impulsów wyjściowych nie przekraczają $\pm 40^{\circ}$.

Nieodzorowane przelotowe stacje regeneracyjne są wyposażone w układy zdalnej kontroli, dołączone do wyjścia regeneratorów i za ich pomocą można sprawdzać parametry transmisyjne regeneratorów.

Ponieważ pojemniki z regeneratorami są umieszczone w studzienkach kablowych, w których miejsce jest kosztowne, wymiary więc regeneratorów jest parametrem bardzo ważnym. Dzięki zwartemu montażowi i miniaturyzacji elementów para doświadczalnych regeneratorów dla obu kie-

runków transmisji mieści się w pudełku o wymiarach 210 mm x 70 mm x 50 mm.

WYKAZ LITERATURY

1. Mayo I.S.: A bipolar repeater for pulse-code modulation signals, Bell Syst. Techn. J. 1962, t. 41, nr 1, s. 25-99.
2. Aaron M.R.: PCM transmission in the exchange plant, Bell Syst. Techn. J. 1962, t. 41, nr 1, s. 99-143.
3. Byrne G.I.: Systematic Jitter in a chain of digital regenerators, Bell Syst. Techn. J. 1963, t. 42, nr 6, s. 2679-2715.
4. Narud I.A., Aaron M.R.: Analysis and design of a transistor blocking oscillator including inherent nonlinearities, Bell Syst. Techn. J. 1959, t. 38, nr 3, s. 785-852.

CAŁKUJĄCY UKŁAD ZABEZPIECZAJĄCY
ZASTOSOWANY W OBWODZIE SYNCHRONIZACJI SYSTEMU PCM

Opracował J. Miłek na podstawie artykułu Kimura K.: On PCM frame-synchronization using an integrator - type guard circuit. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 1005-1026.

1. WSTĘP

W systemie PCM stosuje się układy służące do uzyskania synchronicznej pracy odbiorczego urządzenia końcowego z urządzeniem nadawczym. W tym celu urządzenie nadawcze generuje układ impulsów, zwany "wzorem" synchronizacji, i wprowadza te impulsy do zbiorczego sygnału cyfrowego, nadawanego na tor. Urządzenie odbiorcze ustala, a następnie sprawdza fazową pozycję zegarów impulsowych za pomocą porównania ciągu impulsów synchronizacyjnych przychodzących z toru z ciągiem impulsów synchronizacyjnych generowanych przez urządzenie odbiorcze.

W omawianym systemie synchronizacji, na końcu "ramki", stanowiącej zbiór 192 elementów, tworzących grupy kodowe 24 kolejnych kanałów, jeden 193 element przeznaczony jest do celów synchronizacji. W tym przedziale czasowym, w co drugiej ramce wysyła się impuls. W urządzeniu odbiorczym tworzy się analogiczny wzór synchronizacji i gdy nie ma zgodności fazowej obu wzorów, wówczas układ detekcji, w którym się tę zgodność sprawdza, powoduje

przesunięcie fazy zegarów o jeden element w ciągu każdej ramki aż do chwili, w której wystąpi zgodność.

Na skutek błędów, powstających w czasie transmisji sygnału cyfrowego przez tor z regeneratorami, może co jakiś czas wystąpić niezgodność obu wzorów pomimo istnienia synchronizmu.

W związku z powyższym układ odbiorczy synchronizacji nie powinien reagować na kilkukrotną kolejną niezgodność wzorów. W artykule jest opisany układ, służący do zabezpieczenia synchronizacji przed zerwaniem pod wpływem błędów, wynikających z zakłóceń występujących na linii.

2. OKREŚLENIE CZASÓW ZABEZPIEZAJĄCYCH

Podstawowym zagadnieniem przy opracowaniu układu zabezpieczającego jest określenie czasu, w ciągu którego układ synchronizacji nie powinien reagować na błędy wykryte przez układ detekcji.

Punktem wyjściowym było stwierdzenie, że występowanie błędów w regeneracji nie jest zgodne z teoretyczną charakterystyką dla procesu przypadkowego. Przeprowadzone pomiary wykazały, że istnieją przedziały czasu o szczególnej koncentracji błędów. Błędy występujące w tym czasie, pochodzą od zakłóceń indukowanych w torze przez centralę telefoniczną i nie powinny mieć wpływu na pracę układu synchronizacji. Stąd tzw. przedni czas zabezpieczający powinien być nieco większy od czasu trwania koncentracji błędów, wynikających z powyższych

powodów. Droga pomiarów oceniono ten czas na $T_r = 3$ ms.

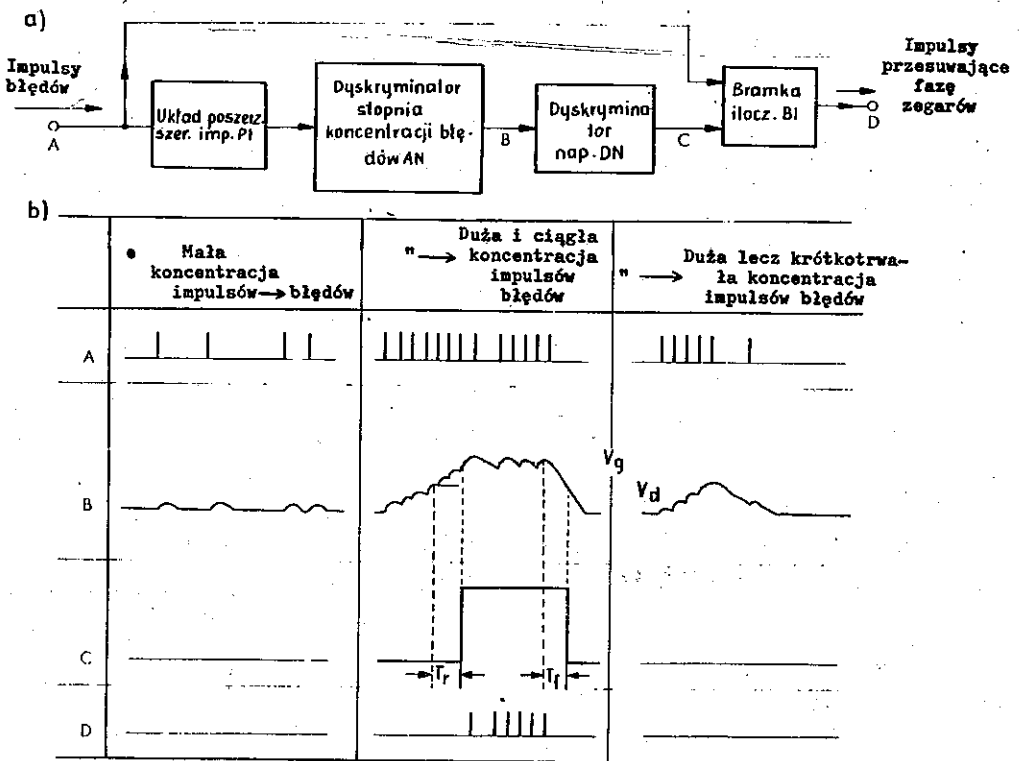
W przypadku zerwania synchronizacji błędy występują w sposób ciągły i po czasie T_r układ odbiorczy synchronizacji rozpoczyna poszukiwanie synchronizmu. Po odnalezieniu koincydencji wzorów, jeszcze przez jakiś czas układ przesuwający fazę zegarów musi reagować na ewentualne błędy, gdyż stwierdzona zgodność może być przypadkowa. Jeżeli jednak w czasie $T_f = 500$ μ s, określonym jako wsteczny czas zabezpieczający, błędy nie występują, wówczas układ przesuwający fazę zegarów znowu jest odcięty od układu detekcji błędów i dopiero w przypadku ponownego powstania skoncentrowanych błędów w czasie przekraczającym T_r , to jest po czasie 3 ms, błędy będą powodowały przesunięcia fazy zegarów. Czas T_f musi być tak dobrany, aby w sposób pewny można było stwierdzić istnienie synchronizacji. Przy czasie $T_f = 500$ μ s stwierdza się zgodność wzorów synchronizacyjnych w czterech kolejnych ramkach. Gdy w czasie T_f pojawi się błąd wynikający z zakłócenia, to wówczas, mimo istnienia synchronizmu, układ niepotrzebnie zmieni fazę zegarów i synchronizm będzie utracony. Przypadek taki jest jednak mało prawdopodobny przy elementowej stopie błędu 10^{-6} .

Istnieją różne rozwiązania techniczne układów zabezpieczających synchronizację. Jednym z rozwiązań jest przyjęcie stałej wartości T_r i T_f , w którym nie uwzględnia się stopnia koncentracji błędów. Tej wady jest pozbawiony układ opisany poniżej, w którym zastosowano układ całkujący, spełniający funkcję dyskryminatora koncentracji błędów.

3. UKŁAD ZABEZPIECZAJĄCY Z OBWODAMI CAŁKUJĄCYMI

Schemat blokowy układu zabezpieczającego, z obwodem całkującym oraz szkic wyjaśniający zasadę jego pracy jest przedstawiony na rys. 1.

Impulsy błędów z wyjścia detektora zgodności wzorów synchronizacyjnych, o czasie trwania $0,3 \mu s$, są doprowadzone do wejścia układu w punkcie A. Impulsy te docho-



Rys. 1. Schemat blokowy i zasada działania układu zabezpieczającego z obwodem całkującym

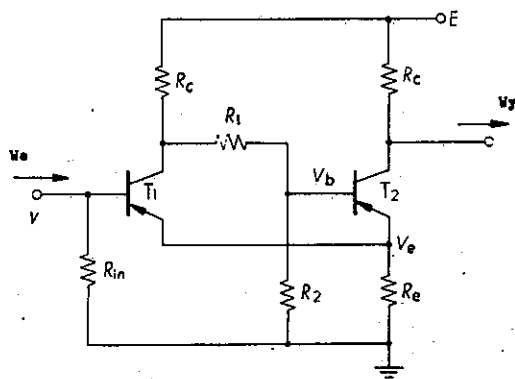
a/ schemat blokowy, b/ zasada działania

dzą do bramki iloczynowej BI oraz do wejścia układu PI, poszerzającego ich szerokość, a dalej do układu całkującego AN, oceniającego stopień koncentracji błędów. Gdy błędy występują częściej, napięcie wyjściowe układu AN powiększa się, a gdy koncentracja przekracza dopuszczalny stopień, napięcie wyjściowe osiąga wartość V_g , przy której następuje przerzut układu dyskryminacji napięcia DN. W tej sytuacji układ DN otwiera bramkę iloczynową BI i błędy przechodzące przez tę bramkę bezpośrednio z wejścia A do wyjścia D są wykorzystane do przesuwania fazy zegarów. Czas od momentu pojawienia się koncentracji błędów do momentu otwarcia bramki BI jest przednim czasem zabezpieczającym T_r . W omawianym układzie czas T_r zależy od częstości występowania błędów; im częstość jest większa, tym T_r jest mniejsze. Przy małej częstości impulsów błędu, dzięki temu, że napięcie zgromadzone w układzie całkującym zmniejsza się w okresie pomiędzy impulsami, napięcie wyjściowe nie może przekroczyć progowego napięcia V_g i synchronizm jest zabezpieczony, gdyż mała koncentracja świadczy tylko o błędach pochodzących od zakłóceń w torze.

W pracy układu DN istnieje zjawisko histerezy, tzn. przerzut powrotny występuje przy napięciu wejściowym V_d niższym od V_g . Dzięki temu po odszukaniu synchronizmu, gdy napięcie wyjściowe zgromadzone w AN zmniejsza się z powodu zaniku impulsów błędu, bramka BS jest jeszcze otwarta do momentu, w którym napięcie wyjściowe AN osiąga wartość V_d . Czas ten jest zabezpieczającym czasem wstecznym T_f . Przez odpowiednie dobranie stałej czasu

układu całkującego dla procesu rozładowania można uzyskać wymaganą wartość czasu T_f .

Dyskryminatorem napięcia DN o wymaganej charakterystyce histerezy jest przerzutnik Schmitta przedstawiony na rys. 2. Przez odpowiednie dobranie elementów uzyska-

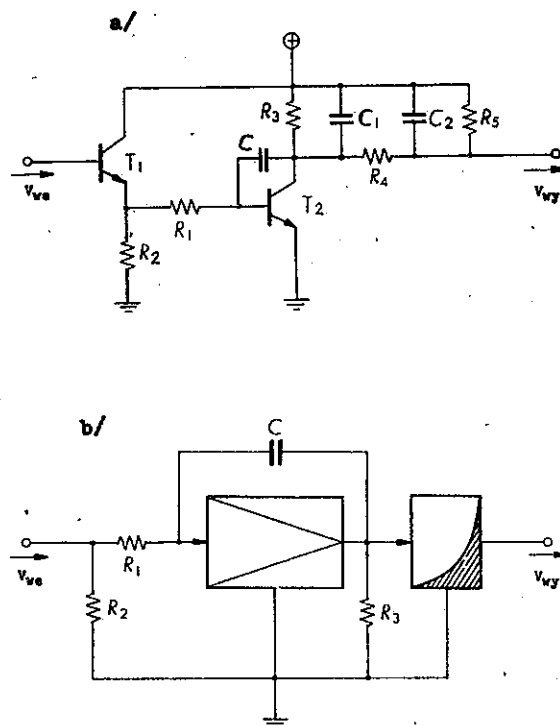


Rys. 2. Przerzutnik Schmitta

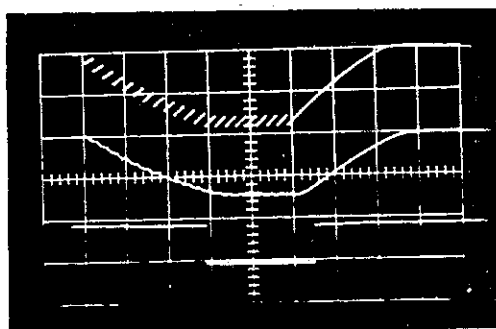
no takie napięcia progowe V_g i V_d , że ich różnica wynosi 1 V. Ta wartość pozwala na pewną dyskryminację napięć panujących na wyjściu układu AN.

Jak już wspomniano wcześniej, do dyskryminacji stopnia koncentracji błędów wykorzystano układ całkujący. Spośród różnych typów układów całkujących wybrano integrator Millera o zmodyfikowanej postaci, przedstawiony na rys. 3. Układ taki ma znaczną przewagę nad układem całkującym, wykorzystującym tylko elementy RC oraz diody, przede wszystkim w większej linearności sumowania napięcia wyjściowego. W układzie tym linearność poprawiona jest dodatkowo przez wprowadzenie pojemności C_1 , co ułatwia dyskryminację napięcia wyjściowego.

Jak widać z przebiegu przedstawionego na rys. 4, /krzywa górna/, napięcie wyjściowe układu całkującego na



Rys. 3. Układ całkujący Millera przystosowany do układu zabezpieczającego
a/ schemat zasadniczy, b/ schemat zastępczy



Rys. 4. Przebiegi napięciowe w poszczególnych punktach układu

/5 V/dz., 1 ms/dz./

kolektorze T_2 ma charakter piłozębny /sumowanie napięcia zachodzi w kierunku ujemnym/. Kształt taki wynika z zasady pracy układu całkującego. W momencie pojawienia się impulsu na wejściu, popłynie prąd ładowania przez tranzystor T_2 i oporniki R_1 i R_3 oraz pojemność C . To powoduje, że na kondensatorze wystąpi skok napięcia /w danym przypadku w kierunku ujemnym/. W czasie pomiędzy impulsami, tranzystor T_2 jest w stanie nieprzewodzenia i pojemność C rozładowuje się wolno przez oporności R_1 , R_2 i R_3 .

Charakter piłozębny napięcia wyjściowego nie jest korzystny, gdyż utrudnia dyskryminację. Aby temu zapobiec, na wyjściu układu całkującego stosuje się prosty filtr RC / R_4 R_5 C_2 / wygładzający szczyty przebiegu piłozębnego, dzięki czemu uzyskuje się łagodne zmiany napięcia, jak pokazano na rys. 4 na krzywej środkowej.

Przez odpowiednie dobranie stałych czasu układu całkującego i przy szerokości impulsów sterujących 11,6 μs oraz dla napięć progowych V_g i V_d równych odpowiednio 7 V i 6 V spełniono warunki na założone czasy T_r i T_f .

Najbardziej prawdopodobnym przypadkiem, w czasie utraty synchronicznej pracy, będzie występowanie błędu w co drugiej ramce, a więc okres impulsów błędu będzie wynosił 250 μs . Dla tej sytuacji na rys. 4 przedstawiono przebiegi napięciowe w poszczególnych punktach układu, z których wynika, że przedni czas zabezpieczający T_r wynosi 3 ms, a wsteczny czas zabezpieczający osiąga wartość 500 μs . Górny przebieg na rys. 4 przedstawia napięcie panujące na kolektorze tranzystora T_2 w układzie.

całkującym, a przebieg środkowy jest napięciem wyjściowym, po wygładzeniu przez filtr RC. Przebieg dolny przedstawia napięcie na wyjściu dyskryminatora, podawane na bramkę BI.

Przeprowadzone pomiary wykazują, że przy zmianie napięcia zasilania o 10% czas T_r zmienia się tylko o 5%, natomiast czas T_f nie ulega zmianie. Przeprowadzono również badania stałości synchronizacji urządzenia końcowego, w którym był wykorzystany powyższy układ. Wyniki są podane w artykule pt. "System Performance of PCM system for Short-Haul Trunks" /Review of The Electrical Communication Laboratory Nr 11-12, 1965 r./, w którym jest wykazana wyższość systemu zabezpieczającego z układem całkującym nad innymi systemami.

WYKAZ LITERATURY

1. Manley J.M.: Synchronization for the PCM receiver, Bell Lab. Rec. 1949, t. 27, nr 2, s. 62-66.
2. Davis C.G.: An experimental PCM system for short-haul trunks, Bell Syst. Techn. J. 1962, t. 41, nr 1, s. 1-24.
3. Nakamura i Kaneko: Synchronization system in time-division multiplexing pulse-code transmission, J. Inst. Electr. Commun. Eng. Japonia, 1960, t. 43, nr 12, s. 14-19.
4. Kimura, Kondo i Shiina: Guard circuit responding to concentrative digit errors for PCM frame synchroni-

- zation. Opracowanie wewnętrzne E.C.L. /Seika Hokoku/, 1964, nr 2224.
5. Aratani i Okawara: Measuring equipment of digit-error rate for PCM system. Electr. Commun. Labor. Techn. J. 1962, t. 11, nr 8, s. 185.
 6. Feller W.: An introduction to probability. Theory and its applications. Willey J., Nowy Jork, 1957.
 7. Chance B.: Waveforms. Nowy Jork, 1949. McGraw-Hill.
 8. Millman J., Taub H.: Pulse and digital circuits. 1956, Nowy Jork. McGraw-Hill.
 9. Holbrook J.G.: Laplace transforms for electronic engineers. Nowy Jork, 1959. Pergamon Pr.
 10. Kapczyński N.M.: Metoda teorii kolebanija w radioteknikie. Gosenergoizdat, Moskwa 1954.
 11. Matsuura: Investigations on characteristics of the first sample of short-haul PCM terminal equipment. Opracowanie wewnętrzne /Keika Shiryo/ E.C.L., 1964, nr 1526.

NOWA ZASADA POSZERZANIA IMPULSÓW W ODBIORNIKU SYGNALIZACJI SYSTEMU PCM

Tłumaczył A. Milek na podstawie artykułu: Muramatu R. and Azekami K.: New pulse stretcher technique for a PCM signal receiver. Review of the Electrical Communication Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 1027-1040.

1. WSTĘP

Urządzenie końcowe systemu PCM jest bardziej ekonomiczne od urządzenia końcowego dla systemu o częstotliwościowym podziale kanałów. Ta zaleta wynika z prostej budowy układów zastosowanych indywidualnie w każdym kanale. Układy odbiorcze sygnalizacji stanowią wyposażenie każdego kanału i stąd ich struktura ma zasadniczy wpływ na koszt urządzenia. W artykule jest opisany prosty jednotranzystorowy układ odbiornika sygnalizacji z dodatkim sprzężeniem zwrotnym dla prądu stałego.

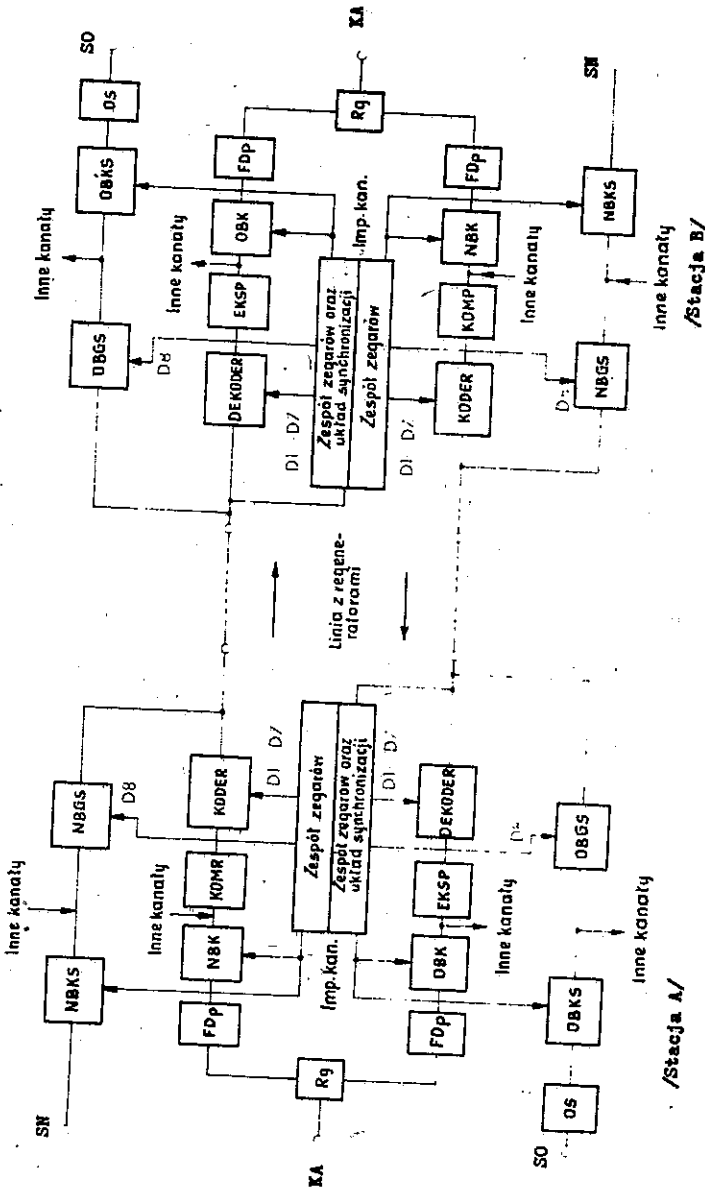
2. ZASADA PRZESYŁANIA IMPULSÓW SYGNALIZACJI PRZEZ SYSTEM PCM

W systemie PCM grupa kodowa każdego kanału zawiera osiem elementów; siedem spośród nich zajętych jest do transmisji sygnału rozmowy, ósmy zaś element wykorzystany jest do transmisji sygnałów komutacyjnych.

Z zasady pracy regeneratora wynika, że pracuje on tym

dokładniej, im więcej elementów o wartości 1 zawiera cyfrowy sygnał zbiorczy. Na skutek tego przyjęta jest zasada, że na tor wysyła się element o wartości 1 w przypadku, gdy na wejściu kanału sygnalizacyjnego nie ma impulsu komutacyjnego, ponieważ ten stan częściej występuje, natomiast gdy impuls komutacyjny jest doprowadzony, wówczas wysyła się na tor element o wartości 0. Można również przyjąć odwrotną zasadę, w przypadku gdy dla innego typu centrali częściej występują impulsy komutacyjne. Na rys. 1 jest przedstawiony schemat blokowy urządzeń końcowych. Impuls komutacyjny jako uziemienie nadawczej żyły sygnalizacyjnej SN jest doprowadzony do kanałowej bramki sygnalizacyjnej NBKS. Bramka ta jest bramką powstrzymującą, a więc na jej wyjściu impulsy nie wystąpią, nie będzie również impulsów na wyjściu grupowej bramki sygnalizacyjnej NBGS, która ma za zadanie wprowadzenie kodu sygnalizacji we właściwe przedziały czasowe grupy kodowej kanału. Sygnał zbiorczy po przejściu przez linię z regeneratorami jest doprowadzony do odbiorczego urządzenia końcowego. Grupowa bramka odbiorcza sygnalizacji OBGS wyławia kod sygnalizacji z sygnału zbiorczego. Bramka ta jest bramką powstrzymującą, a więc w tym przypadku brak impulsów w kodzie sygnalizacji powoduje pojawienie się impulsów na wyjściu tej bramki.

Odbiorcza bramka kanałowa sygnalizacji OBKS rozdziela impulsy sygnalizacji do właściwych kanałowych odborników sygnalizacji. Impulsy te o szerokości ok. 0,3 μ s i okresie repetycji 125 μ s powodują uruchomienie prze-



Rys. 1. Schemat blokowy urządzeń końcowych

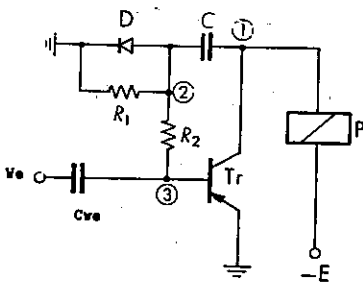
SN - nadawca żyła sygnalizacji, SO - odbiorca żyła sygnalizacji, KA - kanał akustyczny, NBKS - nadawca bramka kanałowa sygn., OBKS - odbiorca bramka kanałowa sygn., NBK - nadawca bramka kanałowa, OBK - odbiorca bramka kanałowa, NBGS - grupowa nadawca bramka sygn., OBGS - grupowa odbiorca bramka sygn., D1-D7 - impulsy określające pozycje elementów kodu rozm., D8 - impulsy określające pozycje elementów kodu sygn., OS - odbiornik sygnalizacji

każnika odbiorczego, który swymi stykami podaje ziemię na żyłę sygnalizacyjną, prowadzącą do centrali.

Jak widać ze schematu blokowego, droga przejścia sygnalizacji przez urządzenie końcowe systemu PCM jest inna niż dla rozmowy, a układy grupowe są bardzo proste.

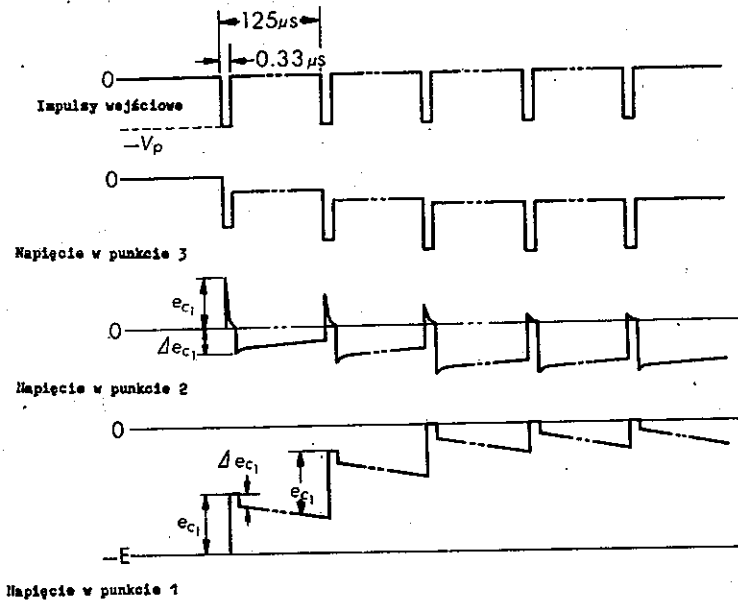
3. ODBIORNIK SYGNALIZACJI Z DODATNIM SPRZEŻENIEM ZWROTNYM DLA PRĄDU STAŁEGO

Schemat układu odbiorczego sygnalizacji jest przedstawiony na rys. 2 a na rys. 3 są pokazane przebiegi napięciowe w poszczególnych punktach układu. Impulsy wejściowe są wzmacniane przez tranzystor. Zmiany napięcia na kolektorze są doprowadzone przez pojemność C do układu prostowniczego D i R_1 . W ten sposób wytworzone ujemne napięcie, podane przez opornik R_2 do bazy, podlega wzmacnieniu i sprawia, że przez przekaźnik włączony w



Rys. 2. Układ odbiorczy sygnalizacji

obwód kolektora popłynie pulsujący prąd. Po kilku impulsach prąd przepływający przez przekaźnik przekracza wartość prądu przyciągania i następuje zwarcie styków przekaźnika. Zależnie od stałej czasu $R_1 C$, wytworzone ujemne napięcie w punkcie /2/ ulega tłumieniu w okresie cza-



Rys. 3. Zasada pracy odbiornika sygnalizacji

su pomiędzy impulsami. Jeżeli tłumienie nie będzie zbyt silne, wówczas w momencie wystąpienia następnego impulsu pozostanie część tego napięcia i będzie spełniony warunek dla odtworzenia prądu stałego.

Od stałej czasu R_1C zależy zarówno czas włączania, po którym, od chwili pojawienia się impulsów na wejściu, nastąpi zwarcie styków przekaźnika jak i czas wyłączenia, po którym, od chwili zaniku napięcia na wejściu, nastąpi rozwarcie styków. Zwiększenie stałej czasu R_1C zmniejsza czas włączania i zwiększa czas wyłączenia. Ponieważ stała czasu R_1C wpływa przeciwnie na obie wielkości, więc przez jej odpowiedni dobór można skompensować zniekształcenia powstające w tym układzie.

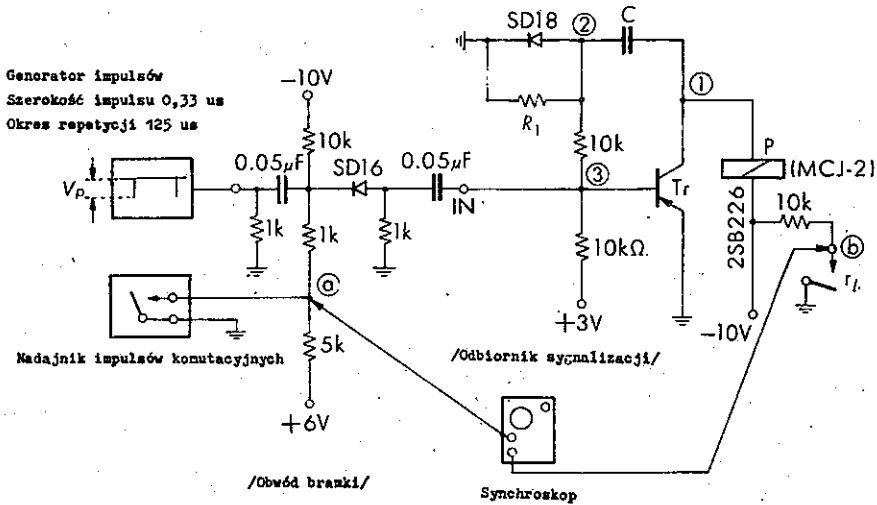
Zastosowany układ pomimo że jest sterowany wąskimi impulsami może być wykonany na tranzystorach o niskiej częstotliwości granicznej. Sterując tranzystor impulsami o dostatecznie dużej amplitudzie z niskoomowego źródła można uzyskać wystarczające zmiany napięcia na kolektorze przy małym wzmocnieniu prądowym. Natomiast w okresach czasu pomiędzy impulsami zmiany napięcia w obwodzie tranzystora są małe i tranzystor niskoczęstotliwościowy całkowicie wystarcza, aby wystąpił proces odtworzenia prądu stałego.

Układ pracuje z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, ale stabilizacja pracy istnieje dzięki temu, że tranzystor pracuje w warunkach nasycenia lub odcięcia.

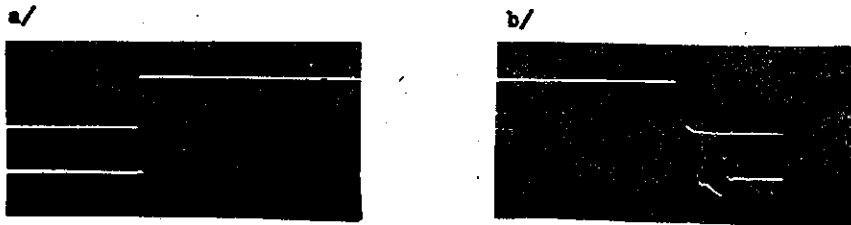
Wśród czynników zewnętrznych największy wpływ na pracę układu wywiera temperatura otoczenia. Wpływ ten uwiadcza się za pośrednictwem temperaturowych zmian prądu wstecznego I_{ko} kolektora. Może bowiem zdarzyć się, że wzmocniony prąd wsteczny osiągnie w kolektorze wartość przekraczającą wartość prądu zwalniania przekaźnika. Aby się przed tym zabezpieczyć, zastosowano wsteczną polaryzację bazy dodatnim napięciem. Wprawdzie w tej sytuacji wymagane jest zwiększenie amplitudy impulsów wejściowych z wartości 0,3 do 0,7 V, lecz dzięki temu, dodatkowo układ staje się bardziej odporny na błędne włączenie impulsami zakłócającymi.

Na rysunku 4 jest przedstawiony układ pomiarowy, za pomocą którego wykonano pomiary zniekształceń, wprowadzonych przez odbiornik sygnalizacji.

Na rysunku 5 jest pokazany kształt napięcia na kolek-



Rys. 4. Układ do pomiaru zniekształceń impulsów komutacyjnych



Rys. 5. Charakterystyki transmisyjne impulsów komutacyjnych

- a/ charakterystyka włączenia /2 ms/dz/. Linia górna: impuls nadawany, linia dolna: kształt napięcia na kolektorze 5 V/dz,
b/ charakterystyka wyłączenia /2 ms/dz/. Linia górna: impuls nadawany, linia dolna: kształt napięcia na kolektorze 5 V/dz.

R_1 : 55 k Ω , C: 5000 pF

Impuls wejściowy: szerokość impulsu 0,33 μ s, okres repetycji 125 μ s, amplituda impulsu -0,7 V

torze w momencie włączenia i wyłączenia impulsu komutacyjnego.

Pomiar czasów przejścia w zakresie zmian temperatury

od 0 do 50°C wykazuje zmianę czasu włączenia z 2,8 do 2,1 ms i zmianę czasu wyłączenia z 2,4 do 3 ms. Wynikowe zniekształcenie jest mniejsze od 1 ms.

Pomiary wykazują również, że zmiana wypełnienia impulsów komutacyjnych z 33 do 67% nie wprowadza zniekształceń. Dla zmian napięcia zasilającego od 8 do 12 V, dla zmian amplitudy impulsów wejściowych z 0,5 do 1,1 V lub dla zmian szerokości impulsu wejściowego od 0,2 do 1 μ s zniekształcenia są mniejsze od 1 ms.

WYKAZ LITERATURY

Kawakami M.: Electronic circuits, 1957, cz. IV, ss. 36, Tokyo 1957, Kyoritsu Publishing Co., Ltd.

SYSTEM KONTROLI URZĄDZEŃ KOŃCOWYCH PCM
PRZY WYKORZYSTANIU WOLNEGO KANAŁU

Opracował L. Kosiarek na podstawie artykułu:
Muramatu R., Azekami K.: Supervisory system for
PCM terminal by checking under tone idle condi-
tion. Review of the Electrical Communication
Laboratory 1965, t. 13, nr 11-12, s. 1041-1051.

Większą część urządzeń końcowych systemu PCM stano-
wią urządzenia grupowe, wobec czego powstałe w nich za-
kłócenia będą wpływały na pracę całego systemu znacznie
silniej niż zakłócenia z części kanałowej. Dla zapewnienia
prawidłowego działania systemu przy obecnym stanie
techniki, konieczne jest wprowadzenie bieżącej kontro-
li. Za pomocą impulsu synchronizacji ramki mogą być kon-
trolowane następujące urządzenia:

- a/ większa część generatora impulsów synchronizacji
czasowej,
- b/ linia z regeneratorami,
- c/ większa część obwodów synchronizacji ramki.

Wobec tego o stopie błędów pozostałej części grupo-
wej, która nie jest kontrolowana przez impuls synchro-
nizacji ramki, decyduje kanałowa stopa błędów. Bliższe
rozpatrzenie zagadnienia prowadzi do wniosku, że war-
tość kanałowej stopy błędów, przynależnej do niekontro-
lowanej części grupowej jest dosyć duża, wobec czego na-
leżałoby wprowadzić bieżącą kontrolę również i tej czę-
ści urządzenia końcowego.

Dodatkowo powstają zakłócenia, gdy urządzenia systemu PCM dołączone są do obwodów wybierania. Przyjmując, że pewna część zakłóceń powstaje w koderze, może się zdarzyć, że wszystkie impulsy z wyjścia kodera stają się "0". W tym przypadku zakłócenia nie mogą być wykryte wyłącznie przez kontrolę impulsem synchronizacji ramki, ponieważ impuls ten jest nadawany w tor z pominięciem kodera. Zakłócenia mogą być wykryte w oparciu o meldunki abonentów, co niestety nie jest rzeczą łatwą. Pozostaje wówczas mało ekonomiczna metoda polegająca na systematycznym badaniu kontrolnym. Tego rodzaju sytuacja stwarza konieczność znalezienia względnie prostego sposobu kontroli bieżącej, o ile możliwe, całego systemu. Do rozważań wzięto dwie następujące metody kontroli:

- a/ za pomocą impulsu synchronizacji ramki
- b/ przy użyciu prądu pilota.

Metoda a/ nadaje się głównie do kontroli linii z re-generatorami, obwodów czasowania oraz obwodów synchronizacji ramki, zaś metoda b/ jest prawie idealną metodą kontroli w przypadku części grupowej. Głębsza analiza obu metod doprowadziła konstruktorów do wniosku, że dla uzyskania zadowalających wyników kontroli konieczne jest zastosowanie obu metod, jakkolwiek istniały sugestie, że zastosowanie tylko metody b/ będzie wystarczające. Tego rodzaju rozwiązanie komplikuje budowę urządzeń do tworzenia wolnych kanałów potrzebnych dla monitora, kontrolującego prąd pilota.

Konstruktorzy stworzyli system kontroli, za pomocą

którego zostało rozwiązane wyżej omawiane zagadnienie bez użycia dodatkowych, specjalnych kanałów czy impulsów. W tym systemie, ta część grupowa systemu, do której należy dowolnie ustalony kanał, jest kontrolowana przez prąd pilota tylko wtedy, gdy ów kanał jest wolny, natomiast w czasie zajętości kanału urządzenia kontrolne są odłączone.

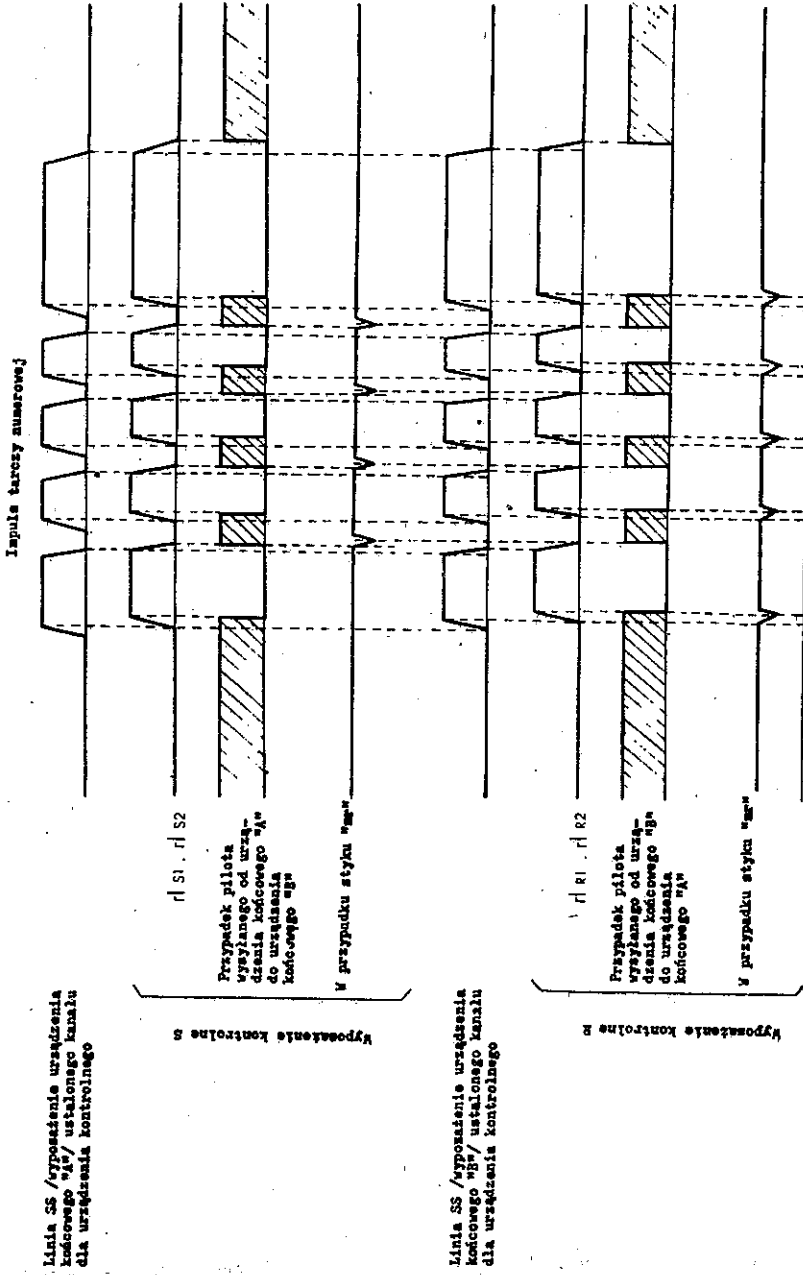
Chociaż kontrola nie może być dokonywana przez prąd pilota w przypadku gdy dany kanał jest zajęty, niemniej takie rozwiązanie pozwala na stwierdzenie, czy określony kanał jest zakłócany. Kiedy zakłócenia pojawią się podczas rozmowy, wywołujący abonent odłoży słuchawkę, ponieważ nie będzie mógł się porozumieć z wywołanym abonentem, tym samym zwolni kanał, dzięki czemu będzie mogła być przeprowadzona bieżąca kontrola tego kanału.

Urządzenie kontroli dla tego systemu ilustruje rys. 1 a zachodzące w nim przebiegi rys. 2.

W systemie tym urządzenia kontrolne powinny być uruchamiane po stwierdzeniu, czy dany kanał jest zajęty czy też wolny.

Ponieważ operacja ta jest kontrolowana przez informację, która pojawia się na linii SS kanału, kiedy wzywający abonent wykręca numer lub gdy kładzie słuchawkę swego aparatu, wobec tego urządzenia kontrolne są uruchamiane przez samego abonenta.

Kiedy sygnał startowy zostaje wysłany w linię SS /sygnał sending lead - przewód nadawczy sygnału/ określonego kanału wyposażenia urządzenia końcowego "A" /linią SS jest wtedy uziemiana/, przekaźnik RL_s urządzenia kontrol-



Rys. 2. Przebiegi czasowe urządzenia kontrolnego

nego S zadziała od tego sygnału i S jest odcięte przez styki rl_{s1} i rl_{s2} /przełącznika RL_s / jak pokazano na rys. 1. Następnie sygnał startowy zapoczątkowany przez linię SS i nadany przez wyposażenie urządzenia końcowego "A" uruchamia przełącznik odbiorczy RL wyposażenia urządzenia końcowego linii SR /signal receiving lead - przewód odbiorczy sygnału/, która jest uziemiona przez styk rl , wobec czego sygnał przechodzi do łącznicy. Wyposażenie kontrolne R jest uruchamiane przez sygnał linii SR i kiedy przez zadziałanie przełącznika RL linia ta jest uziemiona, zostaje uruchomiony przełącznik RL_r , który poprzez styki rl_{R1} i rl_{R2} powoduje odłączenie urządzenia kontrolnego od określonego kanału.

Prąd pilota wpływający do określonego kanału jest kontrolowany przez styki przełączników RL_s i RL_r . Ponieważ przełączniki te powinny być długowieczne i o wysokiej niezawodności oraz ich styki nie powinny ulegać trzęsotaniu, najbardziej odpowiednie do tego celu są przełączniki rtęciowe.

Do uruchamiania urządzeń kontroli używane są dwa rodzaje sygnalizacji. Pierwszy wysyłając impuls zajętości informuje, że ustalony kanał jest zajęty, drugi zaś, wysyłając impuls niezajętości, informuje, że ustalony kanał jest wolny.

Ponieważ stany przyłączania i odłączania /urządzenia kontrolnego/ są zamieniane odpowiednio na sygnały typu impuls zajętości i impuls niezajętości, działanie urządzenia kontrolnego, dozorowanego przez sygnał nadawany od urządzenia końcowego "A" w kierunku "B" jest nieco

odmienne dla każdego z obu wyżej wymienionych rodzajów sygnalizacji.

W przypadku sygnalizacji typu impuls zajętości, tzn. gdy ustalony do kontroli kanał jest zajęty, przy powstaniu zakłóceń w części grupowej w czasie przechodzenia sygnałów od urządzenia końcowego "A" do urządzenia końcowego "B", jedynie urządzenie kontrolne R jest przyłączone do tego kanału, ponieważ istniejący stan rozpoznaje ono jako stan niezajętości i w efekcie spowoduje alarm.

W przypadku sygnalizacji typu impuls niezajętości wystąpienie zakłóceń w części grupowej powoduje odłączenie od ustalonego kanału tylko urządzenia kontrolnego R, ponieważ urządzenie to rozpoznaje istniejący stan jako stan zajętości. W wyniku następuje alarm podany przez urządzenie S.

Przy sygnalizacji typu impuls zajętości, to jest w czasie gdy linia jest zajęta, nie jest przesyłany żaden impuls sygnalizacji, nawet w przypadku, gdy pojawią się zakłócenia w części grupowej, do momentu, gdy wywołujący abonent nie podniesie słuchawki.

Konstruktorzy rozważali potrzebę stworzenia specjalnego urządzenia kontrolnego z uwagi na to, że wspólna część sygnałowa może być zbudowana z bardzo prostych obwodów, a stopa błędów grupowej części sygnałowej jest niewspółmiernie mała w porównaniu z innymi częściami urządzeń grupowych.

Przy sygnalizacji typu impuls niezajętości, kiedy linia z regeneratorem o kierunku od urządzenia końcowe-

go "A" do urządzenia "B" jest otwarta, na przykład na skutek zakłóceń w regeneratorach, alarm nie wychodzi z urządzenia kontrolnego R, należącego do urządzenia końcowego "B", lecz z urządzenia S, należącego do urządzenia końcowego "A." Okazuje się, że i w tym przypadku zakłócenia mogą być natychmiast wykryte przez powstanie alarmu sygnalizującego zerwanie synchronizacji ramki /wywołanego w urządzeniu kontrolnym przez impuls synchronizacji ramki/ w urządzeniu końcowym.

Ostatecznie dochodzimy do wniosku, że przy obecnym stanie techniki i przy założonym współczynniku błędów możliwe jest prowadzenie bieżącej kontroli wszystkich urządzeń systemu PCM. Bieżąca kontrola układów synchronizacji ramki, linii z regeneratora itd. jest dokonywana przez impuls synchronizacji ramki. Dla bieżącej kontroli kompandora, kodera i dekodera został stworzony system kontroli przy wykorzystaniu ustalonego, niezajętego kanału.

WYKAZ LITERATURY

1. Azakami K., Muramatu R.: Study of supervisory system for PCM terminal. Internal Report of the E.C.L. /Seika Hokoku/, czerwiec 1964, nr 2211, ss. 5.
2. Muramatu R., Azakami K.: Study of signaling apparatus of short-haul PCM transmission system and terminal supervisory system. Internal Report of the E.C.L. /Seika Hokoku/ sierpień 1964, nr 1530.

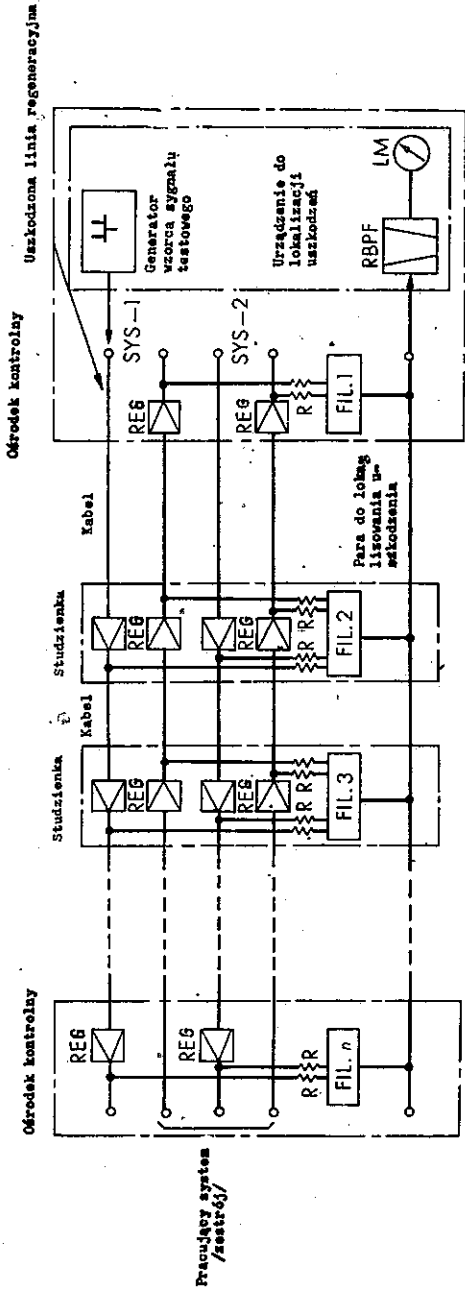
BADANIA DOŚWIADCZALNE URZĄDZEŃ KONTROLI TRAKTU
LINIOWEGO SYSTEMU PCM NA KRÓTKIE ODLEGŁOŚCI.

Opracował L. Kosiarek na podstawie artykułu:
Muramatu R., Osada S.: Experimental study on
supervision of short-haul PCM repeatered line,
Review of the Electrical Commun. Laboratory
1965, t. 13, nr 11-12, s. 1052-1064.

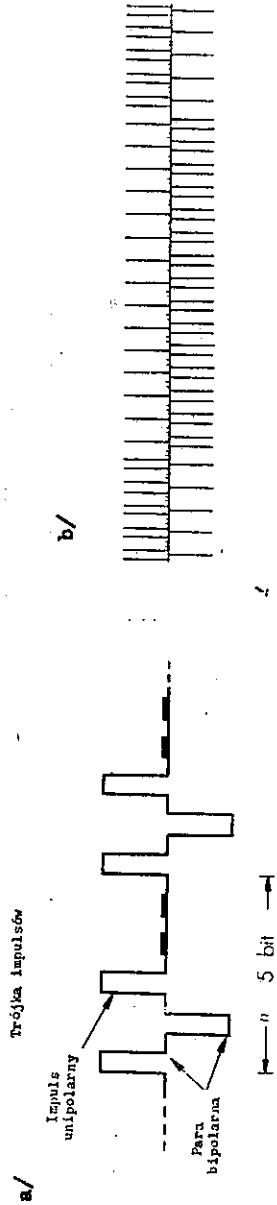
Regeneratory systemu PCM instalowane są w linii w studzienkach lub na słupach, w związku z czym wystąpiła konieczność zdalnej lokalizacji uszkodzonego regeneratora oraz sprawdzenia, czy jego parametry transmisyjne mieszczą się w granicach tolerancji. Po wielu badaniach nad sposobami lokalizacji uszkodzeń została przyjęta nowa metoda, w której potrzebne informacje o stanie regeneratora są czerpane z sygnału lokalizacji uszkodzeń - otrzymanego z nałożenia unipolarnego ciągu impulsów, o polaryzacji zmienianej przez częstotliwość akustyczną na bipolarny ciąg impulsów.

W czasie pracy systemu mogą pojawić się zaburzenia spowodowane zerwaniem synchronizacji bądź zakłóceniami powstałymi w torze. W przypadku gdy synchronizacja została odzyskana, a zakłócenia występują w dalszym ciągu, badania kontrolne zostają przenoszone na linię regeneracyjną.

Proces lokalizacji usterek w linii regeneracyjnej można wyjaśnić za pomocą rys. 1. Ustalona częstotliwość, zawarta wewnątrz pasma częstotliwości akustycz-



Rys. 1. System lokalizacji uszkodzeń w linii regeneracyjnej

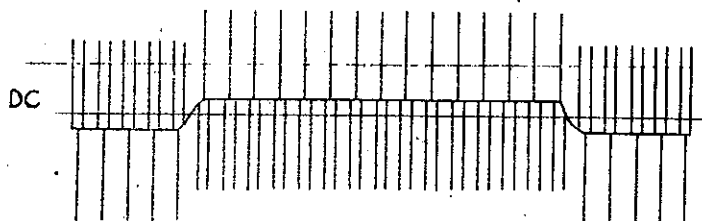


Rys. 2. Sygnał lokalizujący uszkodzenie

nych, która służy jako częstotliwość pomiarowa, wyznaczona jest dla lokalizacji określonego regeneratora. W tym celu zastosowano filtr wydzielający tę częstotliwość. Wejście filtru jest dołączone do wyjść wszystkich regeneratorów przez duże oporności. Przy lokalizacji uszkodzonego regeneratora, do obwodu lokalizacji usterek dołączone są wszystkie wyjścia tych filtrów, odpowiadających częstotliwościom pomiarowym. Wykorzystując fakt, że w zrównoważonym ciągu bipolarnych impulsów wewnątrz pasma akustycznego występuje mała energia, zregenerowany wzorzec impulsów /rys. 2/, składający się z pary bipolarnych impulsów oraz impulsu unipolarnego z odwróconą polaryzacją na czas połowy okresu przebiegu lokalizacji usterek, zostaje użyty jako sygnał lokalizacji uszkodzenia. W przypadku stwierdzenia, że wysyłany sygnał, a ściślej ton o częstotliwości przynależnej do danego regeneratora nie przechodzi przez ów regenerator, oznacza to, że regenerator ten jest uszkodzony. Jeśli jednak sygnał jest odbierany, przeprowadzamy wówczas kontrolę jakości działania regeneratora. Takim badaniom poddaje się kolejne regeneratory i usuwa napotkane uszkodzenia.

Wzmacniak regeneracyjny dokonuje porównania poziomu ciągu impulsów wejściowych z określoną wartością progową i regeneruje tylko te impulsy, które przekroczyły tę wartość. Wykrywany poziom będzie regulowany w przybliżeniu do połowy poziomu wzorca impulsów wejściowych, przez obwód automatycznej kontroli poziomu progę nawet wtedy, jeśli ten ulega zmianom. Napięcie progowe posiada dużą stałą czasową, wobec czego nie będziemy obserwowali wpły-

wu częstotliwości akustycznych i w konsekwencji przybierze ono wartość reprezentowaną przez linię przerywaną jak na rys. 3. W przypadku gdy zdarzają się zakłócenia,



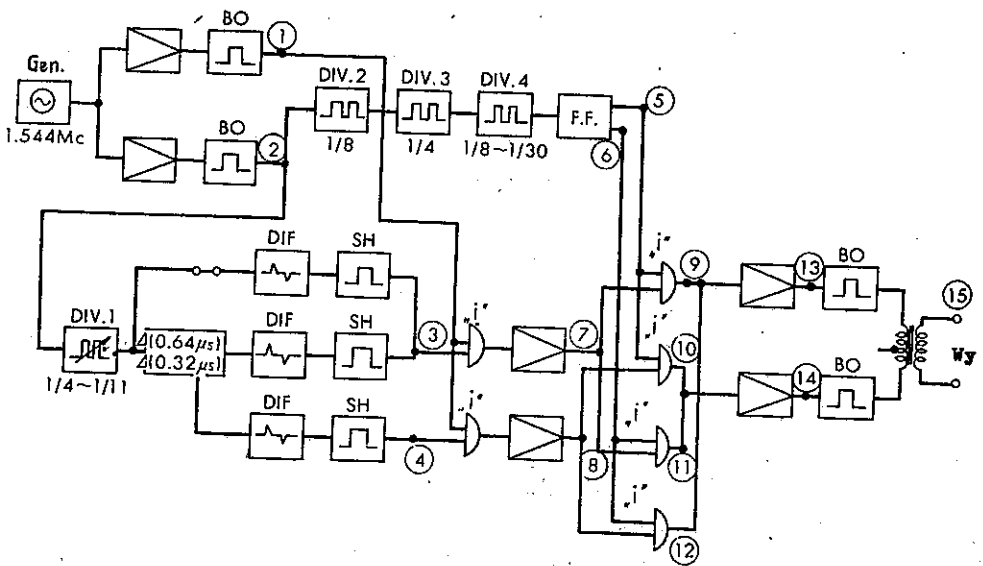
Rys. 3. Sygnał lokalizujący uszkodzenie na wyjściu regeneratorowego przedwzmacniacza.

istnieje prawdopodobieństwo wystąpienia błędów pominięcia^{1/} dla okresu, gdy wartość szczytowa dodatniego impulsu pokazanego na rysunku jest bliska poziomowi progowego, bądź wystąpienia błędów typu wtrącenia^{1/}, spowodowanych zakłóceniami wywołanymi przez dodatnie impulsy, w następnym okresie. Jeśli gęstość unipolarnych impulsów będzie większa, składnik niskiej częstotliwości będzie wzrastał, uwypuklając powyższe zjawisko. Równocześnie ze wzrostem gęstości impulsów zwiększy się zjawisko wzajemnego zakłócania impulsów. Jeżeli będziemy stopniowo zagęszczali unipolarne impulsy w czasie pomiaru poziomu odbieranego tonu częstotliwości lokalizującej uszkodzenia, dojdziemy do momentu, gdy wystąpią bardzo liczne

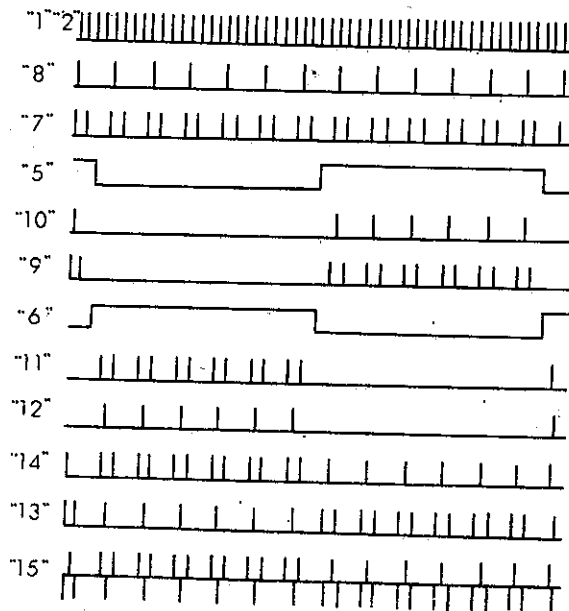
^{1/} Patrz odnośniki w art. pt. "Analiza błędu pominięcia w pracy systemu PCM na krótkie odległości" w niniejszym zeszycie Przeglądu I.Ł.

błędy cyfr, co jest równoznaczne z tym, że odbierany poziom jest niższy od wymaganego. Tak więc tolerancja na regenerator może być ustalona na drodze pomiaru gęstości unipolarnych impulsów sygnału lokalizacji uszkodzeń w warunkach, gdy poziom spada poniżej ustalonej wartości.

Do zlokalizowania uszkodzenia konieczny jest generator wzorca impulsowego. Schemat blokowy generatora pokazano na rys. 4, zaś przebiegi napięciowe w różnych punktach generatora na rys. 5. Przebiegi napięciowe "1", "2"... z rys. 5 występują w odpowiednich punktach ①, ②... z rys. 4. Generator kwarcowy OSC o częstotliwości 1,544 MHz steruje generator samodławny, dzięki czemu otrzymujemy podstawową częstotliwość powtarzania impulsów. Generator ten z kolei steruje astabilny multiwibrator o stałej czasowej, zmienianej przez urządzenie kontrolne, co w efekcie umożliwia uzyskanie żadanego podziału częstotliwości. Impulsy wychodzące z multiwibratora przechodzą przez układ opóźniający i w punktach ③ i ④ otrzymujemy impulsy brankujące, konieczne do wytworzenia ciągu składającego się z trójek impulsów /rys. 2/ powtarzanych w n -krotnych odstępach. Wymagania na tolerancję badanego regeneratora wskazują, że liczba odstępów n , jaka jest potrzebna do repetycji trójek impulsów może być w 8 gradacjach i wówczas n zawiera się pomiędzy 4 a 11. Przy użyciu bramek typu "i" z przebiegów, jakie występują w punktach ③, ④ i ① otrzymujemy ciągi impulsów "7" i "8" pokazane na rys. 5. W celu utrzymania częstotliwości lokalizującej uszkodzenia, wy-



Rys. 4. Schemat blokowy generatora sygnału lokalizacji uszkodzenia



Rys. 5. Szkic przebiegów napięciowych generatora sygnału lokalizacji uszkodzenia

znaczonych dla danego regeneratora, częstotliwość powtórzenia impulsów 1,544 MHz zostaje podzielona przez dwa dzielniki częstotliwości /DIV 2, DIV 3/ w stosunku 1/32, a następnie w stosunku 1/8 do 1/30 przez dzielnik częstotliwości /DIV 4/ o regulowanym elemencie. W rezultacie będą generowane impulsy o repetycji podzielonej w stosunku 1/256 do 1/960. Impulsy te sterują multiwibrator, na wyjściach którego /punkty ⑤ i ⑥/ otrzymujemy dwa przebiegi prostokątne o przeciwnej polaryzacji. Te z kolei, łącznie z impulsami sygnałowymi, występującymi w punktach ⑦ i ⑧, po przejściu przez bramki "i", dają przebiegi "9", "10", "11" i "12", a w dalszej kolejności przebiegi "13" i "14" /rys. 5/. W generatorze samodziałnym stopnia końcowego otrzymany sygnał lokalizacji uszkodzenia, przy czym polaryzacja tego sygnału występującego w postaci unipolarnych impulsów jest zmieniana alternatywnie przez częstotliwość lokalizacji uszkodzeń. Zatem badanie lokalizujące uszkodzenie będzie dokonywane przez zmianę DIV 4 /rys. 4/, zaś sprawdzanie tolerancji przez zmianę DIV 1. Przy określaniu częstotliwości lokalizującej uszkodzenie wzięto pod uwagę takie czynniki, jak: maksymalna długość sekcji, określona na 50 km, przenieszone pasmo kanału różnicowego 0,3 do 3,4 kHz, obecność dolnych częstotliwości w zakresie 5 do 6 kHz przez transformator wyjściowy regeneratora, zakłócenia spowodowane brakiem synchronizacji pomiędzy częstotliwością lokalizacji uszkodzeń a częstotliwością repetycji impulsów oraz warunki na projektowanie filtrów. Uwzględniając powyższe czyn-

niki wybrano 14 częstotliwości lokalizujących uszkodzenia : 754, 862, 1005, 1097, 1206, 1340, 1508, 1723, 1856, 2010, 2193, 2413, 2861, 3016 Hz.

Sygnal lokalizujący uszkodzenie zostaje wysłany z ośrodka kontroli wator. Wówczas z lokalizowanego regeneratora zostaje wysłany w kierunku ośrodka ton częstotliwości lokalizującej uszkodzenie do zbadania przez obwód lokalizujący, dzięki czemu lokalizacja uszkodzenia może być dokonana przy wykorzystaniu informacji o poziomie odbieranego tonu częstotliwości lokalizującej uszkodzenie.

Ponieważ jest pożądaną, aby obwód lokalizacji uszkodzeń był wysokiej niezawodności, zaprojektowano go w ten sposób, by nie zawierał on elementów czynnych, co spowodowało, że poziom sygnału na wyjściu tego urządzenia jest niezmiernie mały, a to w konsekwencji zwiększa podatność sygnału na impulsy zakłócające. Ponadto, ponieważ regeneratory wewnątrz tej samej studzienki połączone są w ten sposób, aby za pomocą jednej pary przewodów możliwa była ich jednoczesna kontrola, składowe sygnały PCM niskiej częstotliwości przechodzą przez filtr, powodując zakłócenia w tonie częstotliwości lokalizującej uszkodzenie.

Sygnal złożony z unipolarnych impulsów o gęstości d , otrzymany przez impulsowe włączanie częstotliwości lokalizującej uszkodzenie, będzie emitował pojedynczy ton o amplitudzie d/π . Na przykład, gdy unipolarne impulsy sygnału lokalizacji uszkodzeń mają gęstość $d = \frac{1}{22}$, otrzymamy ton częstotliwości lokalizującej uszkodzenie o

napięciu niższym niż jego napięcie szczytowe o 31 dB. Poziom tonu częstotliwości lokalizującej uszkodzenie otrzymany na wyjściu eksperymentalnego regeneratora będzie wynosił około - 15 dB, ponieważ istnieje zalecenie, aby impedancja wyjściowa regeneratora wynosiła 110 Ω , amplituda impulsu V_{op} i szerokość impulsu 0,32 μs . Kiedy impuls wyjściowy regeneratora ma odchylenia od wartości nominalnej, poziom tonu częstotliwości lokalizującej uszkodzenie ulega odpowiednim zmianom. Zmiany amplitudy i szerokości impulsu o $\pm 10\%$ prowadzą do zmiany poziomu tonu częstotliwości lokalizującej uszkodzenie tylko o około 1 dB. Rezultaty badań przeprowadzonych na około 80 eksperymentalnych regeneratorach wykazały, że wyżej omówione wpływy powodują wahania poziomu między -0,2 a 0,4 dB.

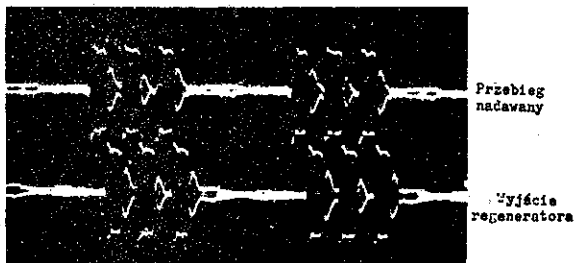
Filtr lokalizacji uszkodzenia wyznaczony do lokalizacji określonego regeneratora wyłowi z sygnału lokalizacji - ton częstotliwości lokalizującej "przypisanej" wyłącznie danemu regeneratorowi, separując jednocześnie pozostałe tony.

Ponieważ takich filtrów jest wiele i wszystkie dołączone są do tego samego toru pupinizowanego, wnosząc niewielką tłumienność, zostały one zaprojektowane w ten sposób, aby tłumienność skuteczna sąsiedniej częstotliwości była wyższa o 20 dB, zaś impedancja filtru przedstawiała sobą dużą oporność dla częstotliwości różnej od wyznaczonej. W celu dostarczenia maksimum mocy wysyłanej do pupinizowanej linii impedancja filtru od strony liniowej została ustalona na $1/2$ impedancji falowej

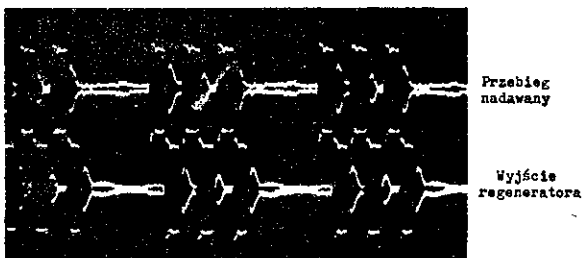
kabla. Impedancja falowa pupinizowanego kabla stosowanego obecnie wynosi w przypadku kabla miejskiego około 1500Ω , zaś w przypadku kabla międzymiastowego około 2000Ω . Ponieważ nie jest celowe dokonywanie zmian impedancji filtru stosownie do rodzaju kabla, zatem została ona ujednoczona i ustalona na 800Ω , a związane z tym straty zostały uwzględnione w odpowiednich nadwyżkach. Impedancja od strony regeneratora zmienia się wraz z liczbą regeneratorów umieszczonych w studzienkach, wobec czego dla tego przypadku trudno dokonać ujednoczenia. Uznano za słuszne ustalenie wartości tej impedancji na 24Ω przy założeniu, aby następowało dopasowanie przy maksymalnej liczbie regeneratorów włączonych w linię...

Na rysunku 6 pokazano przebiegi sygnału lokalizującego uszkodzenie, obserwowane w czasie eksperymentu, dokonanego na długim torze. Ponieważ w sygnale lokalizacji uszkodzenia trzeci impuls "trójki" podlega największym przenikom międzyelementowym przy jego najmniejszych tolerancjach, istnieje więc duża możliwość powstania błędu z tego właśnie impulsu. Podczas gdy przy gęstości unipolarnych impulsów $1/12$ może nie pojawić się żaden błąd, nawet w przypadku transmisji sygnału przez 20 regeneratorów, to przy gęstości $1/10$ mogą być już obserwowane błędy typu pominięcia.

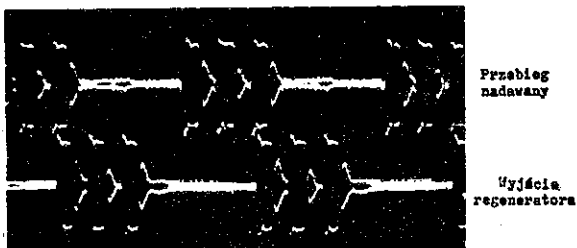
Doświadczalna linia systemu PCM została zainstalowana na kablu miejskim z żyłami $0,65 \text{ mm}$ o izolacji papierowej na trasie Kitamachi - Ikebukuro - Shakuji. Wszystkie regeneratory montowane były w skrzyniach regenera-



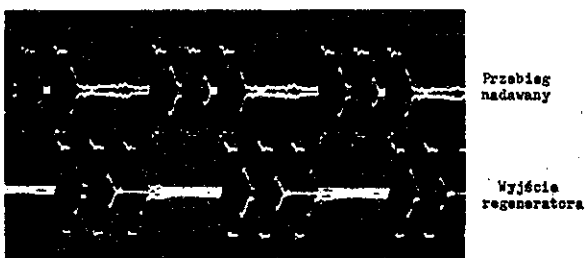
$d = 1/12, 1$ regenerator



$d = 1/10, 1$ regenerator

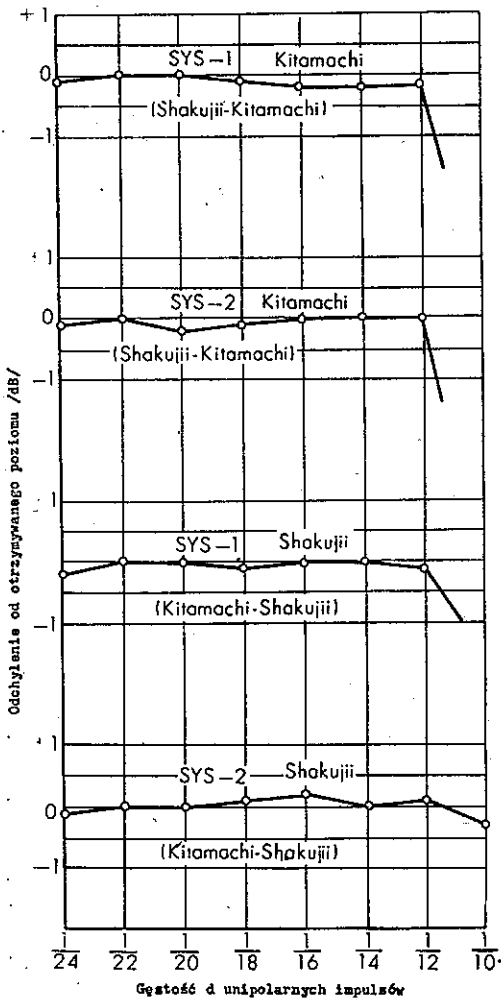


$d = 1/12$, dla łańcucha 20 regeneratorów

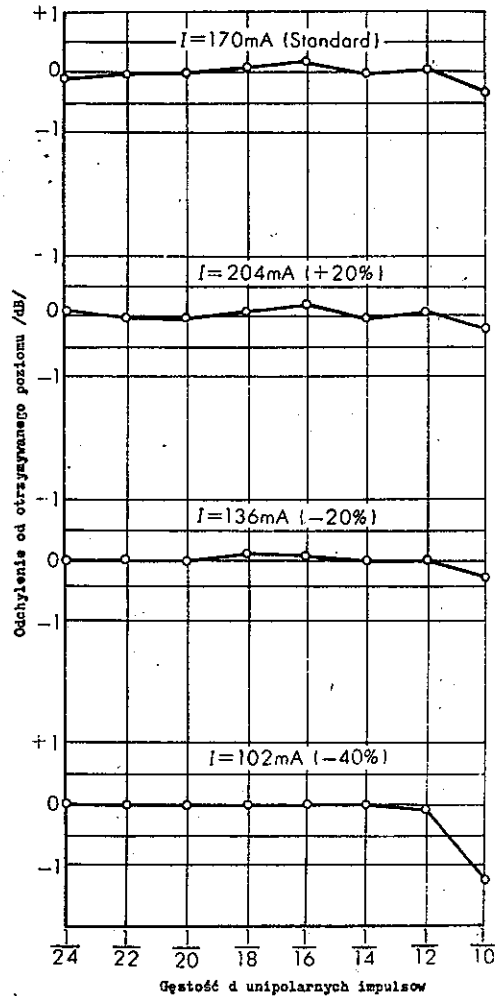


$d = 1/10$, dla łańcucha 20 regeneratorów

Rys. 6. Przebiegi sprawdzania tolerancji



Rys. 7. Charakterystyki tolerancji na końcu wieloregeneratorowej linii



Rys. 8. Charakterystyki tolerancji otrzymane przez zmianę wartości prądu zasilania regeneratora

torowych i instalowane w studzienkach. Źródła zdalnego zasilania regeneratorów znajdowały się w centralach telefonicznych Ikebukuro i Shakujii. Linia składała się z dwóch systemów SYS-1 /zredukowanego/ i SYS-2. Kontrola

tolerancji wyżej wymienionej linii była przeprowadzona dla obu systemów z central w Kitamachi i Shakujii. Wyniki pomiarów wykazały, że poprawne działanie wszystkich regeneratorów zachodzi jeszcze przy gęstości unipolarnych impulsów 1/12. Charakterystyka graniczna najbardziej odległych punktów mierzona z obu tych central /13 punkt regeneracyjny/ jest pokazana na rys. 7. Współczynnik błędów badanej linii wynosił blisko 4×10^{-8} w przypadku SYS=1 z 26 regeneratorami i przy uwzględnieniu kierunku powrotnego regeneratorów, zaś dla SYS=2 w takich samych warunkach współczynnik wyniósł 3×10^{-8} . Rys. 8 pokazuje charakterystykę graniczną otrzymaną w zależności od prądu zasilania regeneratorów, którego wartość nominalna 170 mA była zmieniana odpowiednio o +20, -20 i -40%.

Przeprowadzone badania na linii eksperymentalnej potwierdziły słuszność zastosowanych metod i systemów pomiarowych oraz wykazały poprawne działanie urządzeń kontrolno-pomiarowych.

WYKAZ LITERATURY

1. Mayo T.S.: A bipolar repeater for pulse code modulation signal. Bell Syst. Techn. J. 1962, t. 41, nr 1, s. 25-99.
2. Muramatsu, Osada, Azekami: A supervising test for short-haul PCM repeated line. Interior Report of E.C.L. /Keika Shiryo/ 1964, nr 1479.

3. Aratani, Okawara: Error rate measuring apparatus for PCM system. Review of the Electr. Comm. Labor. 1962, t. 11, nr 8, s. 1537-1562.
4. Yokose, Others: Study on line-noise in exchange trunk cable. Interior Report of E.C.L. /Keika Shiryo/ 1960, nr 899.

621.317.7
621.395.4:621.376.56.004.14

PRZYRZĄDY POMIAROWE DLA SYSTEMU PCM
PRZEZNACZONEGO NA MAŁE ODLEGŁOŚCI

Opracował J. Miłek na podstawie artykułu: Aratani T., Iwahashi E.: Measuring equipments for short-haul PCM transmission system. El. Commun. Lab. 1965, t. 13, nr 11-12, s. 1065-1086.

1. WSTĘP

Do prac badawczych nad 24-krotnym systemem PCM opracowano zestaw przyrządów służących do pomiaru sprzętu oraz torów, na których ten sprzęt był instalowany. Przyrządy są przeznaczone przede wszystkim do badania parametrów transmisyjnych w regeneratorach oraz do pomiaru zakłóceń i przesłuchów, istniejących w torach kabli międzycentralowych. Aparatura pomiarowa posiada szereg udogodnień takich, jak automatyzacja pomiarów, zapis wyników na taśmach perforowanych, ułatwiających analizę wyników w elektronowych maszynach liczących, sygnalizację przeciążenia rejestrów itp.

2. GENERATOR CIĄGU IMPULSÓW

Generator służy do wytworzenia ciągu impulsów imitujących sygnał cyfrowy, potrzebny do badania regeneratorów i torów wyposażonych w regeneratory. Okresowo powtarzający się sygnał wyjściowy generatora posiada 16 elementów i w tym zakresie można wybrać dowolny układ impulsów. Częstotliwość repetycji sygnału wyjściowego o stałości $5 \cdot 10^{-5}$ wynosi 1544 kHz lub 1536 kHz. Impulsy wyjściowe o amplitudzie 5 V mają polaryzację na przemian dodatnią lub ujemną i zależnie od potrzeby posiadają kształt prostokątny o czasie trwania 0,326 μ s i o czasie narastania i opadania 50 μ s lub postać zbliżoną do funkcji $\cos^2 \omega t$. Poza tym generator może dawać ciąg impulsów o przypadkowym rozkładzie i z 50% prawdopodobieństwem ich występowania. W przypadkowym ciągu impulsów, dla celów synchronizacji, istnieje możliwość przechowania 16 elementu. Przyrządy tego typu, o zbliżonych parametrach, produkowane są przez dwa towarzystwa.

3. PRYZRZĄD DO POMIARU ELEMENTOWEJ STOPY BŁĘDÓW TRAKTU LINIOWEGO

Zakłócenia, istniejące w torach z regeneratorami, powodują powstanie błędów w przesyłanym sygnale cyfrowym. Przyrząd, służący do pomiaru tych błędów, nadaje na tor określony układ impulsów, tworzący ośmioelementowy kod i porównuje odebrany sygnał cyfrowy z nadanym kodem. Wynik pomiaru wyrażony jest w postaci stosunku wskazań

licznika zaistniałych błędów do wskazań licznika impulsów zegarowych, który wyznacza ilość transmitowanych elementów. Pomiar jest przeprowadzony dla toru połączonego w pętli. Synchronizacja jest oparta na zasadzie powtarzalności układu impulsów co osiem elementów. Wyrównanie fazowe nadawanego i odbieranego wzorcowego kodu sprowadza się zatem do zakresu ośmiu elementów. Sygnalizację fazy realizuje się w ten sposób, że do generacji kodu wzorcowego w części odbiorczej przyrządu wykorzystuje się sygnał sinusoidalny o częstotliwości $\sim 192 \text{ kHz}$ pobierany z nadawczej części przyrządu i fazę tego sygnału zmienia się w granicach od 0 do 2π w prostym przesuwniku fazowym. Przy projektowaniu przyrządu, szczególną uwagę zwrócono na wysoką dokładność pomiaru, aby można mierzyć obiekty o elementowej stopie błędów 10^{-8} . Przyrząd mierzy błędne opuszczenie impulsów, błędne pojawienie się impulsów oraz błędy sumaryczne. Czas pomiaru liczony w ilości elementów nadanych na tor może wynosić 8, 192 oraz od 10^6 do 10^{10} i jest rejestrowany w 10-dekadowym liczniku. Sumaryczne błędy są rejestrowane w liczniku 4-dekadowym, zaś błędy cyfrowe w liczniku 2-dekadowym.

4. PRZYRZĄD DO POMIARU TLUMIENNOŚCI FAZOWYCH FLUKTUACJI

Pod wpływem zakłóceń występujących w torze, impulsy wyjściowe regeneratora mogą mieć przesunięte położenie fazowe w stosunku do położzeń znamionowych. Następny re-

generator powinien przywrócić impulsom właściwe położenie, a więc stłumić fazowe fluktuacje. Omawiany przyrząd służy do pomiaru tej tłumienności. Pomiar polega na wytworzeniu ciągu impulsów o położeniach modulowanych za pomocą zewnętrznego generatora sygnału sinusoidalnego. Ciąg tych impulsów o znanej głębokości modulacji położenia wprowadza się na wejście mierzonego regeneratora lub innego obiektu i mierzy się głębokość modulacji położenia impulsów wyjściowych. Stosunek głębokości modulacji położenia impulsów wyjściowych do głębokości modulacji położenia impulsów wejściowych jest miarą tłumienności fluktuacji fazowych. Przyrząd wytwarza następujące, okresowo powtarzające się układy impulsów prostokątnych o czasie trwania 0,326 μ s: 1/1, 1/2, 1/4, 1/8 i 1/16 /ilość impulsów/ilość elementów/. Zakres regulacji głębokości modulacji impulsów wejściowych wynosi od 0 do $\pm 60^\circ$, a częstotliwość sygnału modulującego może zawierać się w granicach od 100 Hz do 800 Hz.

Przyrząd wychyłowy, mierzący głębokość modulacji posiada zakresy 60° i 10° . Dokładność pomiaru dla zakresu 60° i dla wskazań od 5° do 60° wynosi $\pm 3\% + 2^\circ$, a dla zakresu 10° i dla wskazań od 1° do 10° wynosi $\pm 3\% + 0,5^\circ$.

5. PRYZRĄD DO POMIARU WARTOŚCI SKUTECZNEJ FAZOWYCH FLUKTUACJI

Przyrząd jest przeznaczony do pomiaru wartości skutecznej fazowych fluktuacji impulsów zawartych w sygnale cyfrowym przesyłanym przez tor z regeneratorami. Ze

względu na złożony charakter zakłóceń i zniekształceń wpływających na sygnał cyfrowy przyrząd jest tak zaprojektowany, aby można przeprowadzić pomiary dla przypadkowego rozkładu impulsów w sygnale cyfrowym.

W przyrządzie układ synchronizacji pracuje na zasadzie serwomechanizmu. Generator, utrzymujący synchronizację, posiada diodę o pojemności regulowanej napięciem stałym. Napięcie do regulacji pobierane jest poprzez filtr dolnoprzepustowy o $f_g = 10$ Hz z punktu, w którym napięcie jest proporcjonalne do wielkości fluktuacji fazowych mierzonych przez przyrząd. W ten sposób synchronizacja jest utrzymywana na zasadzie minimalizacji mierzonych odchylenia fazowych.

Wyniki pomiarów zależą od ilości impulsów zawartych w sygnale cyfrowym, gdyż brak impulsu jest traktowany przez przyrząd jako impuls posiadający właściwą pozycję. W związku z tym przewidziane jest uwzględnienie poprawki przy odczycie wyników. Poprawka jest określona jako pierwiastek ze stosunku ilości impulsów do ilości elementów zawartych w sygnale cyfrowym, który podlega pomiarowi. Obie wielkości są zarejestrowane w dwóch licznikach 5-dekadowych.

Zakres pomiaru wartości skutecznej fluktuacji fazowych zawiera się w granicach od $\pm 1\%$ do $\pm 50\%$, przy czym przyjmuje się, że przesunięcie fazowe impulsu o okres repetycji wynosi 200%. Zakresy pomiaru mogą być przełączone na 2,5; 10 i 50%. Błąd pomiaru nie przekracza 5%.

Przyrząd jest dostosowany do pomiaru sygnału cyfrowego o impulsach jednobiegunowych posiadających 50-procentowe wypełnienie i o częstotliwości repetycji 1544 kHz.

6. PRZYRZĄD DO POMIARU ROZKŁADU PRAWDOPODOBIENSTWA CZASU TRWANIA ZAKŁÓCEN

Omawiany przyrząd zlicza ilość impulsów zakłócających, których czas trwania przekracza określoną, nastawioną wartość, przy określonym, również nastawianym, poziomie napięcia. Aby właściwie oceniać charakter impulsów zakłócających, na wejściu przyrządu znajduje się korektor taki sam, jaki jest stosowany w regeneratorach przed układem decyzji. Pomiar jest przeprowadzany automatycznie. Proces pomiaru i rejestracji wyników jest realizowany zgodnie z założonym programem.

Poziom, przy którym jest badany czas trwania impulsów zakłócających, może być ustawiony na jedną z następujących wartości napięcia: 0,4; 0,5; 1; 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5; 4; 4,5; 5; 6,8 i 10 mV. Dokładność ustawienia wynosi $\pm 50\%$ dla napięcia 0,1 mV i $\pm 10\%$ dla napięć przekraczających tę wartość. Rejestrowane są impulsy o czasie trwania przekraczającym jedną z następujących wartości: 0,1; 0,3; 1; 3; 10; 30; 100 i 1000 μ s nastawionych z dokładnością $\pm 25\%$ dla wartości 0,1 μ s i $\pm 10\%$ dla wartości powyżej 0,3 μ s.

Wyniki są rejestrowane na 6-dekadowym liczniku i zapisane automatycznie na dalekopisie oraz na sześciociele-

mentowej taśmie perforowanej.

Zapisywane są następujące dane o warunkach pomiaru: numer pomiaru, numer kabla i numer pary, data, nastawiony poziom napięcia i nastawiona wartość przedziału czasowego, czas rozpoczęcia pomiaru, wynik pomiaru i czas zakończenia pomiaru.

7. PRZYRZĄD DO POMIARU ROZKŁADU PRAWDOPODOBIENSTWA AMPLITUDY ZAKŁÓCEN

Pomiar polega na zliczaniu czasu, w ciągu którego amplitudy zakłócających impulsów przekroczyły określony poziom napięcia. Przyrząd posiada pięć poziomów napięciowych: 0, 5, 10, 15 i 20 dB. Poziom 0 dB jest odniesiony do 100 mV dla przypadku, gdy na wejściu przyrządu jest włączona sonda lub jest odniesiony do 10 mV, gdy pomiar jest przeprowadzony bez sondy. Ponadto za pomocą wejściowego tłumika można przesuwac poziomy w zakresie 40 dB skokowo co 10 dB. Wynik pomiaru jest wyrażony w postaci stosunku łącznego czasu, w ciągu którego impulsy zakłócające przekraczały określony poziom napięcia do całkowitego czasu, w ciągu którego przeprowadzany był pomiar.

Pojemności liczników pamięciowych rejestrujących wyniki pomiarów oddzielnie dla każdego z pięciu poziomów napięciowych wynoszą 6 dekad dla poziomów 0 dB i 5 dB, 5 dekad dla poziomu 10 dB, 4 dekady dla 15 dB i 3 dekady dla 20 dB. Wyniki rejestrowane w licznikach pamięciowych odczytuje się za pomocą ręcznie przełączanego 3-de-

kadowego wskaźnika, który podaje rezultaty badań w przeliczeniu na wyżej podaną wartość względną. Błąd pomiaru nie przekracza $\pm 5\%$.

8. PRYZRZĄD DO AUTOMATYCZNEGO POMIARU TLUMIENNOŚCI PRZESŁUCHOWEJ

Pomiar tłumienności przesłuchowych w kablach międzycentralowych jest bardzo pracochłonny ze względu na konieczność przeprowadzenia dużej ilości pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości. Ponadto sprzężenia zachodzące pomiędzy torami mają skomplikowany charakter i tylko statystyczne opracowanie wyników może dać właściwy obraz warunków przesłuchowych, panujących w kablu.

Przyrząd automatycznie mierzy tłumienność zbliżnoprzesłuchową dla 23 częstotliwości logarytmicznie, równomiernie rozmieszczonych w pasmie od 10 kHz do 5 MHz. Czas pomiaru i zapisu wyników zajmuje 6 minut. W razie potrzeby przy pomiarze można opuścić pewne częstotliwości i wówczas czas pomiaru ulega skróceniu. Pomiar dla jednej częstotliwości zajmuje 15 sek. Poziom tłumienności pomiarowych wynosi +14 dB przy pomiarze tłumienności zbliżnoprzesłuchowej i +20 dB przy pomiarze tłumienności zdalnoprzęsłuchowej. Maksymalny zakres pomiaru tłumienności przesłuchowej wynosi 120 dB przy dokładności pomiaru ± 1 dB.

Przyrząd składa się z dwóch części. Jedna główna część posiada zasadnicze układy pomiarowe i samodzielnie wykonuje pomiary tłumienności zbliżnoprzesłuchowej.

Część druga, pomocnicza, umieszczona na drugim końcu mierzonego odcinka jest wykorzystana do pomiaru tłumienności zdalnoprzesłuchowej. Współpraca pomiędzy obu częściami przyrządu jest utrzymywana za pomocą specjalnego sygnału ustalającego rytm pracy przyrządu, przesyłanego przez tor służbowy.

Wyniki pomiaru są zapisywane na dalekopisie i na taśmie perforowanej. Pomiary o wartości mniejszej od 10 dB lub większej od 120 dB są zapisywane przez dalekopis czerwonym tuszem. Powstaje również alarm, zwracający uwagę na nienormalne warunki pomiaru. W rejestracji wyników istnieją następujące pozycje. Numer pomiaru, numer kabla, numer zakłócającej warstwy i numer zakłócającej pary, numer zakłócanej warstwy i numer zakłócanej pary, data, czas pomiaru i wartość tłumienności przesłuchowej.

