

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

INSTYTUT ŁĄCZNOŚCI
BIBLIOTEKA NAJHOWA

Nr _____

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXII

ZESZYT 4(80)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

SPIS TREŚCI

1. <i>Krystyn Plewko, Bogdan Zbierzchowski</i> — Problemy symulacji zniekształceń synchronicznych przebiegów binarnych	3
2. <i>Daniel Józef Bem, Jacek Dudek</i> — Sprzęgacze kierunkowe jako dzielniki mocy w telewizyjnych antenach nadawczych	55

СОДЕРЖАНИЕ

1. <i>К. Плевко, Б. Збержховски</i> — Вопросы по моделированию искажений синхронных бинарных сигналов	3
2. <i>Д. Ю. Бем, Я. Дудек</i> — Направленные ответвители для делителей мощности в телевизионных передающих антеннах	55

CONTENTS

1. <i>K. Plewko, B. Zbierzchowski</i> — Problems of simulating distortions of binary synchronous signal sequences	3
2. <i>D. J. Bem, J. Dudek</i> — Directional couplers as power splitters in television transmitting antennas	55

SOMMAIRE

1. <i>K. Plewko, B. Zbierzchowski</i> — Problemes de simulation des distorsions de suites des signaux binaires synchrones	3
2. <i>D. J. Bem, J. Dudek</i> — Coupleurs directifs appliques comme les diviseurs de puissance dans les antennes émettrices de télévision	55

INHALTSVERZEICHNIS

1. <i>K. Plewko, B. Zbierzchowski</i> — Probleme der Simulation der synchronischen Verzerrungen der Binärprozessen	3
2. <i>D. J. Bem, J. Dudek</i> — Richtkoppler als Leistungsverteiler im Fernsehsendeantennen	55

MINISTERSTWO ŁĄCZNOŚCI

PRACE
INSTYTUTU ŁĄCZNOŚCI

ROK XXII

ZESZYT 4(80)

WARSZAWA

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI i ŁĄCZNOŚCI

Komitet Redakcyjny

Redaktor Naczelny — prof. mgr inż. *Lesław Kędzierski*

Redaktorzy działów:

adj. mgr inż. *Aleksy Brodowski*, doc. mgr inż. *Władysław Cetner*
doc. mgr inż. *Jerzy Wójcikiewicz*

Adres Redakcji:

Instytut Łączności, 04-894 Warszawa-Miedzeszyn, ul. Szachowa 1

WSZELKIE PRAWA ZASTRZEŻONE

Printed in Poland

Opracowano w Dziale Wydawniczym Instytutu Łączności

Krystyn Plewko
Bogdan Zbierzchowski

621.394.9:621.317.57
621.391.83

PROBLEMY SYMULACJI ZNIEKSZTAŁCEŃ SYNCHRONICZNYCH PRZEBIEGÓW BINARNYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego dnia 25.9.1975 r.

Rozwój miernictwa transmisji danych stworzył potrzebę opracowania specjalistycznych urządzeń, przeznaczonych do badania i sprawdzania mierników błędów binarnych i mierników zniekształceń czasowych. Praca zawiera przegląd podstawowych pojęć dotyczących własności idealnych, wzorcowych i zniekształconych przebiegów binarnych. Wykorzystując te pojęcia omówiono koncepcję układów symulujących zniekształcenia czasowe synchronicznych przebiegów binarnych (symulacja jednoparametrowa) oraz układów symulujących różnego rodzaju zniekształcenia przebiegów binarnych, a mianowicie zniekształcenia elektryczne amplitudowe, modulacyjne i czasowe oraz zniekształcenia informacyjne — błędy (symulacja wieloparametrowa).

1. WSTĘP

W okresie ostatnich lat opracowano wiele typów i odmian przyrządów transmisji danych, a zwłaszcza służących do badań właściwości i pomiaru wartości parametrów charakteryzujących telekomunikacyjne kanały dyskretne (binarne). Do grupy tych przyrządów zalicza się różnego rodzaju mierniki i analizatory błędów binarnych i zniekształceń czasowych (zwanych też zniekształceniami typu telegraficznego). W toku prac badawczych, dotyczących opracowania powyższych przyrządów, okazało się niezbędne sformułowanie szeroko rozumianej metodyki badań tych przyrządów. Właściwie dobrana metodyka badań jest ważnym instrumentem, umożliwiającym poznanie właściwości przyrządów pomiarowych w warunkach statycznych i dynamicznych. Ponieważ w kanałach dyskretnych badane są procesy przypadkowe — błędy i zniekształcenia — zachodzi potrzeba skonstruowania aparatury symulującej te procesy w sposób kontrolowany. W tym zakresie metodyka badań umożliwić może porównywanie właściwości różnych przyrządów pomiarowych. Ponadto właściwie dobrana metodyka badań i aparatura dostosowana do niej mogą stanowić istotne narzędzie między innymi do:

- badań o charakterze podstawowym, dotyczących natury zniekształceń czasowych,
- badań metodologicznych i homologacyjnych, dotyczących właściwości oraz dokładności aparatury do pomiarów błędów i zniekształceń czasowych,

— badań optymalizacyjnych, dotyczących właściwości dynamicznych układów synchronizacji i synfazowania, wchodzących w skład wielu przyrządów transmisji danych i mających zasadniczy wpływ na ich dokładność.

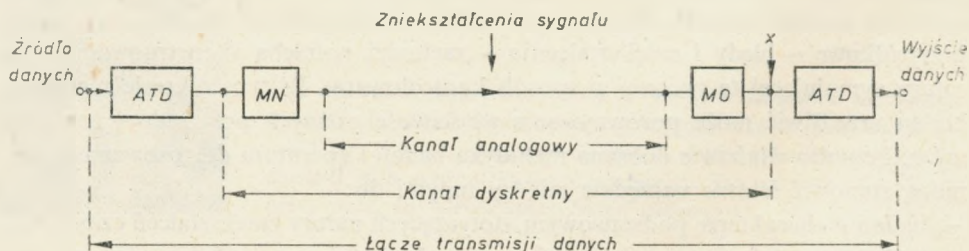
W niniejszej pracy zajęto się zagadnieniami wytwarzania synchronicznych przebiegów binarnych o ściśle określonych właściwościach nominalnych (dotyczących stanów napięciowych, szybkości modulacji i struktury informacyjnej) oraz sposobów kontrolowanego zniekształcania tych przebiegów. Opierając się na przesłankach teoretycznych, przedstawionych w rozdziale drugim, omówiono w rozdziale trzecim układy służące do wytwarzania (symulowania) zniekształceń czasowych o wybranych typach rozkładu częstości występowania zniekształceń o różnych wartościach. W rozdziale czwartym scharakteryzowano układy służące do zmiany wartości różnego rodzaju parametrów, charakteryzujących stałonapięciowe przebiegi binarne. Dotyczy to parametrów elektrycznych, a więc wartości stanów napięciowych, szybkości modulacji i zniekształceń czasowych. Omówiono także sposoby generacji okresowych struktur informacyjnych przebiegów binarnych i metody ich deformacji przez generowanie błędów binarnych o różnych rozkładach czasowych częstości ich występowania.

W uwagach końcowych scharakteryzowano stan badań prowadzonych w kraju w tym zakresie oraz sformułowano dalsze zamierzenia badawcze.

2. PODSTAWOWE ZAGADNIENIA SYMULACJI ZNIEKSZTAŁCEŃ PRZEBIEGÓW BINARNYCH

2.1. Telegraficzne i teledacyjne przyrządy pomiarowe i metody ich badań

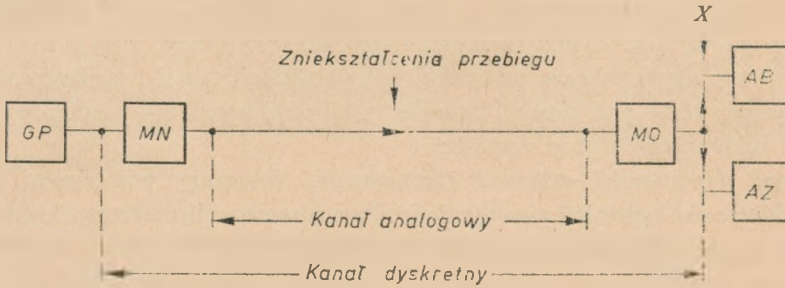
Jednym z zasadniczych zadań miernictwa transmisji danych jest badanie właściwości telekomunikacyjnych kanałów dyskretnych wchodzących w skład łączy telegraficznych oraz transmisji danych [7]. Model takiego łączy transmisji pokazany jest na rys. 2-1.



Rys. 2-1 Model łączy transmisji danych

ATD — aparatura transmisji danych, MN — modem nadawczy, MO — modem odbiorczy, x — miejsce występowania zniekształconego sygnału binarnego

Aparatura pomiarowa, przeznaczona do badań kanałów dyskretnych, ma za zadanie symulowanie właściwości sygnałów binarnych przekazywanych przez te kanały. Zestaw aparatury pomiarowej, służącej do badań kanałów dyskretnych, pokazany jest na rys. 2-2. Zestaw ten składa się z generatora przebiegów pomiarowych oraz z aparatury do badań błędów i badań zniekształceń czasowych przebiegów binarnych [8].



Rys. 2-2 Model badań kanału dyskretnego

GP — generator pomiarowy, AB — aparatura do badań błędów, AZ — aparatura do badań zniekształceń czasowych, x — miejsce występowania zniekształconego przebiegu binarnego

Generator przebiegów pomiarowych GP symuluje sygnały binarne wytwarzane przez źródło danych łącznie z nadawczą aparaturą transmisji danych. W związku z tym wytwarzane przez generator pomiarowy nie zniekształcone przebiegi binarne charakteryzują następujące parametry:

- wielkość napięcia (lub prądu) stanów znamionowych,
- szybkość modulacji,
- struktura informacyjna.

Cechą istotną przebiegów binarnych, wytwarzanych przez generator pomiarowy, jest ich „wzorcowość”. Dotyczy to zwłaszcza szybkości modulacji i rodzaju struktury informacyjnej. Ponadto przebiegi te są z założenia bezbłędne i nie obciążone zniekształceniami czasowymi (typu telegraficznego).

Badany kanał dyskretny deformuje wprowadzony na jego wejście wzorcowy przebieg binarny [8]. Przebieg wyjściowy (w miejscu oznaczonym x) obciążony jest pewną liczbą błędów i pewnym stopniem zniekształcenia. Błędy i zniekształcenia charakteryzują właściwości zniekształceniowe kanału dyskretnego. Oba zjawiska mają zazwyczaj charakter procesów przypadkowych.

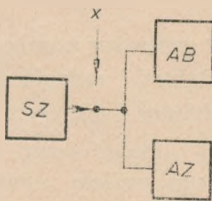
Współczesna aparatura pomiarowa, służąca do badań błędów i zniekształceń przebiegów binarnych, tworzy rozbudowaną rodzinę przyrządów o różnych zasadach działania i o różnym stopniu złożoności. Ze względu na to, że zazwyczaj kanał dyskretny jest rozciągnięty przestrzennie, generator przebiegów pomiarowych jest sprzężony z aparaturą odbiorczą wyłącznie przez ten kanał. Sytuacja ta wpływa istotnie na zasadę działania i strukturę układową odbiorczej aparatury badaniowej. Przyrządy odbiorcze zawierają zazwyczaj źródła wzorcowych przebiegów pomiaro-

wych o parametrach identycznych lub bardzo zbliżonych do parametrów przebiegów wzorcowych, wytwarzanych przez generator pomiarowy. Wykrywanie błędów lub zniekształceń czasowych odbywa się przez porównanie ze sobą binarnego przebiegu zniekształconego (występującego w miejscu oznaczonym x) z wzorcowym przebiegiem binarnym, wytworzonym przez odbiorczą aparaturę badaniową. Warunkiem koniecznym poprawności procesu komparacji jest pełna synchronizacja i synfazowość obu rozpatrywanych przebiegów binarnych. Istota problemu tkwi w tym, że zniekształcenia przebiegu binarnego, otrzymywanego z wyjścia badanego kanału, utrudniają uzyskanie powyższej pełnej synchronizacji i synfazowości.

Biorąc powyższe pod uwagę, badania odbiorczej aparatury pomiarowej mogą dotyczyć następujących grup zjawisk:

- 1) badania poprawności wskazań (cechowania) aparatury pomiarowej [3,4] – w tym zakresie niezbędne jest posiadanie źródła wzorcowo odkształconych przebiegów binarnych (pod względem błędów lub zniekształceń),
- 2) badania poprawności działania [1, 2, 5] (analizy dynamicznej) układów wchodzących w skład odbiorczej aparatury pomiarowej, a szczególnie poprawności działania w zakresie silnych zniekształceń: układów wejściowych, układów synchronizacji i synfazowania, układów komparacji przebiegów binarnych, a także układów analizy i obróbki wyników pomiaru; również i w tym zakresie niezbędne jest posiadanie źródła wzorcowo odkształconych przebiegów binarnych.

Sposób połączenia ze sobą źródła odkształconych przebiegów binarnych (symulatora przebiegów zniekształconych) z aparaturą odbiorczą pokazany jest na rys. 2-3. Zadaniem źródła SZ jest symulowanie przebiegów zniekształconych, występujących na rys. 2-2 w miejscu oznaczonym x .



Rys. 2-3 Układ do badań symulacyjnych, dotyczących aparatury pomiarowej błędów i zniekształceń czasowych transmisji danych

SZ — symulator odkształconych przebiegów binarnych, x — miejsce występowania zniekształconego przebiegu binarnego

Symulacja odkształceń przebiegów binarnych może dotyczyć zarówno właściwości elektrycznych (zniekształceń), jak i właściwości informacyjnych (błędów). W zakresie zniekształceń właściwości elektrycznych można wyróżnić:

- zniekształcenia amplitudowe [6], dotyczące zmian wartości napięć (lub prądów) stanów znamionowych lub zmian kształtu impulsów w zasadzie prostokątnych,
- zniekształcenia modulacyjne [8], dotyczące zmian wartości szybkości modulacji,
- zniekształcenia czasowe [7] (typu telegraficznego), dotyczące zmian rozmieszczenia w czasie momentów charakterystycznych.

Każda z tych podstawowych właściwości przebiegów binarnych może być zniekształcona w rozmaity sposób, a mianowicie:

- statyczny [4], tj. taki, w którym wartość określonego parametru różni się od wartości nominalnej o stałą wartość niezależną od czasu,
- dynamiczny [8], tj. taki, w którym wartość określonego parametru zmienia się okresowo (w sposób zdeterminowany),
- przypadkowy [2], tj. taki, w którym wartość określonego parametru zmienia się losowo w funkcji czasu.

W większości sytuacji symulacja odkształceń przebiegów binarnych jest realizowana w sposób statyczny lub dynamiczny. Zniekształcenia przypadkowe ze względu na trudności związane z ich wytworzeniem, a później z interpretacją wyników badań, są zastępowane zniekształceniami typu dynamicznego o właściwościach pseudoprzypadkowych.

2.2. Podstawowe właściwości synchronicznych przebiegów binarnych

2.2.1 Przebiegi idealne

Elektrycznym przebiegiem binarnym nazywa się przebieg którego określony parametr (np. amplituda napięcia lub prądu, częstotliwość, faza) przyjmuje w funkcji czasu na przemian jedną z dwóch wyróżnionych wartości. Powyższe wyróżnione wartości określonego parametru przebiegu wyznaczają dwa stany znamienne przebiegu binarnego. W niniejszym opracowaniu będzie rozważana wyłącznie klasa tzw. stałonapięciowych przebiegów binarnych $U(t)$, określonych następującą zależnością:

$$U(t) = \begin{cases} u_0 & \text{gdy } S(t) = 0 \\ u_1 & \text{gdy } S(t) = 1 \end{cases} \quad (2-1)$$

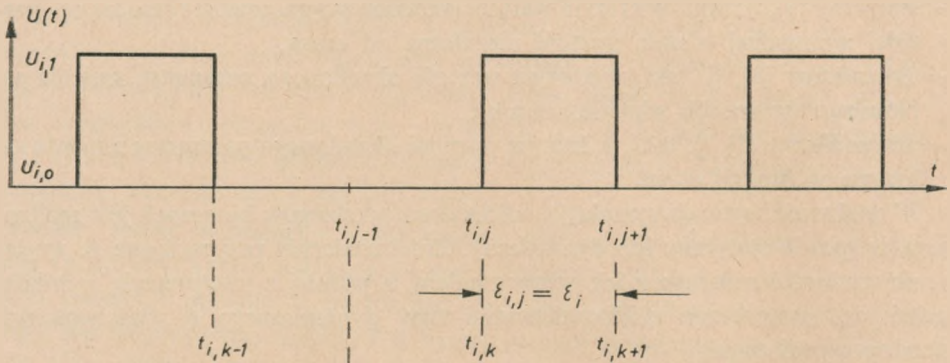
gdzie u_0 i u_1 są wyróżnionymi wartościami napięcia, a S jest ciągiem (wektorem) zerojedynkowym, tj. przyjmującym w dowolnym momencie czasu t jedną z wartości dwuelementowego zbioru $\{0; 1\}$. W sensie technicznym S jest funkcją modulacji czasowej.

Krańcową idealizacją przebiegów rzeczywistych są tzw. przebiegi idealne $u_i^{1)}$ (rys. 2-4). Podstawowymi fragmentami idealnego przebiegu binarnego są jego kolejne elementy jednostkowe (przebiegi jednoelementowe). Elementem j -tym jest $u_{i,j}(\varepsilon_{i,j})$, gdzie $\varepsilon_{i,j}$ jest jednostkowym przedziałem czasowym, ograniczonym dwoma kolejnymi, tzw. wirtualnymi momentami czasowymi $t_{i,j}$ i $t_{i,j} + \varepsilon_{i,j}$. W danym idealnym przebiegu binarnym wszystkie czasowe przedziały jednostkowe są sobie równe, tj. $\varepsilon_{i,j} = \varepsilon_i$.

Uporządkowany zbiór wirtualnych momentów czasowych nazywa się siatką czasową T_i^* idealnego przebiegu binarnego.

$$T_i^* = \langle t_{i,j}^* \rangle = \langle t_{i,j} + j\varepsilon_i | j \in \{0, 1, 2, 3, \dots, p\} \rangle \quad (2-2)$$

¹⁾ Przebiegi idealne są oznaczane indeksem i , np. u_i , ε_i , t_i .



Rys. 2-4 Idealny przebieg binarny
 $t_{i,j}$ — momenty wirtualne, $t_{i,k}$ — momenty znamienne

Przebiegi binarne, którym można przypisać takie siatki, nazywa się binarnymi przebiegami synchronicznymi, natomiast nie posiadające siatek czasowych nazywa się binarnymi przebiegami asynchronicznymi.

Element jednostkowy o kolejnym numerze j może być w jednym z dwóch stanów znamiennej u_0 lub u_1 .

$$u_{i,j}(\epsilon_{i,j}) = u_{i,j}(t_{i,j}; t_{i,j+1}) = \begin{cases} u_{i,0} \\ u_{i,1} \end{cases} \quad (2-3)$$

Wirtualne momenty czasowe $t_{i,j}$, w których przebieg binarny zmienia swój stan znamiennej (tj. $u_{i,j-1} \neq u_{i,j}$), noszą nazwę momentów znamiennej (lub momentów charakterystycznych). Dla idealnych przebiegów binarnych momenty znamiennej (oznaczone $t_{i,k}$) występują wyłącznie w chwilach czasowych odpowiadających momentom wirtualnym, w sposób uzależniony od funkcji modulacji czasowej S , przyporządkowującej przedziałom czasowym występowanie określonych stanów znamiennej.

Uporządkowany zbiór idealnych momentów znamiennej oznaczono T_i

$$T_i = \langle t_{i,k} | k \in \{1, 2, 3, \dots, r\} \rangle \quad (2-4)$$

Idealny przebieg binarny $U_i(t)$ jest uporządkowanym ciągiem idealnych elementów jednostkowych

$$U_i(t) = \langle u_{i,j}(\epsilon_{i,j}) | j \in \{1, 2, 3, \dots, p\} \rangle \quad (2-5)$$

Szybkością modulacji idealnego przebiegu binarnego nazywa się wyrażenie

$$v_i = \frac{1}{\epsilon_i} \quad (2-6)$$

Z zależności tej wynika, że szybkość modulacji idealnego przebiegu binarnego określona jest liczbą elementów jednostkowych (ograniczonych momentami wirtualnymi) tego przebiegu, przypadających na jednostkę czasu. Jednostką szybkości

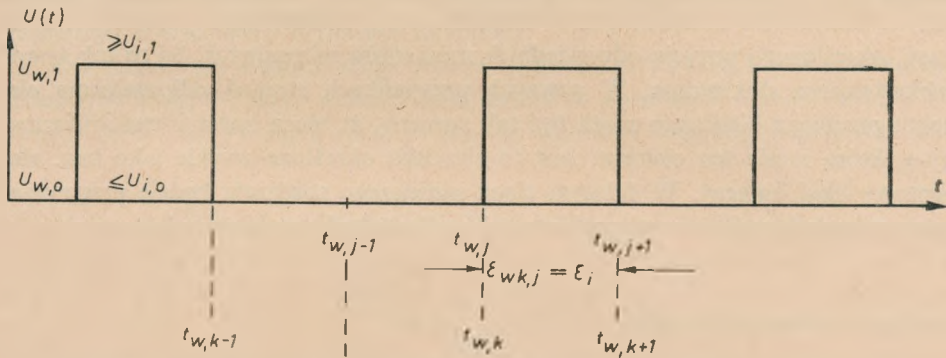
modulacji przebiegu binarnego, odpowiadającą jednemu elementowi przebiegu na jedną sekundę, jest bod (oznaczenie: Bd).

Idealne przebiegi binarne charakteryzują się więc następującymi właściwościami podstawowych parametrów elektrycznych:

- stałą wartością szybkości modulacji, równą idealnej szybkości modulacji $r_{i,j}$;
- stałą wartością stanów napięciowych, równą ich znamionowej wartości u_0 i u_1 ;
- natychmiastowym przejściem od jednego znamionowego stanu napięciowego do drugiego takiego stanu.

2.2.2 Przebiegi wzorcowe i odkształcone

Przyjęto, że wzorcowy przebieg binarny $u_w^{(1)}$ jest realizacją techniczną idealnego przebiegu binarnego. Wzorcowe przebiegi binarne (rys. 2-5) charakteryzują się następującymi właściwościami w zakresie podstawowych parametrów elektrycznych.



Rys. 2-5 Wzorcowy przebieg binarny
 $t_{w,j}$ — momenty wirtualne, $t_{w,k}$ — momenty znamienne

- Stać wartość szybkości modulacji r_w , różniącą się od idealnej szybkości modulacji r_i na tyle mało, że spełniony jest warunek

$$|T_{w,p} - T_{i,p}| \ll \epsilon_i \quad (2-7)$$

gdzie:

$$T_{w,p} = \sum_{j=1}^p \epsilon_{w,j} = p\epsilon_w$$

$$T_{i,p} = \sum_{j=1}^p \epsilon_{i,j} = p\epsilon_i \quad (2-8)$$

¹⁾ Przebiegi wzorcowe są oznaczone indeksem w , np. u_w , ϵ_w , t_w .

Przy spełnionym warunku (2-7), a szczególnie dla dużych wartości p , przedziały jednostkowe ε_i i ε_w mają praktycznie równy czas trwania. Także siatki czasowe $\mathbf{T}_i^* = \{t_{i,j}\}_{j \in N}$ i $\mathbf{T}_w^* = \{t_{w,j}\}_{j \in N}$ można uważać za przystające. Z powyższego względu zbiór wzorcowych momentów znamienych $\mathbf{T}_w = \{t_{w,k}\}_{k \in N}$ można przyjąć za przystający do zbioru idealnych momentów znamienych $\mathbf{T}_i = \{t_{i,k}\}_{k \in N}$.

b) Wartość stanów napięciowych określona jest następującymi nierównościami

$$u_{w,0} \leq u_{i,0} \quad u_{w,1} \geq u_{i,1} \quad (2-9)$$

c) Czas przejścia t_p od jednego stanu napięciowego do drugiego stanu ma wartość pomijalnie małą, taką że

$$t_p \ll \varepsilon_w \quad (2-10)$$

Właściwości rzeczywistych przebiegów binarnych mogą w znacznym stopniu odbiegać od właściwości przebiegów idealnych lub wzorcowych. Odształcenia przebiegu mogą być związane: ze zmianą szybkości modulacji, nieodpowiednią wartością lub niestałością stanów napięciowych oraz z przemieszczeniami rzeczywistych momentów znamienych w stosunku od ich właściwego położenia na osi czasu, określonego pozycją odpowiednich momentów wirtualnych. Są to tak zwane zniekształcenia elektryczne. W pewnych przypadkach stopień odształcenia elementu przebiegu binarnego może być tak znaczny, że ulega inwersji treść informacyjna, którą niesie ten element. Jest to zjawisko określone zwykle jako tzw. elementowy błąd binarny. W dalszym ciągu niniejszego rozdziału będzie przeprowadzony przegląd podstawowej problematyki odształceń przebiegów binarnych.

2.2.3. Zniekształcenia elektryczne

Zniekształcenia szybkości modulacji (zniekształcenia modulacyjne) są pojęciem względnym – odniesionym do nominalnej (wzorcowej lub idealnej) szybkości modulacji. Zniekształcenia te mogą dotyczyć stałego odchylenia rzeczywistej wartości szybkości modulacji od jej wartości nominalnej lub chwilowych (w funkcji czasu) odchyień¹⁾ od średniczasowej wartości rzeczywistej (lub nominalnej).

Wprowadza się następujące określenia przebiegów binarnych związane z rzeczywistą szybkością modulacji $v_z(t)$ tych przebiegów, odniesioną do nominalnej szybkości modulacji v_w synchronicznego wzorcowego przebiegu binarnego. Dla każdego t :

a) przebieg binarny nazwano izochronicznym, gdy

$$v_z(t) = v_w \quad (2-11)$$

b) przebieg binarny nazwano plezjochronicznym, gdy

¹⁾ Spowodowanych w praktyce niedoskonałością zestrojenia generatorów wzbudających oraz ich niestabilnością.

$$|v_z(t) - v_w| < q \quad (2-12)$$

gdzie q jest liczbą dowolnie małą.

c) przebieg binarny nazwano heterochronicznym, gdy

$$|v_z(t) - v_w| \geq q \quad (2-13)$$

d) przebieg binarny nazwano mezochronicznym, gdy

$$\overline{v_z(t)} = v_w \quad (2-14)$$

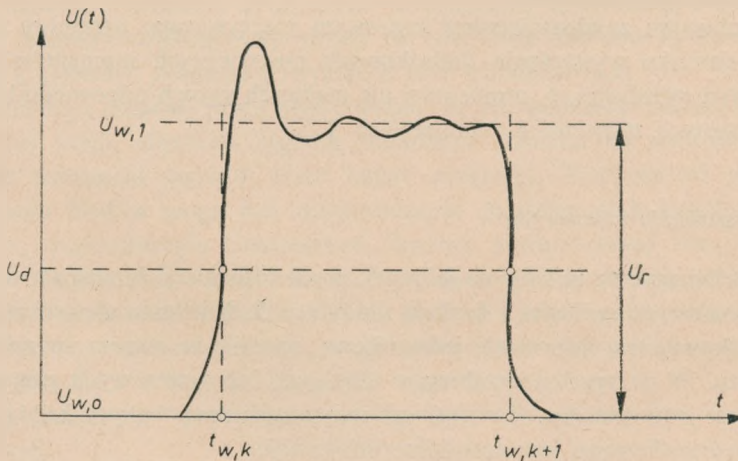
gdzie $\overline{v_z(t)}$ jest średnioczasową rzeczywistej wartości szybkości modulacji.

e) przebieg binarny nazwano homochronicznym, gdy (dla pewnych m i n)

$$m v_z(t) = n v_w \quad (2-15)$$

Ze względów oczywistych binarne przebiegi izochroniczne są przebiegami nie zniekształconymi pod względem szybkości modulacji. Przyjęto, że przebiegi plezjo-chroniczne i przebiegi mezochroniczne mają zniekształconą szybkość modulacji. Przebiegi heterochroniczne i przebiegi homochroniczne są jakościowo różne od przebiegu o wzorcowej szybkości modulacji.

Zniekształcenia napięciowych stanów znamiennych rzeczywistych przebiegów binarnych mogą dotyczyć wartości tych stanów w warunkach przejściowych i ustalonych (rys. 2-6). Przyjęto, że w przypadku przebiegów idealnych przejście od je-



Rys. 2-6 Zniekształcenia napięciowe

$U_{w,1}$, $U_{w,0}$ — stany znamienne, U_r — różnica znamienna, U_d — próg decyzyjny

dnego stanu napięciowego do drugiego odbywa się natychmiastowo, a w przypadku przebiegów wzorcowych — w czasie pomijalnie krótkim. W binarnych przebiegach rzeczywistych czas trwania procesu przejściowego t_p może wynosić określoną niepomijalną część czasu przedziału jednostkowego. Przyjmuje się w takim przypadku,

że moment znamieny występuje wtedy, gdy wartość napięcia przebiegu binarnego równa jest wartości tzw. progu decyzyjnego u_d , określonego następująco:

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{w,1} - u_{w,0}) = \frac{1}{2} u_r \quad (2-16)$$

gdzie $u_{w,1}$ i $u_{w,0}$ są wartościami nominalnymi napięć stanów znamienych, a u_r jest tzw. różnicą znamieną.

Krzywoliniowy przebieg napięcia w okresie przejściowym aproksymowany jest często linią prostą – idealny przebieg prostokątny przekształca się wtedy na przebieg trapezoidalny.

W okresie przejściowym między dwoma stanami znamiennymi przebieg napięcia może zmieniać się monotonicznie lub niekiedy w sposób nieregularny (występują tzw. „zwisy”, „podskoki”, „oscylacje” wartości napięcia).

Regularnym zniekształceniem czasowym rzeczywistego przebiegu binarnego nazwano zjawisko przemieszczeń rzeczywistych momentów znamienych t_z w tym przebiegu w stosunku do ich odpowiednich położeń w siatce rzeczywistych wzorcowych momentów znamienych T_w . Przemieszczenia te mogą być dwojakiego rodzaju: pierwsze, polegające na przyspieszeniu wystąpienia rzeczywistego momentu znamienego w stosunku do jego pozycji wzorcowej, oraz drugie, polegające na opóźnieniu tego wystąpienia.

Nieregularnym zniekształceniem czasowym rzeczywistego przebiegu binarnego nazwano zjawisko wystąpienia dodatkowych rzeczywistych momentów znamienych t'_z w tym przebiegu, tj. momentów nie mających swoich odpowiedników w siatce rzeczywistych momentów znamienych T_w .

2.2.4. Zniekształcenia informacyjne

Sygnaty binarne są nośnikiem jednostkowych informacji binarnych o uporządkowaniu czasowym zgodnym z funkcją modulacji S . Każdemu elementowi sygnału przyporządkowuje się informację jednostkową, zgodnie ze stanem znamiennym tego elementu. W przypadku przebiegów idealnych lub wzorcowych przyporządkowanie to jest jednoznaczne. Z wyjątkiem momentów znamienych każdy fragment elementu jednostkowego jest nośnikiem informacji.

Dla przebiegów binarnych, zniekształconych pod względem napięciowym lub czasowym, przyporządkowanie wzajemne informacji jednostkowej elementowi jednostkowemu nie jest jednoznaczne. Niezbędne jest zastosowanie określonej reguły decyzyjnej. Przyjęto, że wartość informacyjna s_j jednostkowego elementu sygnału jest zdeterminowana i skupiona w chwili czasowej $t_{w,j} + \frac{\epsilon_w}{2}$, zwanej dalej momentem informacyjnym $t_{0,j}$ tego elementu.

Strukturą informacyjną sygnału binarnego S nazwano ciąg kolejnych wartości informacyjnych sygnału.

$$S = \{s_j(t_j)\}_{j \in \mathbb{N}} \quad (2-17)$$

Binarne ciągi informacyjne, będące funkcją dyskretną czasu, wytwarzane są przez źródła binarne. Mając na względzie strukturę informacyjną przebiegów binarnych, wprowadzono następującą ich klasyfikację.

Struktury informacyjne dzielą się na: niezdeterminowane (przypadkowe), tj. nie mające algorytmu opisującego zasadę ich powstawania (sygnały o takich strukturach wytwarzane są przez źródła rzeczywiste, np. w transmisji danych) oraz na zdeterminowane, mające algorytm opisujący zasadę ich wytwarzania.

Struktury informacyjne niezdeterminowane dzielą się na: stacjonarne (o parametrach statystycznych niezależnych od czasu) oraz na niestacjonarne.

Struktury informacyjne zdeterminowane dzielą się na: okresowe¹⁾ (stosowane m.in. jako struktury przebiegów pomiarowych) oraz na nieokresowe.

Okresowe struktury informacyjne można podzielić na struktury proste (np. typów „1:1”, „2:2”, „1:2”, „1:6”, „2:3”, „3:4”) oraz struktury pseudoprzypadkowe (np. typów „SQ9”, CCITT „511”).

Należy zwrócić uwagę na istotny wpływ struktury informacyjnej pomiarowego przebiegu binarnego na wartość i charakter rozkładu błędów i zniekształceń czasowych w badanych kanałach dyskretnych. Uzależnienia te wynikają z cech „pamięciowych” kanałów telekomunikacyjnych (w tym także kanałów dyskretnych) oraz niekiedy z asymetrii binarnej powyższych cech pamięciowych.

W transmisji binarnej przez błąd rozumie się przypadkową zmianę wartości informacyjnej j -tego elementu sygnału binarnego. Zmiana tej wartości następuje w trakcie transmisji sygnału przez kanał dyskretny. Pierwotnymi przyczynami powstawania błędów mogą być zniekształcenia charakterystyk kanałów analogowych (np. zniekształcenia tłumieniowe, fazowe, opóźnieniowe) oraz właściwości modemów nadawczych i odbiorczych, w sytuacji gdy powodują krańcowo duże zniekształcenia czasowe. Ponadto krótkie przerwy i obniżenia poziomu transmisji oraz zakłócenia impulsowe i szумы mogą spowodować całkowitą inwersję wartości elementu lub kilku kolejnych elementów sygnału binarnego.

Miarą „błędności” przebiegu binarnego jest tzw. elementowa stopa błędów pierwotnych

$$S_{ebp} = \frac{L_B}{L_E} \quad (2-18)$$

¹⁾ Struktura okresowa przebiegu binarnego charakteryzuje się tym, że wartości informacyjne elementów sygnału powtarzają się z okresem p , tj.

$$s_{j+p} = s_j, \quad \text{gdzie } p = 2, 3, 4 \dots$$

Każdy okres zawiera więc p elementów przebiegu.

gdzie L_B – liczba elementów błędnych,

L_E – liczba elementów binarnych.

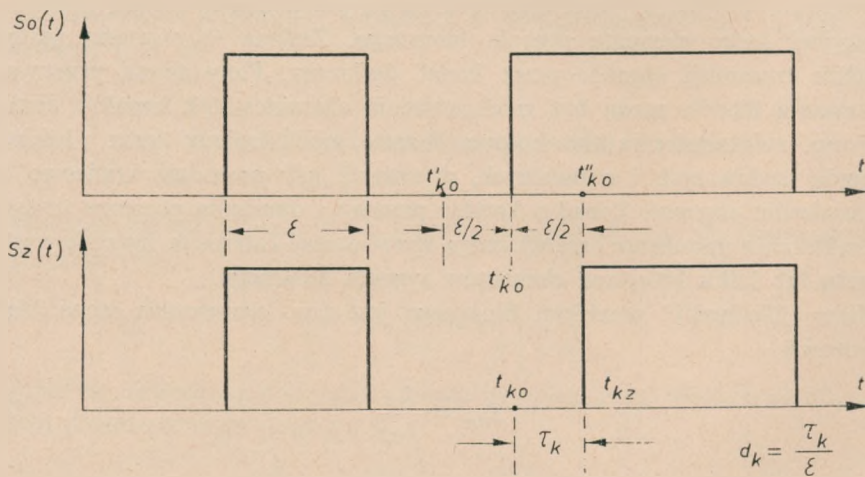
Wykrycie błędu zależy jest m.in. od przyjętego sposobu detekcji wartości informacyjnej elementu binarnego. W systemach teledacyjnych wykrywanie zmiany wartości informacyjnej elementu sygnału oparte jest na systemach kodowych lub systemach ze sprzężeniem zwrotnym.

W miernictwie telegraficznym i teledacyjnym stosowane są jako źródła przebiegów binarnych nadajniki pomiarowe, wytwarzające wzorcowe przebiegi binarne o zdeterminowanych strukturach informacyjnych (prosty lub pseudoprzypadkowy). W aparaturze pomiarowej do pomiarów błędów wzorzec struktury informacyjnej jest odtwarzany za pomocą odpowiednich źródeł wzorcowych przebiegów binarnych. Występujący na wyjściu badanego kanału dyskretnego zniekształcony przebieg binarny jest porównywany (element z odpowiednim elementem) z wzorcowym przebiegiem binarnym, wytwarzanym w aparaturze pomiarowej. Każda wykryta niezgodność wartości informacyjnej uznawana jest za błąd tzw. elementowy.

2.2.5. Elementarne zniekształcenia czasowe

Zniekształcenia elementarne określa się w warunkach pełnego synchronizmu i synfazowości binarnego przebiegu zniekształconego czasowo $S_z(t)$ względem wzorcowego przebiegu odniesienia $S_o(t)$.

Dla k -tego momentu znamionowego (rys. 2-7), odpowiadającego przebiegowi od-



Rys. 2-7 Odchylenie elementarne τ_k i zniekształcenie elementarne d_k

niesienia $S_o(t)$, tj. dla $t_{k,0} \in \mathbf{T}_o$, rozważa się przedział czasowy ograniczony momentami czasowymi

$$t'_{k,o} = t_{k,o} - \frac{\varepsilon}{2} \quad \text{i} \quad t''_{k,o} = t_{k,o} + \frac{\varepsilon}{2} \quad (2-19)$$

Odchyleniem elementarnym k -tego momentu znamionnego $t_{k,z} \in T_z$ w przedziale czasowym $(t'_{k,o}; t''_{k,o})$ nazywa się wyrażenie odniesione do czasów (pary) odpowiadających sobie momentów znamionnych $t_{k,z}$ i $t_{k,o}$, a mianowicie

$$\tau_k = t_{k,z} - t_{k,o} \quad (2-20)$$

Zniekształceniem elementarnym d_k nazywa się odchylenie elementarne τ_k odniesione do czasu trwania ε elementu jednostkowego przebiegu odniesienia $S_0(t)$.

$$d_k = \frac{\tau_k}{\varepsilon} \quad (2-21)$$

Wartość zniekształcenia elementarnego d_k jest ciągłą zmienną losową, określoną w następującej przestrzeni próbek

$$-0,5 \leq d_k < 0,5 \quad (2-22)$$

Biorąc pod uwagę q zniekształceń elementarnych i przyjmując, że zniekształcenia elementarne d_k przybierają wartości dyskretne d_i określone w przedziale (2-22) oraz że k_i oznacza empiryczny rozkład częstotliwości występowania zniekształcenia indywidualnego o wartości d_i w zbiorze złożonym z q zniekształceń elementarnych, można określić estymatory parametrów tego rozkładu.

W niniejszej pracy ograniczono się do dwóch typów estymatorów:

\bar{d} – wartości średniej,

d_p – wartości przeciętnej.

Wartości te są określone następująco

$$\bar{d} = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q d_i \cdot k_i \quad (2-23)$$

$$d_p = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q |d_i - \bar{d}| k_i \quad (2-24)$$

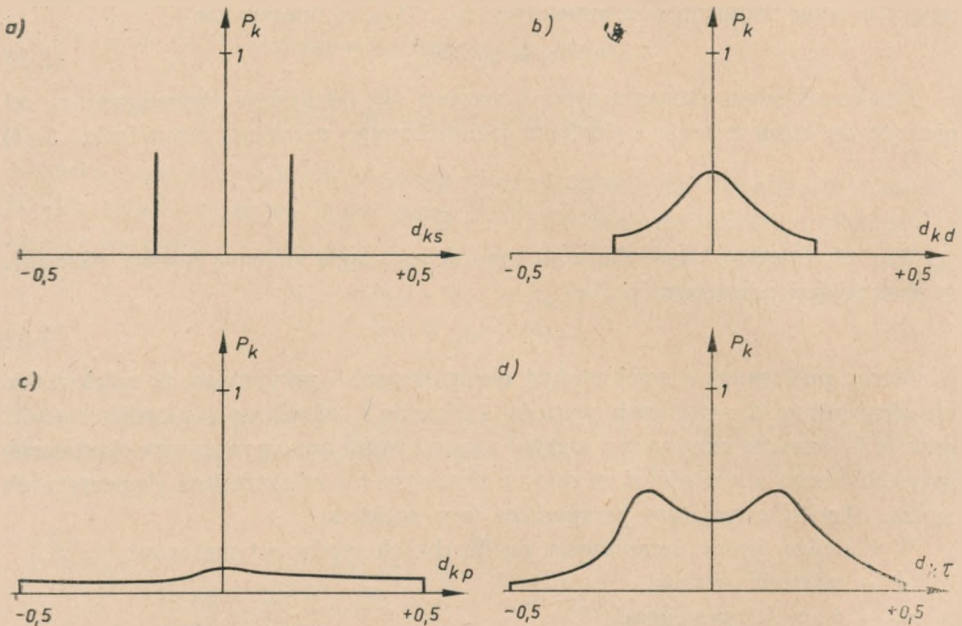
gdym $\bar{d} = 0$, to

$$d_{p,0} = \frac{1}{q} \sum_{i=1}^q |d_i| k_i \quad (2-25)$$

Wyróżnić można cztery następujące klasy rozkładów zniekształceń elementarnych [8]:

a) Zniekształcenia statyczne (zwane też jednostronnymi). Przyczyn powstawania tego rodzaju zniekształceń należy upatrywać w szczególnego rodzaju asymetrii elementów i układów wchodzących w skład kanału dyskretnego (szczególnie modemów). Asymetria ta dotyczy zazwyczaj wartości tzw. proggu decyzyjnego

U_d względem różnicy znamiennej U_r (wz. 2-16). W przypadku zniekształceń statycznych rozkład wartości zniekształceń ma charakter dyskretny – dwupunktowy (rys. 2-8a).



Rys. 2-8 Typy (przykłady) rozkładów zniekształceń elementarnych:

a) statyczne, b) dynamiczne, c) przypadkowe, d) łączne

- b) Zniekształcenia dynamiczne (zwane też właściwymi). Przyczyn powstawania tego rodzaju zniekształceń należy upatrywać w szczególnej właściwości kanału dyskretnego, którą można nazwać jego pamięcią. Charakter rozkładu jest silnie uzależniony od struktury informacyjnej przebiegu binarnego. Dla mniej złożonych struktur będzie to rozkład dyskretny – wielopunktowy. Dla struktur informacyjnych złożonych, zwłaszcza przypadkowych, rozkład przyjmuje charakter quasi-równomierny – obciążony (rys. 2-8c).
- c) Zniekształcenia przypadkowe. Przyczyn ich powstawania należy upatrywać głównie w występowaniu w kanale analogowym szumów, zakłóceń impulsowych i krótkich przerw transmisji. Rozkład wartości zniekształceń może w pewnych przypadkach być zbliżony do ciągłego rozkładu quasi-normalnego (rys. 2-8b).
- d) Zniekształcenia łączne (zwane też wypadkowymi). Zniekształcenia te są wypadkową zniekształceń statycznych, dynamicznych i przypadkowych o cechach zbliżonych do superpozycji tych zniekształceń. Należy zauważyć, że rozkład wartości zniekształceń może mieć charakter wielomodalny, a zwłaszcza dwumodalny, gdy

występują znaczne zniekształcenia statyczne oraz jednocześnie zniekształcenia dynamiczne o normalnym rozkładzie gęstości prawdopodobieństwa (rys. 2-8d).

2.3. Ogólne zagadnienia symulacji zniekształceń

Z przyczyn poprzednio wymienionych wytworzenie sygnału binarnego o kontrolowanym stopniu zniekształceń jest procesem dość złożonym. Odpowiedni wielofunkcyjny układ elektroniczny, wytwarzający takie zniekształcone przebiegi binarne, będziemy nazywać symulatorem zniekształceń przebiegów binarnych. Symulator powinien zapewnić realizację każdego rodzaju zniekształcenia (w zasadzie) o wartości dowolnie dobranej. Oznacza to możliwość wytwarzania stałonapięciowych synchronicznych przebiegów binarnych o praktycznie zerowych zniekształceniach. Zgodnie z przyjętym nazewnictwem będą to przebiegi wzorcowe.

Binarne przebiegi tego typu charakteryzować się będą wzorcową szybkością modulacji (2-12), wzorcowymi wartościami napięciowych stanów znamienych (2-1) oraz praktycznie prostokątnym kształtem impulsów (2-10). Struktura informacyjna przebiegu wzorcowego będzie miała charakter cykliczny (np. pseudoprzypadkowy). Przebieg wzorcowy jest z natury przebiegiem nie zniekształconym i bezbłędnym.

Zniekształcenia amplitudowe przebiegów binarnych mogą dotyczyć zmiany (ciągłej) wartości bezwzględnych obu stanów znamienych, co w przypadku nierównomiernej zmiany tych amplitud będzie powodować zmianę wartości różnicy znamiennej (2-16).

Zniekształcenia modulacyjne przebiegów binarnych związane są ze zmianą (ciągłą) szybkości modulacji od stanu izochronizmu (2-11) przez plezjochronizm (2-12) aż do heterochronizmu (2-13).

Symulacja zniekształceń czasowych jest realizowana na poziomie zniekształceń elementarnych (2-21), które mogą przyjmować wartości dyskretne. Binarny przebieg zniekształcony czasowo może być scharakteryzowany przez ustaloną wartość średnią zniekształceń (2-23), a także przez ustaloną wartość przeciętną zniekształceń (2-24). Powyższe parametry są pierwszymi momentami rozkładu częstości występowania zniekształceń elementarnych. W wielu przypadkach konieczne będzie ustalenie wartości (dyskretnych) maksymalnych zniekształceń elementarnych oraz symulowanie charakteru rozkładu częstości występowania zniekształceń elementarnych, a także symulowanie rozkładu tych zniekształceń w funkcji czasu. Problemy jednoparametrowej symulacji zniekształceń czasowych są bliżej omówione w rozdziale trzecim.

Symulacja błędów binarnych jest realizowana na poziomie przebiegów jednoelementowych (2-3). Wprowadzając inwersję wartości informacyjnej przebiegu jednoelementowego można kształtować wartość elementowej stopy błędów (2-18). Oddziałując na grupowanie się w funkcji czasu błędnych elementów binarnych

w tzw. „paczki błędów”, można wpływać na wartość innych parametrów, charakteryzujących błędy w transmisji danych, np. na tzw. blokową stopę błędów.

Zagadnienia wieloparametrowej symulacji zniekształceń czasowych są przedmiotem rozważań ujętych w rozdziale czwartym.

3. PODSTAWOWE UKŁADY SYMULATORÓW ZNIEKSZTAŁCEŃ CZASOWYCH

3.1. Zagadnienia ogólne

W rozdziale niniejszym rozważone są metody symulacji zniekształceń czasowych przebiegów binarnych [9]. Pozostałe parametry tych przebiegów mają charakter wzorcowy. Dotyczy to między innymi szybkości modulacji i kształtu impulsów binarnych, a także w zasadzie najprostszej struktury informacyjnej typu 1:1.

Jak wiadomo, kanały binarne mogą wprowadzać zniekształcenia czasowe kilku rodzajów, a mianowicie zniekształcenia: jednostronne (statyczne) i właściwe (dynamiczne). Mają one charakter zdeterminowany, uzależniony od właściwości modemów oraz od właściwości pamięciowych analogowego kanału telekomunikacyjnego. Charakter zdeterminowany zniekształceń czasowych ma miejsce, gdy struktura informacyjna przesyłanego przez kanał sygnału binarnego jest także zdeterminowana. Składowa przypadkowa zniekształceń czasowych pojawia się wtedy, gdy struktura informacyjna przesyłanego przebiegu binarnego ma charakter przypadkowy (transmisja informacji) albo gdy w kanale binarnym występują procesy przypadkowe (np. krótkie przerwy transmisji, zakłócenia impulsowe). Ogólnie rzecz biorąc, można symulować niezależnie lub łącznie zniekształcenia czasowe o charakterze zdeterminowanym i przypadkowym. W rozdziale niniejszym ograniczono się wyłącznie do symulacji zniekształceń o charakterze zdeterminowanym. Ograniczenie to nie jest jednak bardzo istotne, gdyż sposób symulacji zdeterminowanych zniekształceń czasowych pozwala na dostatecznie dobre aproksymowanie również charakteru rozkładu statystycznego zniekształceń przypadkowych.

Nie bez znaczenia jest także fakt, że symulowane zniekształcenia czasowe o ściśle zdeterminowanych właściwościach mają służyć do testowania poprawności wskazań różnego rodzaju mierników zniekształceń. Mogą to być przyrządy wskazujące wartości maksymalne lub wartości przeciętne zniekształceń czasowych oraz analizatory rozkładu wartości zniekształceń.

Zdeterminowane zniekształcenia czasowe można scharakteryzować częstością występowania zniekształceń o określonych wartościach oraz uporządkowaniem w czasie zniekształconych momentów charakterystycznych. Z punktu widzenia tych dwóch ogólnych właściwości można utworzyć nieskończoną liczbę przebiegów bi-

narnych, różniących się od siebie charakterem zniekształceń. Ze względów praktycznych ograniczono się do kilku typów przebiegów zniekształconych. W zakresie rozkładu częstości wybrano „rozkład dwupunktowy” (odpowiednik zniekształceń jednostronnych — rys. 2-8a) oraz „rozkłady równomierny i quasi-normalny” (odpowiedniki zniekształceń właściwych i przypadkowych — rys. 2-8b i c). W zakresie uporządkowania w czasie zniekształceń indywidualnych przyjęto dwa skrajne przypadki. Pierwszy, w którym zniekształcenia dodatnie i ujemne występują na przemian, co oznacza, że krótkookresowa (dla dwóch kolejnych momentów znamienych) wartość średnia zniekształceń czasowych (2-23) jest równa lub bliska zeru. Drugi, w którym zniekształcenia czasowe o tym samym znaku (dodatnim lub ujemnym) występują obok siebie, co oznacza, że krótkookresowa (co najmniej dla kilku kolejnych momentów znamienych) wartość średnia znacznie różni się od zera.

W rzeczywistych zniekształconych przebiegach binarnych indywidualne zniekształcenia czasowe mogą przyjmować w sposób ciągły dowolną wartość w granicach od -50% do $+50\%$. Ze względu na zdeterminowany charakter symulowanych zniekształceń czasowych zniekształcenia indywidualne mogą przyjmować wartość dyskretną w powyższym przedziale. Wybór liczby wartości dyskretnych zniekształceń czasowych jest dyktowany kompromisem pomiędzy stopniem komplikacji układu symulującego a dokładnością aproksymacji charakteru zniekształceń czasowych. W rozpatrywanych w niniejszym rozdziale przypadkach symulacji zniekształceń założono, że rozkłady częstości zniekształceń mają charakter symetryczny. Oznacza to, że długookresowa wartość średnia zniekształceń jest równa zeru. Zasadność tego założenia będzie wyjaśniona przy omawianiu zniekształceń o dwupunktowym rozkładzie częstości.

Przyjęto, że podstawowym parametrem, charakteryzującym zniekształcenia czasowe, jest wartość przeciętna zniekształceń (2-24). W przypadku zniekształceń o rozkładzie dwupunktowym wartość przeciętna pokrywa się z wartością ekstremalną tych zniekształceń. W rozkładzie równomiernym wartość przeciętna jest zależna od przyjętych wartości maksymalnej i minimalnej zniekształceń indywidualnych. W rozkładzie quasi-normalnym wybór wartości przeciętnej jest uzależniony od przyjętego stopnia dyskretyzacji wartości zniekształceń indywidualnych.

Przyjęte założenie o zdeterminowanym charakterze zniekształceń czasowych oznacza, że zniekształcenia indywidualne poszczególnych momentów znamienych powtarzają się cyklicznie. Długość jednego cyklu określona jest liczbą momentów znamienych¹⁾ wchodzących w skład tego cyklu. Na ogół lepszą symulację zniekształceń czasowych można osiągnąć wydłużając powyższy cykl. Ze względów praktycznych konieczny jest kompromis pomiędzy doborem długości cyklu a stopniem komplikacji układów symulacyjnych.

¹⁾ W przypadku zdeterminowanych informacyjnie przebiegów binarnych długość cyklu można określić także liczbą elementów binarnych.

Przykłady rozwiązania powyższych zagadnień są przedstawione przy omawianiu zasad konstrukcji układów służących do symulacji rozkładów dwupunktowego, równomiernego i quasi-normalnego.

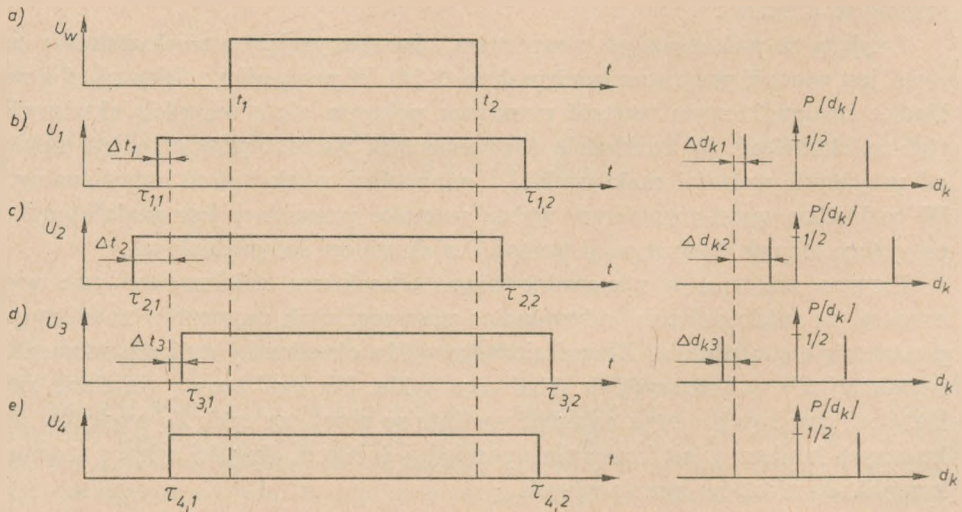
Ponadto będzie przedstawiona koncepcja układu symulacji zniekształceń czasowych o dowolnie ustalonym rozkładzie częstości tych zniekształceń.

3.2. Symulacja zniekształceń o dwupunktowym rozkładzie częstości występowania zniekształceń indywidualnych

3.2.1. Założenia

Zniekształcenia statyczne, zwane też jednostronnymi, polegają na tym, że wszystkie zbocza jednego rodzaju (np. narastające) synchronicznego przebiegu binarnego są przyspieszane (opóźniane) o pewną stałą wartość $\Delta\tau_k^+$ ($\Delta\tau_k^-$), a wszystkie zbocza drugiego rodzaju (np. opadające) są opóźniane (przyspieszane) o stałą wartość $\Delta\tau_k^-$ ($\Delta\tau_k^+$). W ogólnym przypadku $\Delta\tau_k^+ \neq \Delta\tau_k^-$. Zniekształcenia te mogą być przedstawione przez dwupunktowy rozkład częstości występowania zniekształceń indywidualnych.

Przebiegi o różnych zniekształceniach jednostronnych i odpowiadające im rozkłady częstości występowania zniekształceń przedstawia rys. 3-1 b, c, d, e. Dla przebiegu U_1 z tego rysunku $\Delta\tau_1^+ = 30\% \varepsilon$; $\Delta\tau_1^- = 20\% \varepsilon$; dla przebiegu U_2 : $\Delta\tau_2^+ = 40\% \varepsilon$, $\Delta\tau_2^- = 10\% \varepsilon$; dla przebiegu U_3 : $\Delta\tau_3^+ = 20\% \varepsilon$; $\Delta\tau_3^- = 30\% \varepsilon$ i dla przebie-



Rys. 3-1 Zniekształcenia jednostronne:

a) fragment przebiegu wzorcowego, b) c) d), e) — fragmenty przebiegów o różnych zniekształceniach jednostronnych i odpowiadające im rozkłady częstości zniekształceń indywidualnych

gu U_4 : $\Delta\tau_4^+ = \Delta\tau_4^- = 25\% \epsilon$ (ϵ jest czasem trwania elementu jednostkowego przebiegu wzorcowego). Wartości średnie zniekształceń tych przebiegów wynoszą odpowiednio:

$$\bar{d}_1 = +5\%, \quad \bar{d}_2 = +15\%, \quad \bar{d}_3 = -5\%, \quad \bar{d}_4 = 0$$

Łatwo zauważyć, że przebiegi pokazane na rys. 3-1 mają identyczny kształt, to znaczy, że zachowane są stałe odległości między odpowiednimi momentami znamionnymi. Przebiegi te są względem siebie przesunięte w czasie.

Jeżeli przesuniemy wszystkie momenty znamienne tych przebiegów wzdłuż osi czasu o odpowiednie wartości $\Delta\tau = \bar{d}\epsilon$, to będą one identyczne z przebiegiem U_4 , a ich rozkłady częstości występowania zniekształceń indywidualnych będą identyczne z rozkładem przebiegu U_4 . Przesuwanie przebiegów binarnych na osi czasu może być utożsamiane ze zmianą średniej wartości czasu propagacji tego przebiegu przez kanał dyskretny i nie zależy od właściwości zniekształceniowych tego kanału. Wszystkie przebiegi o zniekształceniach jednostronnych takich, że $\Delta\tau_k^+ + \Delta\tau_k^- = \Delta\tau$, mogą być zatem pod względem zniekształceń reprezentowane przez przebieg o zniekształceniach jednostronnych takich, że $\Delta\tau^+ = \Delta\tau^- = 1/2\Delta\tau$ i o średniej wartości zniekształceń równej zero. Powyższe stwierdzenie znacznie upraszcza zagadnienie symulacji zniekształceń o dwupunktowym rozkładzie częstości ich występowania.

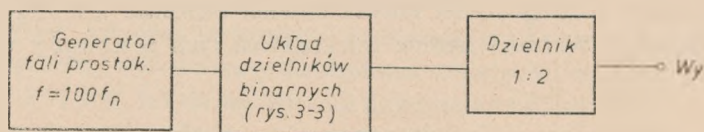
Układ symulatora został zbudowany na podstawie następujących założeń:

- a) Przebiegi generowane przez układ powinny charakteryzować się zniekształczeniami indywidualnymi o wartościach na przemian dodatnich i ujemnych. Wartości tych zniekształceń mogą być ustalone w granicach od 0 do 49%¹⁾, przykładowo co 1%.
- b) Narastające zbocza przebiegu są opóźniane w stosunku do odpowiedniego zbocza przebiegu wzorcowego o wartość 2, 4, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20%, a zbocza opadające są przyspieszone o wartość 0, 20, 40, 60, 80%, co zgodnie z tym co wyżej stwierdzono odpowiada zniekształceniom indywidualnym o wartości w granicach 0–49%, nastawianej co 1%. Taki sposób ustalania zniekształceń indywidualnych przyjęto ze względu na ułatwienie technicznej realizacji układu symulatora.

3.2.2. Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń o dwupunktowym rozkładzie częstości

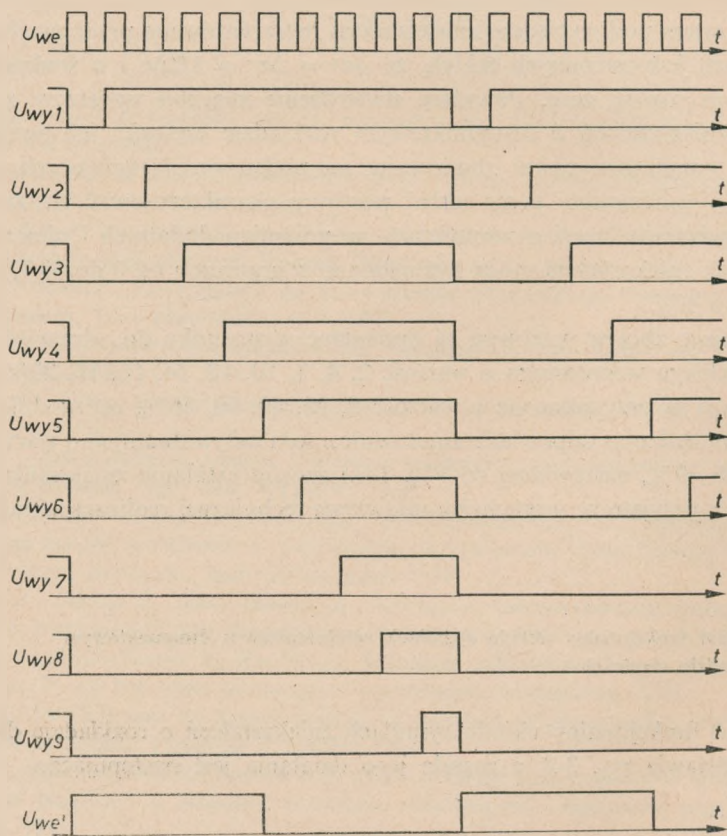
Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń o rozkładzie dwupunktowym przedstawia rys. 3-2, a zasada jego działania jest następująca.

¹⁾ Pominięto wartość 50% zniekształceń, gdyż dla pewnych struktur informacyjnych taka wartość zniekształceń może powodować zanik niektórych par momentów znamionnych.

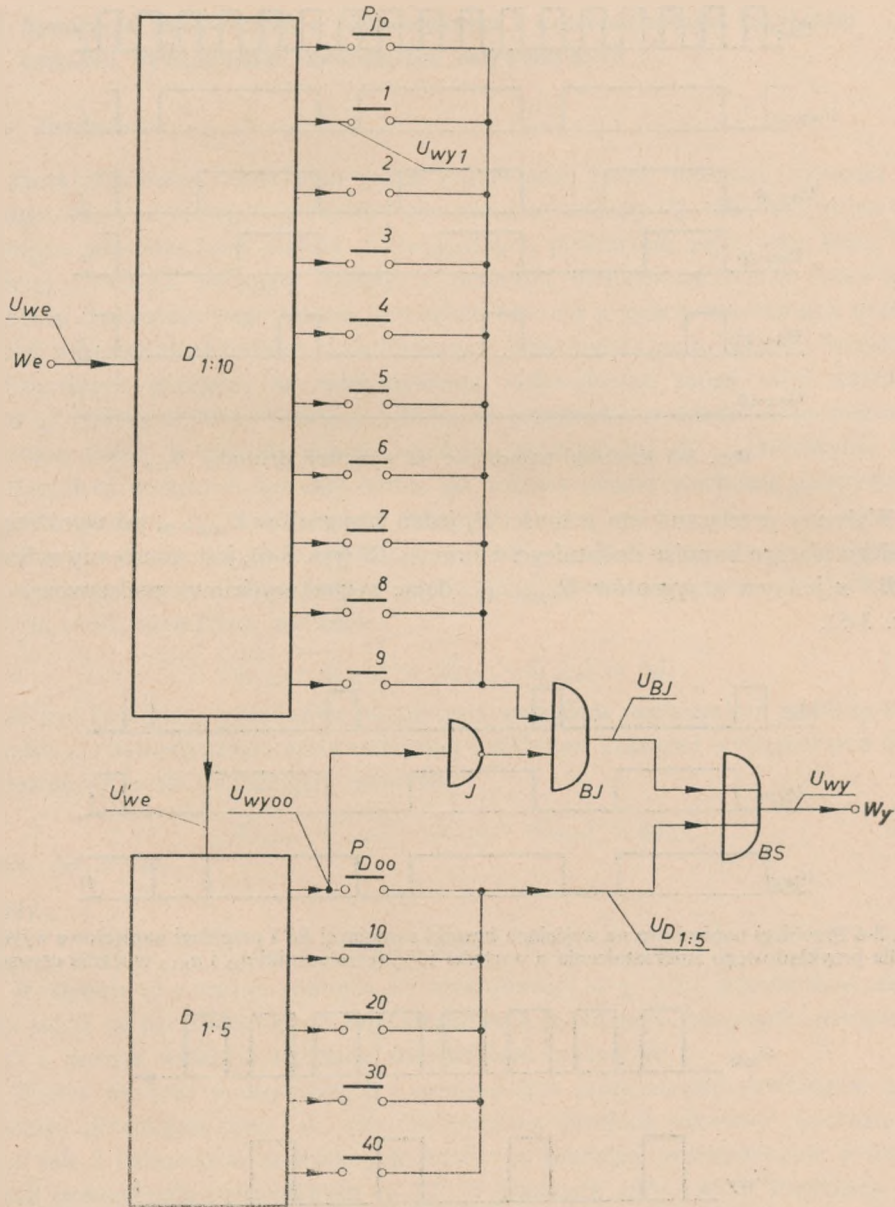


Rys. 3-2 Schemat funkcjonalny symulatora przebiegów binarnych o dwupunktowym rozkładzie częstości występowania zniekształceń indywidualnych

Sygnal binarny z generatora fali prostokątnej o częstotliwości $100 f_n$ (gdzie f_n jest częstotliwością nominalną sygnału wyjściowego) podany jest na wejściu dzielnika 1:10 ($D_{1:10}$) na rys. 3-4, z którego wyprowadzone jest dziesięć równoległych wyjść. Napięcia na nich przedstawia rys. 3-3. Wyjścia te połączone są z przełącznikami „jedności” P_j , które umożliwiają nastawianie cyfry jednościżądanego zniekształcenia przebiegu binarnego. Jedenaste wyjście dzielnika $D_{1:10}$ połączone jest z wejściem dzielnika „1:5”, z którego wyprowadzane jest pięć równoległych wyjść. Napięcia

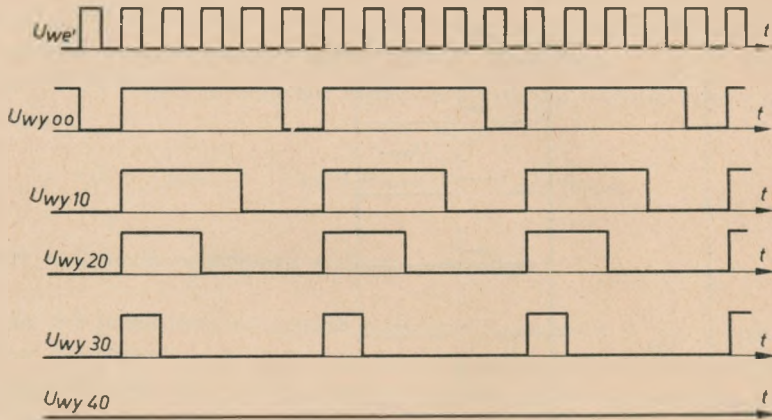


Rys. 3-3 Przebiegi napięciowe na wyjściach dzielnika $D_{1:10}$



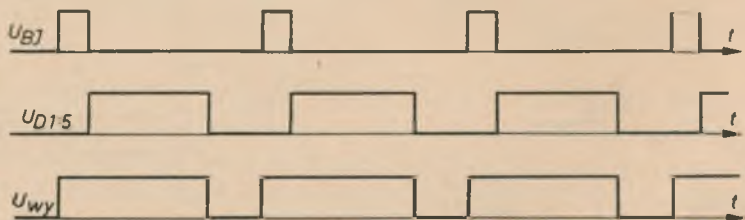
Rys. 3-4 Układ dzielników binarnych UDB

na nich przedstawia rys. 3-5. Wyjścia te połączone są z przełącznikami „dziesiątek” P_d , które umożliwiają nastawienie cyfry dziesiątek (od 0 do 4) żadanego zniekształcenia przebiegu binarnego.

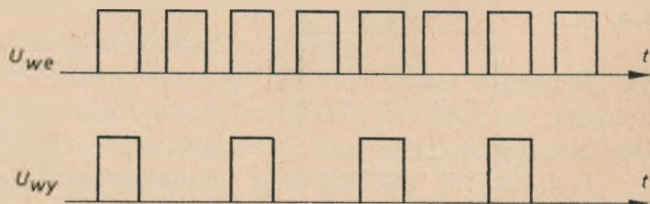


Rys. 3-5 Przebiegi napięciowe na wyjściach dzielnika $D_{1:5}$

Wybrany przełącznikiem jedności P_j jeden z sygnałów U_{wy1-9} , po wyróżnieniu każdego piątego impulsu dodatniego w bramce BJ (rys. 3-6), jest sumowany w bramce BS z jednym z sygnałów $U_{wy00-40}$, dając sygnał wyjściowy podstawowy U_{wy} (rys. 3-6).



Rys. 3-6 Przebiegi napięciowe na wejściach bramki sumującej BS i przebiegi napięciowe wyjściowe dla przykładowego zniekształcenia o wartości 13% (przełączniki p_{j5} i p_{D10} w stanie czynnym)



Rys. 3-7 Przebiegi zniekształcone na wejściu i wyjściu dzielnika $D_{1:5}$

Sygnal ten podany jest dalej na wejście dzielnika binarnego „1:2” (przerzutnik typu T) i na układy kombinacyjne, które wyróżniają co drugi impuls, dając wyjściowy przebieg o zniekształceniu nastawionym w granicach od 0–49% co 1% (rys. 3-7).

3.3. Symulacja zniekształceń o równomiernym i quasi-normalnym rozkładzie częstości występowania zniekształceń indywidualnych

3.3.1. Założenia

Zniekształceniom właściwym mogą odpowiadać różne rozkłady częstości ich występowania, a szczególnie rozkład równomierny obciążony (tj. taki, w którym występujące wartości zniekształceń indywidualnych powtarzają się z taką samą częstością) i rozkład normalny obciążony. Z przyczyn wymienionych przy omawianiu rozkładu dwupunktowego słuszne jest także obecnie przyjęcie założenia o dyskretyzacji wartości zniekształceń czasowych tych przebiegów (patrz 3.1). Ze względów realizacyjnych przyjęto, że zniekształcenia indywidualne mogą mieć wartości: $\pm 10\%$, $\pm 20\%$, $\pm 30\%$, $\pm 40\%$ i $\pm 50\%$. W przypadku rozkładu równomiernego założono także, że różnica między wartością maksymalną d_{max}^+ i minimalną d_{min}^+ zniekształceń dodatnich jest taka sama, jak różnica między wartością maksymalną d_{min}^- i minimalną d_{max}^- zniekształceń ujemnych.

Pozwala to na przyjęcie założenia, że przebieg zniekształcony z indeksem k o niesymetrycznym równomiernym rozkładzie częstości występowania zniekształceń ($d_k \neq 0$), spełniający warunek:

$$(d_{k\max}^- - d_{k\min}^-) = (d_{k\max}^+ - d_{k\min}^+) = \Delta d_k \quad (3-1)$$

może być zastąpiony przez równoważny pod względem zniekształceń przebieg z indeksem j o symetrycznym równomiernym rozkładzie częstości występowania zniekształceń ($d_j = 0$) i spełniający warunek:

$$(d_{j\max}^- - d_{j\min}^-) = (d_{j\max}^+ - d_{j\min}^+) = \Delta d_j \quad (3-2)$$

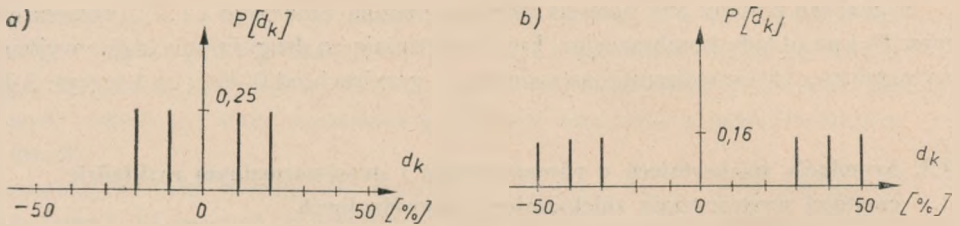
oraz $\Delta d_j = \Delta d_k$

wtedy

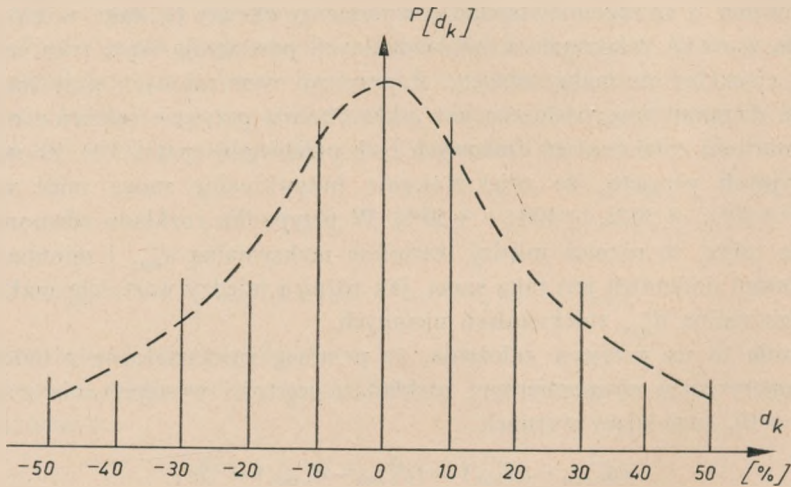
$$d_{j\min}^+ = d_{j\min}^-; \quad \text{oraz} \quad d_{j\max}^+ = d_{j\max}^- \quad (3-3)$$

Występuje tu wyraźna analogia do omówionego w p. 3.2.1 przesunięcia względem siebie na osi czasu dwóch zniekształconych przebiegów binarnych, równoważnych z punktu widzenia rozkładu zniekształceń czasowych.

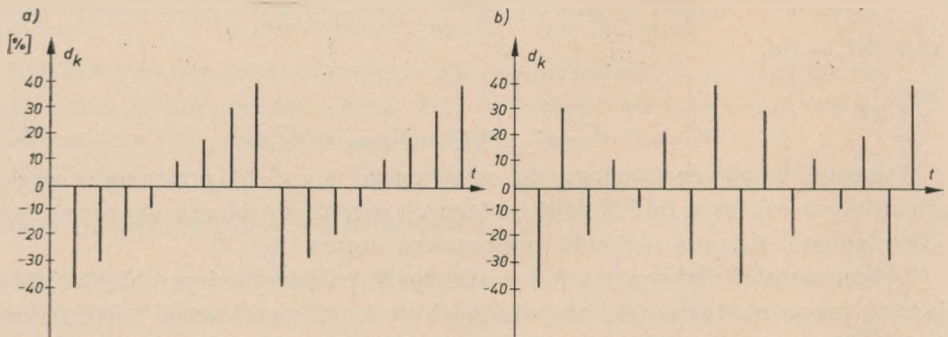
Wybór wartości maksymalnych i minimalnych zniekształceń przebiegów przykładowo przeprowadzono tak, aby dla możliwie krótkich sekwencji zniekształceń (4, 6 lub 8 momentów znamiennych) otrzymać przebiegi zniekształcone o wartościach przeciętnych nastawianych co 5% w granicach $10\% \div 45\%$. Przykłady rozkładów częstości występowania zniekształceń przedstawia rys. 3-8.



Rys. 3-8 Równomierne rozkłady częstości występowania zniekształceń indywidualnych o wartościach przeciętnych: a – 15%, b – 40%



Rys. 3-9 Quasi-normalny rozkład częstości występowania zniekształceń indywidualnych o wartości przeciętnej zniekształceń 24½%. Linia przerywaną zaznaczono aproksymowany obcięty rozkład normalny



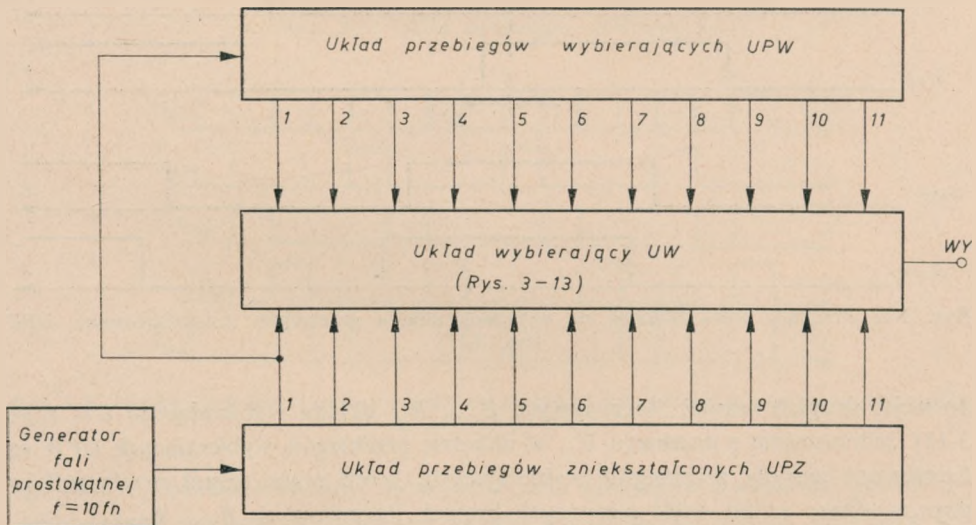
Rys. 3-10 Uporządkowanie w czasie zniekształceń indywidualnych: a – ciągle, b – skokowe. W obu przypadkach długookresowa wartość średnia zniekształceń indywidualnych wynosi zero, a wartość przeciętna 25%

W przypadku rozkładu quasi-normalnego otrzymano tylko jedną wartość przeciętną $d_p = 24\frac{1}{6}\%$, która wynika z przyjętej przykładowo dyskretyzacji wartości zniekształceń i przyjętego sposobu aproksymacji rozkładu normalnego (rys. 3-9). Długość sekwencji zniekształceń wynosi 48 momentów znamiennych.

Uporządkowanie w czasie zniekształceń indywidualnych dla przebiegów o rozkładzie równomiernym może być dwojaki: „ciągłe”, tj. takie, w którym krótkookresowa wartość średnia znacznie różni się od zera (rys. 3-10a) i „skokowe”, tj. takie, w którym krótkookresowa wartość średnia jest bliska zeru (rys. 3-10b). Dla przebiegu o rozkładzie quasi-normalnym przyjęto jako prostsze w realizacji układowej „ciągłe” uporządkowanie w czasie zniekształceń indywidualnych.

3.3.2. Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń o rozkładzie równomiernym i quasi-normalnym

Ze względu na podobną zasadę syntetyzowania przebiegów zniekształconych o równomiernym i quasi-normalnym rozkładzie zniekształceń schemat funkcjonalny obu układów przedstawiono na jednym rysunku 3-11.

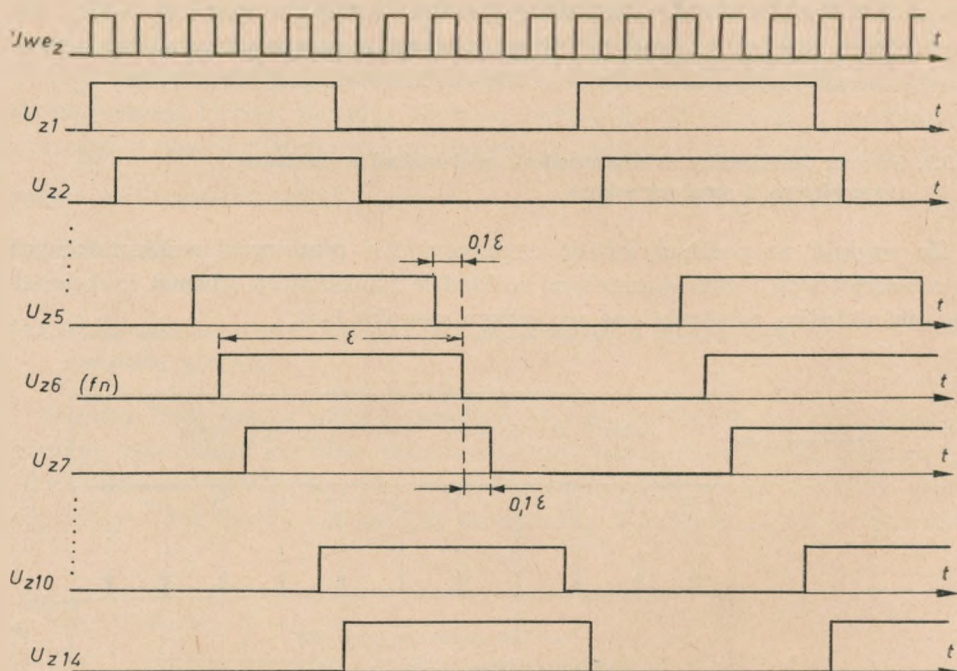


Rys. 3-11 Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń czasowych o rozkładach równomiernym i quasi-normalnym

Sposób działania tego układu jest następujący:

Generator fali prostokątnej o częstotliwości $10f_n$ (gdzie f_n jest nominalną częstotliwością przebiegu wyjściowego) zasila układ przebiegów zniekształconych UPZ. Jest on zbudowany z dzielnika binarnego o stosunku podziału 1:10, który wytwa

rze przebieg przyspieszony w stosunku do przebiegu nie zniekształconego o czas równy $50\% \varepsilon$. Przebieg ten jest kolejno opóźniany o czas równy $\frac{1}{10} \varepsilon$ w łańcuchu dziesięciu przerzutników typu *D*. Na ich wyjściach powstają przebiegi U_{z1} do U_{z11} , odpowiadające zniekształceniom procentowym momentów znamiennych o wartościach 50, 40, 30, 20, 10, 0, -10, -20, -30, -40, -50% (rys. 3-12). Są one doprowadzone

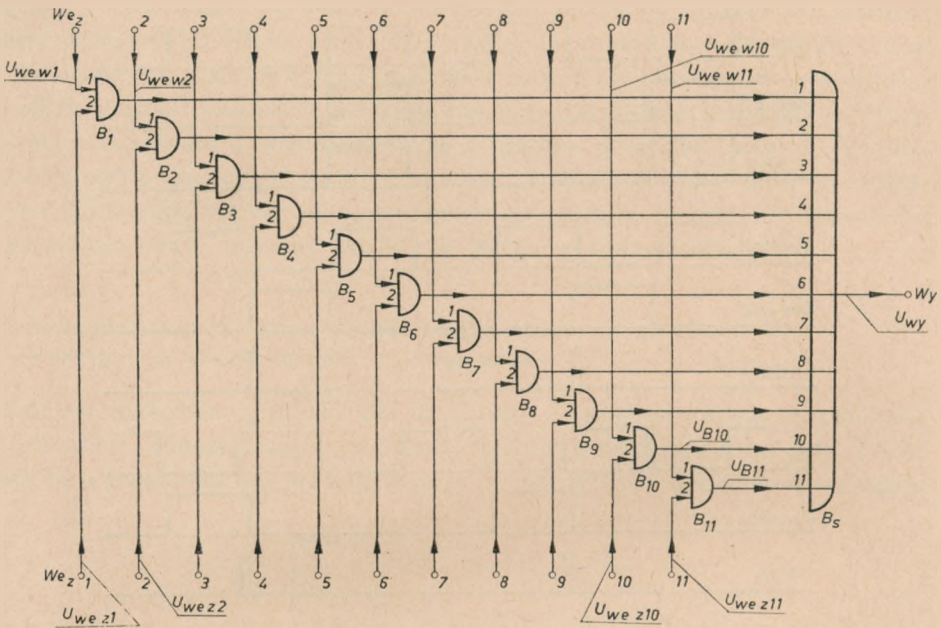
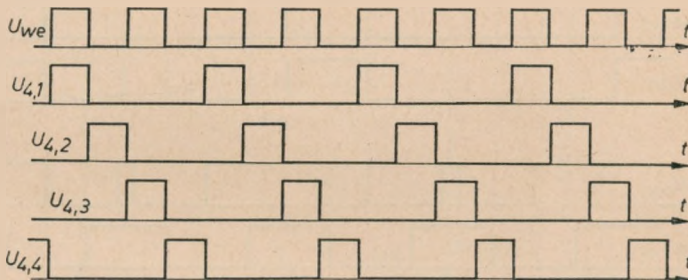


Rys. 3-12 Przebiegi zniekształcone na wyjściach układu przebiegów zniekształconych UPZ (rys. 3-11)

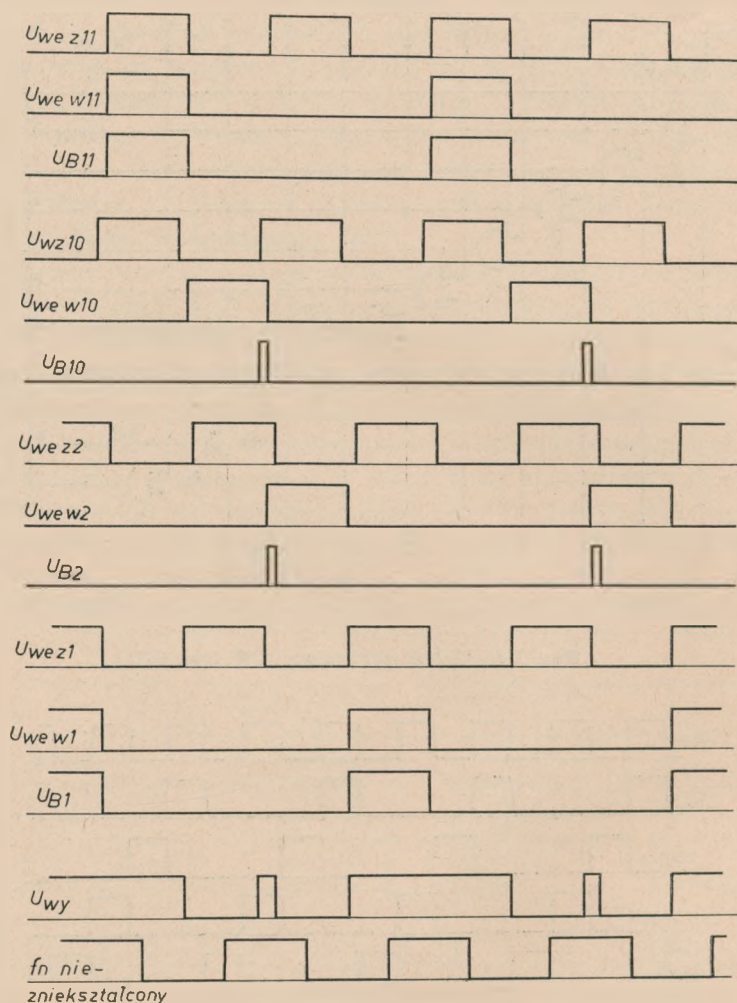
do wejść drugich bramek iloczynowych $B_1 \dots B_{11}$ układu wybierającego UW (rys. 3-13). Jednocześnie z przebiegu U_{z1} w układzie przebiegów wybierających UPW są formowane zespoły przebiegów wybierających, które przez zespół przełączników doprowadzane są do wejść pierwszych bramek iloczynowych $B_1 \dots B_{11}$.

Zespoły przebiegów wybierających tworzone są w dzielnikach częstotliwości i składają się z 4, 6, 8 lub 10 binarnych przebiegów okresowych (zespół czterech przebiegów okresowych jest przedstawiony przykładowo na rys. 3-14) o okresach odpowiednio 4, 6, 8 i 48 momentów znamiennych.

Za pomocą przełączników oznaczonych wartościami przeciętnymi zniekształceń oraz symbolicznie „skokowy” i „ciągły” (te dwa ostatnie oznaczają wybór uporządkowania w czasie zniekształceń indywidualnych – zgodnie z rys. 3-10) lub prze-

Rys. 3-13 Układ wybierający UW (rys. 3-11)Rys. 3-14 Przykładowe przebiegi wybierające dla rozkładu równomiernego, otrzymywane z układu UPW (rys. 3-11)

Łącznikiem „rozkład normalny” łączy się wyjścia dzielników z wejściami pierwszymi odpowiednich bramek iloczynowych układu wybierającego. Impuls przebiegu wybierającego odpowiada określonemu momentowi znamionemu przebiegu wyjściowego i powoduje przyporządkowanie temu momentowi odpowiedniej wartości zniekształcenia, tj. wybranie fragmentu jednego z przebiegów zniekształconych. Fragmenty te są sumowane w bramce sumacyjnej BS , dając wyjściowy przebieg zniekształcony o zaprogramowanych przełącznikach zniekształceń, a proces wybierania i sumowania przebiegów w układzie wybierającym przedstawia rys. 3-15.



Rys. 3-15 Przebiegi napięciowe w układzie wybierającym UW (rys. 3-11)

3.4. Symulacja zniekształceń o dowolnych rozkładach częstości występowania zniekształceń indywidualnych

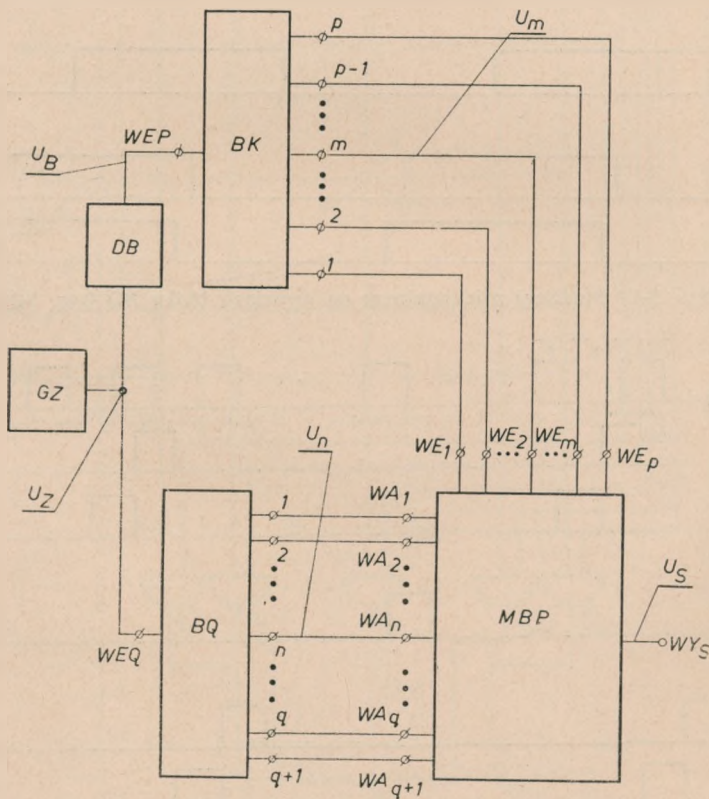
3.4.1. Założenia

Omówione w p. 3.2 i 3.3 układy i sposoby symulacji zniekształceń dotyczą wąskiej klasy przebiegów zniekształconych, ograniczonych zarówno co do wyboru rozkładów częstości występowania zniekształceń indywidualnych, jak też co do ich porządkowania w czasie. Poniżej omówiony zostanie układ [11], pozwalający na

symulację zniekształceń o dowolnie nastawianych, dyskretnych rozkładach częstości występowania zniekształceń i o dowolnie nastawianym ich uporządkowaniu w czasie. Jedynymi parametrami ograniczającymi tę dowolność jest stopień dyskretyzacji Δd_k (skok wartości możliwych zniekształceń indywidualnych) i długość sekwencji czasowej zniekształceń p (p oznacza liczbę momentów znamionowych, których zniekształcenia powtarzają się okresowo, tj. $d_k = d_{k+p}$). Wartości ekstremalne tych parametrów ograniczają względy ekonomiczne (koszty realizacyjne układu) i techniczno-konstrukcyjne (duże wymiary układu, co będzie wyjaśnione dalej).

3.4.2. Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń o dowolnym rozkładzie częstości ich występowania

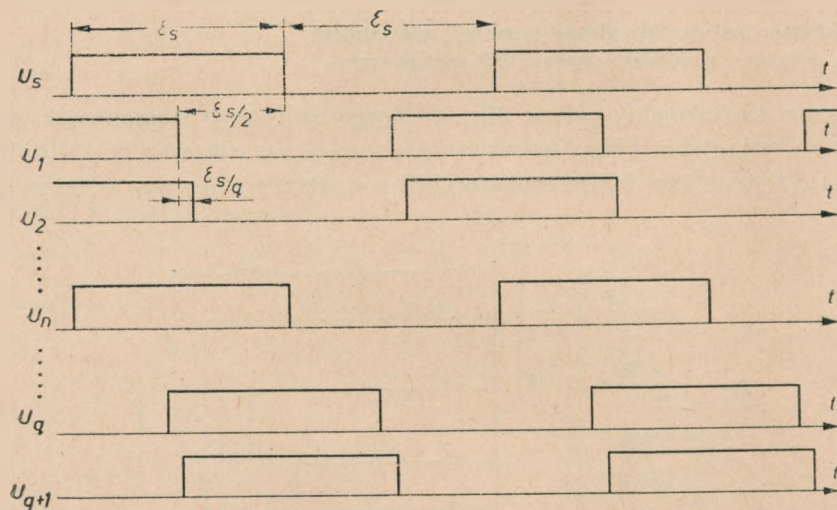
Schemat funkcjonalny układu dla dowolnego ustalonego stopnia dyskretyzacji Δd_k i dowolnej ustalonej długości sekwencji czasowej p przedstawia rys. 3-16. Układ składa się z generatora fali prostokątnej GZ o częstotliwości q razy większej (gdzie



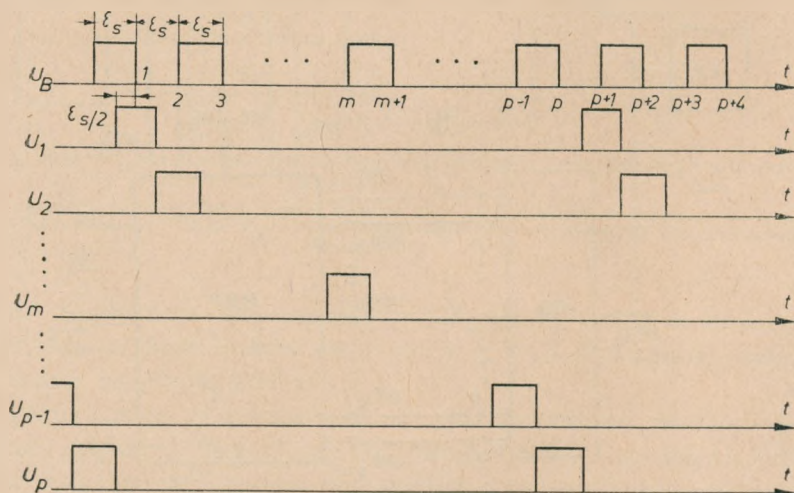
Rys. 3-16 Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń o dowolnym rozkładzie częstości występowania zniekształceń indywidualnych

$q = \frac{100\%}{d_k}$) niż częstotliwość nominalna przebiegu wyjściowego; z dzielnika binarnego DB o stosunku podziału częstotliwości $1:q$; z bloku pomocniczego BQ i bloku podstawowego BK oraz z macierzowego bloku przełączającego MBP .

Przebieg prostokątny U_z z generatora zasila blok pomocniczy BQ . W bloku tym jest wytwarzany przebieg binarny o częstotliwości równej częstotliwości nominalnej przebiegu wyjściowego i przesunięty względem niego o $+50\% \epsilon$. Jest on w łańcuchu q przerzutników przesuwany (opóźniany) kolejno o czas ϵ/q , tworząc $q+1$ przebiegów $U_1, U_2 \dots U_n \dots U_q, U_{q+1}$ (rys. 3-17) o zniekształceniach indywidualnych, wynoszą-

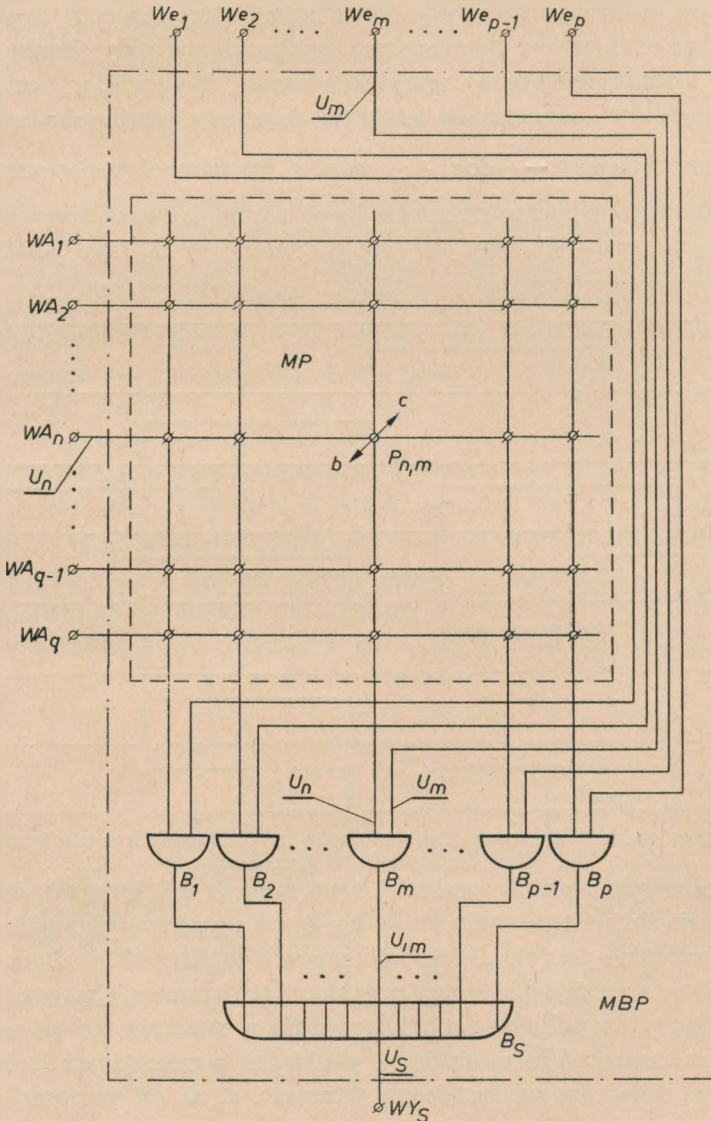


Rys. 3-17 Przebiegi zniekształcone na wyjściach bloku BQ (rys. 3-16)



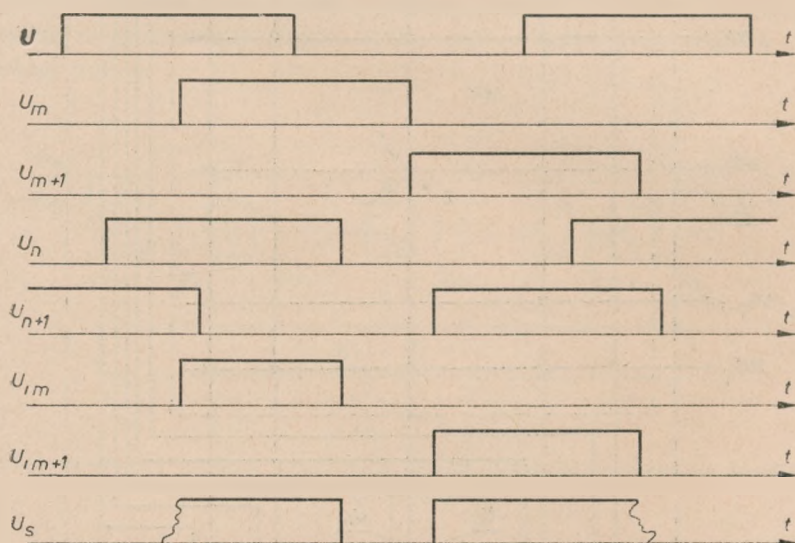
Rys. 3-18 Przebiegi wybierające na wyjściach bloku BK (rys. 3-16)

cych odpowiednio $50, 50 - \Delta d_k, 50 - 2\Delta d_k, \dots, \Delta d_k, 0, -\Delta d_k, \dots, -(50 - 2\Delta d_k); -(50 - \Delta d_k), -50$ procent. Przebiegi te są doprowadzane do $q+1$ wejść (oznaczonych WA) macierzowego bloku przełączającego MBP . Jednocześnie przebieg z generatora po podzieleniu w dzielniku binarnym DB zasila blok podstawowy BK , gdzie w łańcuchu p przerzutników opóźniany jest kolejno p razy o czas równy ε , tworząc p przebiegów wybierających $U_1, U_2 \dots U_m \dots U_{p-1}, U_p$ (rys. 3-18); przebie-



Rys. 3-19 Schemat logiczny macierzowego bloku przełączającego MBP (rys. 3-16)

gi te są doprowadzane do wejść bramek iloczynowych macierzowego bloku przełączającego *MBP*. Blok ten (rys. 3-19) składa się z macierzy przełączników elementarnych *MP*, bramek iloczynowych *B* w liczbie *p* i *p*-wejściowej bramki sumacyjnej *BS*. Macierz przełączników zbudowana jest z *p* (*q*+1) przełączników elementarnych $p_{n,m}$, z których każdy przyporządkowany jest wierszowi, oznaczonemu wartością zniekształcenia indywidualnego i kolumnie oznaczonej numerem kolejnego momentu znamiennego. Stan czynny tego przełącznika powoduje doprowadzenie *n*-tego przebiegu zniekształconego do wejścia *m*-tej bramki iloczynowej B_m i przyporządkowane *m*-temu momentowi znamiennego zniekształcenia indywidualnego, odpowiadającego *n*-temu przebiegowi zniekształconemu. Wybrane w bramkach iloczynowych momenty znamienne (a właściwie fragmenty przebiegów zniekształconych, o czasie trwania od $t_m - \frac{\varepsilon}{q}$ do $t_m + \frac{\varepsilon}{q}$, gdzie t_m oznacza położenie w czasie *m*-tego zniekształconego momentu znamiennego) są następnie sumowane w bramce sumacyjnej *BS*, tworząc wyjściowy przebieg zniekształcony U_s (rys. 3-20).



Rys. 3-20 Przykład wybierania fragmentów przebiegów zniekształconych w macierzowym bloku przełączającym *MBP* (rys. 3-16)

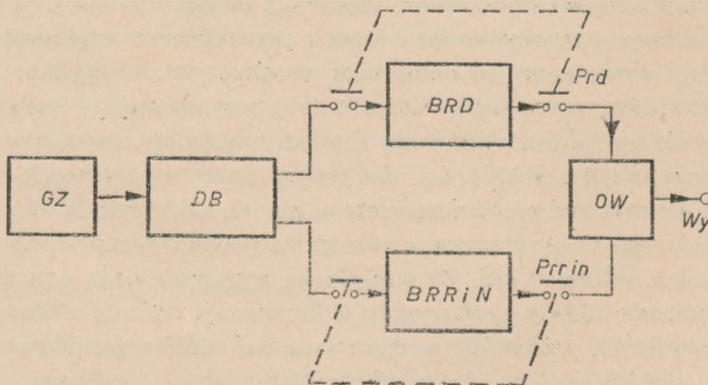
Zaprogramowanie rozkładu częstości występowania zniekształceń indywidualnych i ich kolejności występowania w czasie odbywa się przez wprowadzenie w stan czynny odpowiednich przełączników. Jeśli macierz przełączników zbudowana jest w formie tablicy, a przełączniki są np. zatyczkami (zwieraczami) łączącymi „szyny” poziome i pionowe, to wciśnięte zatyczki optycznie wyznaczają rozkład występowania w czasie zniekształceń indywidualnych w układzie współrzędnych, w którym na osi pionowej są oznaczone zniekształcenia (wiersze), a na osi poziomej momenty znamienne (kolumny).

Właśnie wymiary macierzy przełączników elementarnych są głównym czynnikiem ograniczającym stopień dyskretyzacji i długość sekwencji. Jeśli założymy np.: $\Delta d_k = 1\%$, a $p = 100$ momentów znamienych, to macierz musi mieć $100 \times 101 = 10100$ przełączników elementarnych. Jeśli przyjąć minimalną odległość między przełącznikami równą 5 mm, to tablica będzie miała wymiary 50×51 cm ($\sim 0,25$ m²), a więc będzie dość duża. Jednakże dowolność wyboru rozkładu zniekształceń, a także wysoki stopień dyskretyzacji i duża długość sekwencji czasowej pozwalają na lepszą, w stosunku do uprzednio opisanych, aproksymację właściwości rzeczywistych przebiegów zniekształconych.

3.5. Przykład wykonania symulatora jednoparametrowego

Symulator jednoparametrowy został zbudowany [10] w oparciu o rozważania przedstawione w p. 3.2 i 3.3 niniejszego rozdziału. Pozwala on na wytwarzanie przebiegów zniekształconych o następujących szybkościach modulacji: 40, 75, 100, 150, 200, 600, 1200, 2400 i 4800 bodów, a także umożliwia wytwarzanie przebiegów o dowolnej nominalnej szybkości modulacji, pod warunkiem zastosowania zewnętrznego generatora. Symulator ma dwa wyjścia binarne: 0, +6 V i +12 V, -12 V. Symulator zawiera elementy półprzewodnikowe i wyposażony jest we własne źródło zasilania, wykorzystujące napięcie sieci energetycznej 50 Hz, $220 \text{ V} \pm 10\%$.

Symulator spełnia warunki dotyczące zniekształceń jak w p. 3.2 i 3.3. Dodatkowo został wyposażony w układy struktury informacyjnej, pozwalające na uzyskanie przebiegów o zniekształceniach jednostronnych dla struktur informacyjnych typu 1:1, 1:7, 7:1, „511” („511” jest strukturą pseudoprzypadkową, zalecaną przez CCITT). Schemat blokowy symulatora przedstawia rys. 3-21. Generator zegarowy *GZ* generuje falę prostokątną o częstotliwości 240 kHz. Blok dzielników binarnych *DB*



Rys. 3-21 Ogólny schemat blokowy symulatora zniekształceń czasowych

umożliwia uzyskanie wymaganych szybkości modulacji. Blok obwodów wyjściowych *OW* zapewnia wymagane parametry elektryczne przebiegów wyjściowych (U , I). Zasilacz dostarcza wymagane napięcie stałe (+12 V, -12 V, +6 V).

Blok rozkładu dwupunktowego *BRD* oraz blok rozkładu równomiernego i quasi-normalnego (*BRR* i *N*) umożliwiają symulację zniekształceń, zgodnie z p. 3.2 i 3.3.

4. WIELOPARAMETROWA SYMULACJA ZNIEKSZTAŁCEŃ

4.1. Zagadnienia ogólne

W rozdziale poprzednim były rozważane metody symulacji wyłącznie zniekształceń czasowych przebiegów binarnych. Oznacza to, że główna uwaga była skupiona na wprowadzeniu zniekształceń czasowych oraz na utrzymaniu wzorcowego charakteru pozostałych parametrów przebiegu binarnego. Obecnie rozważone będą metody wieloparametrowej symulacji zniekształceń przebiegów binarnych.

Jak wiadomo, teledycyjne przyrządy pomiarowe, przeznaczone do badań kanałów dyskretnych, mają bardzo złożoną strukturę. Przyrządy te (mierniki i analizatory błędów oraz zniekształceń czasowych) wyposażone są w rozbudowane układy wejściowe, umożliwiające odbiór sygnałów binarnych symetrycznych i niesymetrycznych doziemnie o różnych wartościach napięciowych i prądowych stanów znamienych. Wyposażone są również we własne generatory zegarowe, pozwalające na prowadzenie badań łączy „od punktu do punktu”. W związku z tym w skład aparatury odbiorczej muszą wchodzić układy synchronizujące częstotliwość generatora zegarowego odbiornika z częstotliwością generatora zegarowego nadajnika pomiarowego. Powinny one działać poprawnie dla różnorodnych znamionowych szybkości modulacji w warunkach nawet stosunkowo sporych różnic szybkości modulacji nadajnika i odbiornika pomiarowego.

Wykrywanie błędów i zniekształceń czasowych polega w zasadzie na komparacji przebiegu badanego otrzymywanego z łącza z przebiegiem o wzorcowej strukturze informacyjnej, wytworzonej w odbiorniku pomiarowym. Oczywiście identyczną strukturę informacyjną wytwarza nadajnik dołączony do wejścia badanego łącza. Powyższe struktury informacyjne mają charakter cykliczny, często pseudoprzypadkowy, o długości cyklu od kilku do kilku tysięcy elementów binarnych. Warunkiem koniecznym poprawności procesu komparacji jest jak najdokładniejsza synfazowość przebiegu badanego z wytwarzanym w odbiorniku pomiarowym przebiegiem o wzorcowej strukturze informacyjnej. Ze względu na wymaganą dużą precyzję synfazowości odpowiednie układy synfazowania i komparacji są dość złożone. Ponadto w skład omawianych przyrządów pomiarowych wchodzi wyspecjalizowane układy w rodzaju: zespołów analizy i logicznej obróbki informacji, cyfrowej i analogowej indykacji wyników pomiarów oraz zespołów sterowania i automatyki. Te ostatnie

usprawniają obsługę przyrządów i zapewniają zachowanie odpowiednich warunków pomiarów.

Jak wynika z powyższego przeglądu podstawowych właściwości przyrządów do pomiaru błędów i zniekształceń czasowych, dla umożliwienia wszechstronnych badań tych przyrządów konieczne jest wytwarzanie (symulowanie) przebiegów binarnych o całej gamie parametrów nominalnych. Dotyczy to takich parametrów, jak szybkość modulacji, struktura informacyjna, parametry napięciowo-prądowe. Niezbędne jest także wytwarzanie przebiegów o kontrolowanych zniekształceniach w rodzaju: odchyłeń szybkości modulacji (zniekształceń modulacyjnych), odchyłeń parametrów prądowo-napięciowych (zniekształceń amplitudowych), zniekształceń czasowych i zniekształceń informacyjnych (błędów). Tak sformułowany problem można nazwać wieloparametrową symulacją zniekształceń przebiegów binarnych. W dalszych punktach zostaną scharakteryzowane przykładowe rozwiązania układów pozwalających na kształtowanie wymienionych parametrów przebiegów binarnych.

4.2. Symulacja zniekształceń modulacyjnych

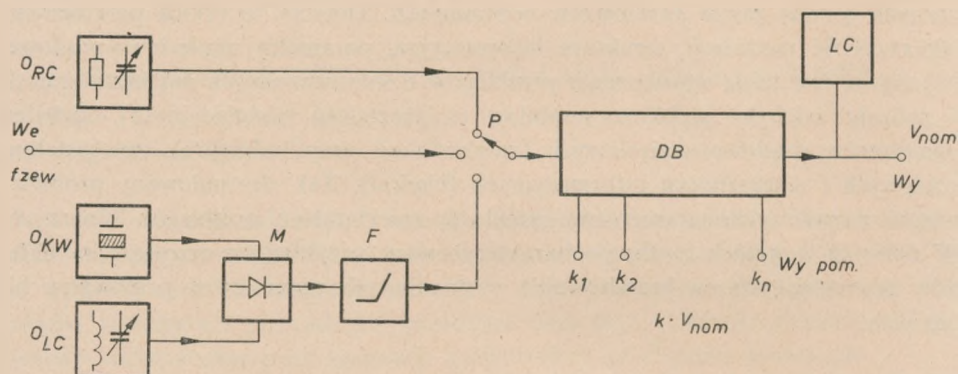
4.2.1. Założenia

Z przyczyn poprzednio wymienionych należy w symulatorze zapewnić możliwość wytwarzania synchronicznych przebiegów binarnych o ściśle określonych (nominalnych) wartościach szybkości modulacji oraz o dostatecznie dużej stałości w czasie szybkości modulacji tych przebiegów. Szybkości modulacji i przebiegów synchronicznych zawierają się najczęściej w przedziale od 50 Bd do 96 kBd, a stałość na ogół jest lepsza niż 10^{-5} . Ponadto, dla uzyskania przebiegów plezjochronicznych i homochronicznych, wymagana jest możliwość kontrolowanej zmiany szybkości modulacji w granicach $\pm 10\%$ ich wartości nominalnych. Przebiegi binarne o powyższych właściwościach uzyskuje się za pomocą układu zawierającego przestrajany w niewielkich granicach oscylator generujący przebiegi sinusoidalne oraz z przełączanego zespołu dzielników binarnych. Dzielniki te umożliwiają nie tylko uzyskanie różnorodnych szybkości modulacji podstawowych przebiegów binarnych, lecz także binarnych przebiegów pomocniczych (o szybkościach będących wielokrotnością szybkości nominalnych), wykorzystywanych w procesach symulacji zniekształceń czasowych. Zespół o powyższych funkcjach nazywa się generatorem zegarowym przebiegów binarnych.

4.2.2. Układ przestrajanego generatora zegarowego

Binarne przebiegi zegarowe są generowane przez układ pokazany na rys. 4-1. Układ ten zawiera dwa oscylatory przebiegów sinusoidalnych. Każdy z tych oscylatorów wytwarza przebieg sinusoidalny o częstotliwości F , zależny od maksymalnej

nominalnej szybkości modulacji V_{\max} przebiegu podstawowego i od współczynnika maksymalnego zwielokrotnienia szybkości modulacji przebiegów pomocniczych K_{\max} . W przykładzie pokazanym na rysunku 4-1 pierwszy z oscylatorów jest typu



Rys. 4-1 Schemat blokowy układu symulacji zniekształceń modulacyjnych

Oznaczenia: O_{RC} — oscylator RC , O_{KW} — oscylator kwarcowy, O_{LC} — oscylator LC , M — modulator, F — filtr dolnoprzepustowy, P — przełącznik oscylatorów, DB — zespół dzielników binarnych, LC — licznik częstotliwości

RC o nominalnej częstotliwości oscylacji F , przestrajanej za pomocą kondensatora o zmiennej pojemności. Łatwości przestrojenia częstotliwości tego oscylatora (np. o 10%) towarzyszy niezbyt wysoka jego stabilność (rzędu $[\Delta F:F] \geq 10^{-5}$). Większą stabilność częstotliwości można uzyskać za pomocą sprzężonych dwóch oscylatorów: oscylatora kwarcowego (o częstotliwości np. $2F$) i przestrajanego pojemnościowo oscylatora (o częstotliwości F), współpracujących z modulatorem i filtrem wydzielającym przebieg o częstotliwości różnicowej $F = 2F - F$. Zespół tych oscylatorów, przy niezbyt dużych odstrojeniach (np. 1%), pozwala uzyskać przebieg o dostatecznie dużej stabilności częstotliwości ($[\Delta F:F] \geq 10^{-6}$). Zazwyczaj oba rodzaje oscylatorów są stabilizowane termicznie w termostacie. Dodatkowe wejście umożliwia dołączanie źródeł o dowolnym zakresie zmian wartości i o dowolnej stałości częstotliwości przebiegu sinusoidalnego.

Rodzaj oscylatora używanego w układzie jest wybierany przełącznikiem P . Zespół dzielników binarnych (DB) ma układ konwencjonalny. Przez zmianę konfiguracji tych dzielników można zmieniać nominalną szybkość modulacji podstawowego przebiegu binarnego V_{nom} , jak i przebiegów pomocniczych $K \cdot V_{nom}$. Kontrolę wartości nominalnej szybkości modulacji oraz zakresu odstrojenia od tej szybkości (zniekształcenia modulacyjne) zapewnia licznik częstotliwości L typu cyfrowego, dołączony do wyjścia (W_y) rozpatrywanego układu.

4.3. Symulacja struktur informacyjnych

4.3.1. Założenia

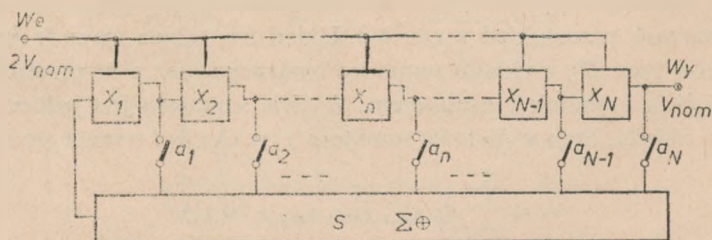
Problem symulacji struktury informacyjnej przebiegów pomiarowych polega ogólnie na tym, żeby wytworzyć ciągi informacyjne o właściwościach jak najbardziej zbliżonych do właściwości ciągów informacyjnych przebiegów binarnych, przesyłanych przez kanały teleinformatyczne. Struktura informacyjna rzeczywistych ciągów binarnych jest w ogólnym przypadku dość złożona i zależna od charakteru informacji (słownej, numerycznej, alfanumerycznej), rodzaju języka naturalnego (rozkładu częstości występowania poszczególnych znaków w tym języku), rodzaju kodowania pierwotnego (typu kodu, np. nr 2, nr 5 itp.) oraz sposobu kodowania wtórnego (zastosowania kodów nadmiarowych typu detekcyjnego lub korekcyjnego).

W wyniku badań CCITT przyjęto, że dobrą aproksymacją struktur rzeczywistych są tzw. cykliczne ciągi pseudoprzypadkowe, np. ciąg znormalizowany 511-elementowy. W telegrafii jest stosowany ciąg 56-elementowy, tak zwany „SQ9”. Ponadto dla umożliwienia wykrywania szczególnego rodzaju zniekształceń czasowych (np. jednostronnych) stosowane są krótkie ciągi cykliczne typu 1:1, 1:3, 1:7.

W dalszym ciągu zostaną przedstawione koncepcje rozwiązań układowych, umożliwiających generację ciągów cyklicznych. Będą to układy wytwarzające długie ciągi pseudoprzypadkowe o nastawianej w ograniczonym zakresie strukturze informacyjnej oraz układy wytwarzające krótkie ciągi o dowolnie kształtowanej strukturze informacyjnej.

4.3.2. Układy symulacji struktur informacyjnych

Binarne ciągi pseudoprzypadkowe są generowane przez układ z rys. 4-2. Układ ten składa się z rejestru przesuwanego, złożonego z N komórek x_n (przerzutników typu D), układu sumatora S typu modulo 2 oraz z N przełączników a_n , łączących wyjścia komórek rejestru z sumatorem. Sprężenie zwrotne w tym układzie jest zre-



Rys. 4-2 Układ generatora binarnych ciągów pseudoprzypadkowych

alizowane przez połączenie wyjścia sumatora z wejściem pierwszej komórki rejestru. Wyjściem całego układu może być wyjście dowolnej komórki (np. ostatniej – x_N). Struktura generowanych przebiegów jest zależna od liczby N komórek w rejestrze i od stanu przełączników a_n . Liniowa funkcja S_z , opisująca sprzężenie zwrotne, ma postać:

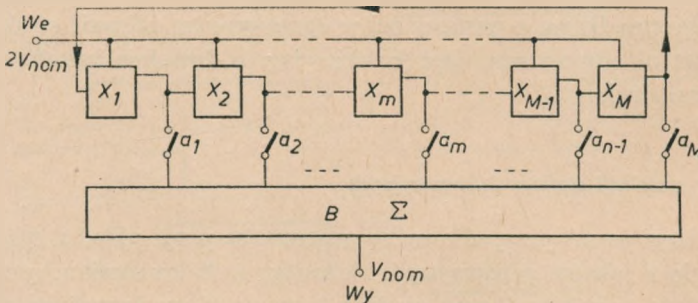
$$S_z = \sum_{n=1}^N \oplus a_n \cdot x_n \quad (a_n, x_n \in \{0,1\}) \quad (4-1)$$

gdzie: x_n – jest stanem komórki o numerze n ,

a_n – jest stanem przełącznika o numerze n ($a_n = 1$ oznacza połączenie wyjścia komórki x_n rejestru z sumatorem S),

$\Sigma \oplus$ – oznacza sumowanie modulo 2.

W ciągu pseudoprzypadkowym maksymalna liczba kolejnych jedynek wynosi N , a maksymalna liczba kolejnych zer wynosi $N-1$. Znormalizowany ciąg zalecany przez CCITT jest wytwarzany przez dziewięciokomórkowy rejestr przesuwany, w którym $a_5 = a_9 = 1$. Spotykane są niekiedy rejestry złożone z dwudziestu komórek, pozwalające na wygenerowanie ciągów cyklicznych o liczbie elementów w cyklu przekraczającej milion.



Rys. 4-3 Układ generatora krótkich cyklicznych ciągów binarnych o dowolnie nastawianej strukturze informacyjnej

Krótkie, cykliczne ciągi binarne o dowolnie nastawianej strukturze informacyjnej są wytwarzane przez układ z rys. 4-3. Układ ten składa się z M komórek x_m (przerzutników typu D), z układu sumatora binarnego oraz z M przełączników a_m , łączących wyjścia komórek z sumatorem. Wyjście sumatora jest jednocześnie wyjściem całego układu. Stan wyjściowy sumatora y_i w chwili i wyraża się zależnością:

$$y_i = \sum_{m=1}^M a_m x_{m,i} \quad (a_m, x_{m,i} \in \{0,1\}) \quad (4-2)$$

gdzie $a_{m,i}$ – jest stanem przełącznika o numerze m ($a_m = 1$ oznacza połączenie wyjścia komórki x_m z sumatorem B),

$x_{m,i}$ – jest stanem komórki o numerze m w chwili i ,
 Σ – oznacza sumowanie logiczne.

Stany komórek można opisać zależnościami:

$$\begin{aligned} \text{jeśli } x_{m,i} = 1, \text{ to } x_{k,i} = 0 \text{ dla } k \neq m \\ x_{m,i} = x_{m+1,i+1} \end{aligned} \quad (4-3)$$

przy czym dla $m = M$ $x_{m,i} = x_{1,i+1}$

Dla ustalonej długości rejestru M układ generuje cykliczne przebiegi binarne o długości cyklu M elementów i o dowolnej strukturze informacyjnej, nastawianej przełącznikami a_m .

4.4. Symulacja zniekształceń czasowych

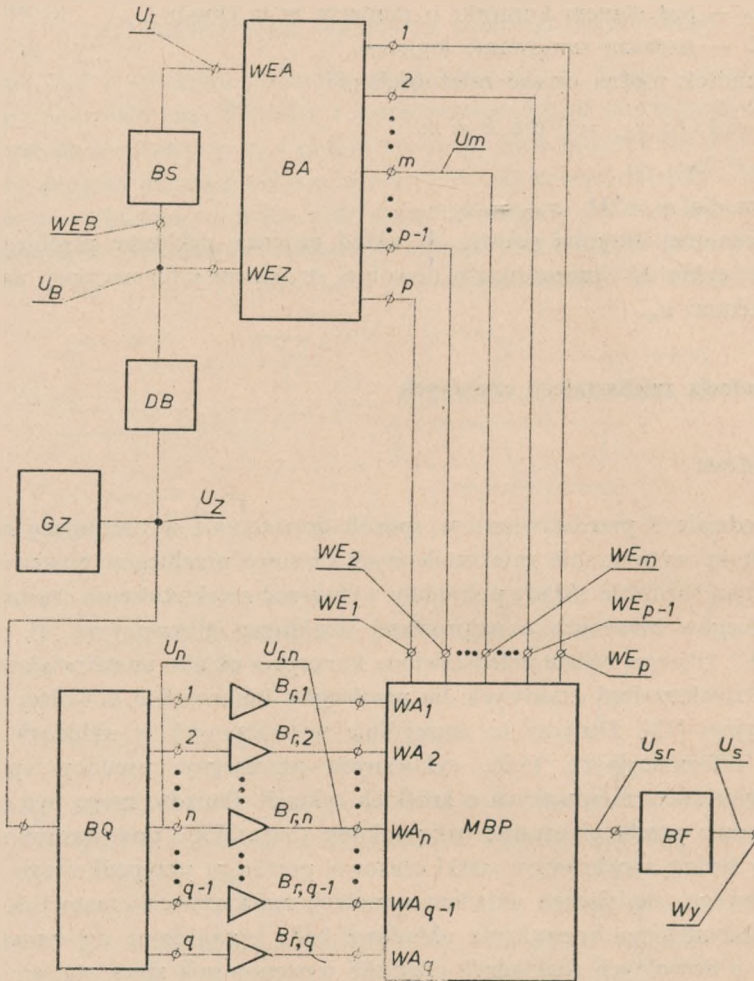
4.4.1. Założenia

W rozdziale 3 przedstawiono w sposób dostatecznie wyczerpujący zasadniczą problematykę wytwarzania zniekształconych czasowo przebiegów binarnych. Omówione w tym rozdziale układy pozwalały wytwarzać zniekształcenia czasowe jedynie dla przebiegów binarnych o najprostszej strukturze informacyjnej, tj. strukturze typu „1:1”. Obecnie będzie przedstawiona koncepcja układu umożliwiającego wprowadzenie zniekształceń czasowych dla przebiegów binarnych o dowolnej strukturze informacyjnej [12]. Dotyczy to szczególnie wytwarzanych w układach symulacji struktur informacyjnych (4.3), cyklicznych przebiegów pseudoprzypadkowych i przebiegów zdeterminowanych o krótkich cyklach. Ponadto mogą być zniekształcane czasowo przebiegi istotnie przypadkowe (naturalne), pod warunkiem że zapewniony będzie synchronizm siatki czasowej przebiegu przypadkowego i przebiegu zegarowego, sterującego układem symulacji zniekształceń czasowych.

W dalszym ciągu rozważania układowe będą ograniczone do symulacji zniekształceń o dowolnych rozkładach częstości występowania zniekształceń indywidualnych (3.4), gdyż symulacja tego rodzaju ma charakter najbardziej uniwersalny.

4.4.2. Układ uniwersalnej symulacji zniekształceń czasowych

Schemat funkcjonalny układu symulacji zniekształceń czasowych o dowolnym ustalonym stopniu dyskretyzacji Δd_k i o dowolnej ustalonej długości sekwencji czasowej p (jak w p. 3.4.1) przedstawia rysunek 4-4. Układ składa się z generatora zegarowego GZ o szybkości modulacji q razy większej $\left(q = \frac{100\%}{\Delta d_k} \right)$ od częstotliwości nominalnej przebiegu wyjściowego, dzielnika binarnego DB o stosunku podziału $1:q$, bloku pomocniczego BQ , bloku analizy BA , bloku struktury informacyjnej BS , bloków różniczkujących $B_{r,m}$, macierzowego bloku przełączającego MBP oraz bloku

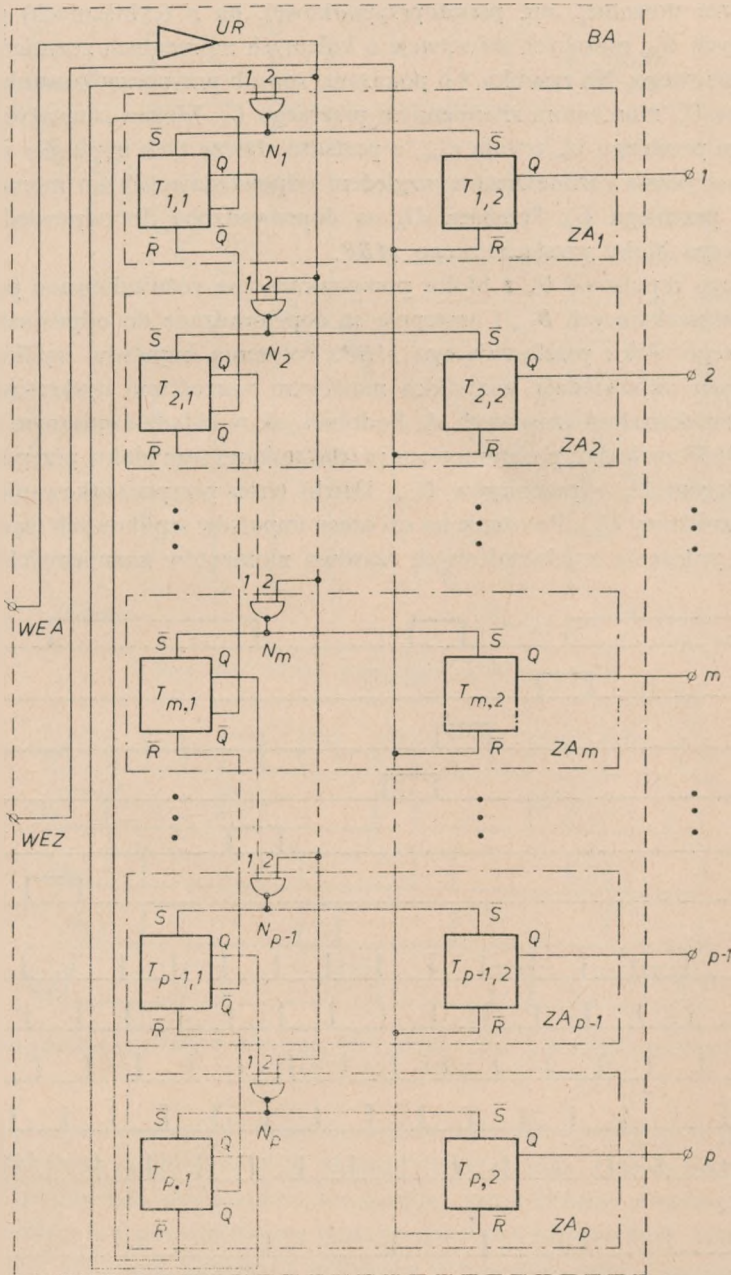


Rys. 4-4 Schemat blokowy symulatora zniekształceń dla przebiegów informacyjnych o dowolnej strukturze

Oznaczenia: GZ — generator zegarowy, DB — dzielnik binarny, BS — blok struktury informacyjnej, BA — blok analizujący, BQ — blok pomocniczy, $B_{r,1} \dots B_{r,q}$ — bloki różniczkujące, MBP — macierzowy blok przełączający, BF — blok formujący

formującego BF. Konstrukcja i działanie bloków GZ, DB, BQ i MBP są identyczne z własnościami odpowiednich bloków opisanych w p. 3.4.2. Podstawowe funkcje pozostałych bloków podane są poniżej.

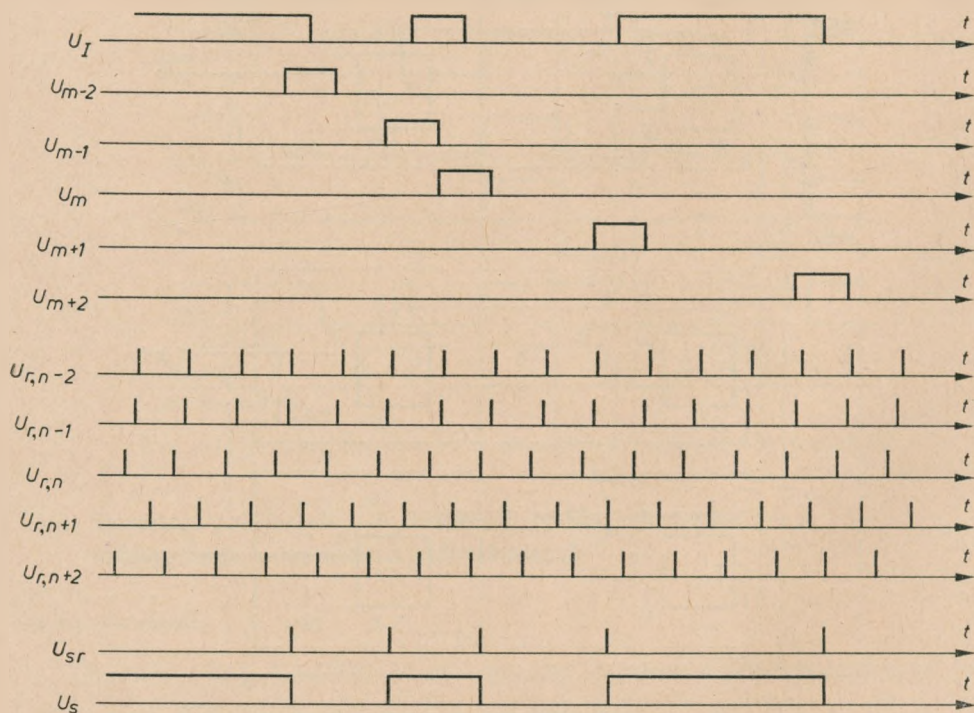
Blok BS spełnia funkcję generatora struktury informacyjnej, np. pseudoprzykładowej struktury cyklicznej. Blok analizy BA jest zbudowany z zamkniętego łańcucha przerzutników typu RS i bramek typu NAND, połączonych w sposób pokazany na rys. 4-5. Zadaniem tego bloku jest przetworzenie przebiegu wejściowego U_i



Rys. 4-5 Schemat logiczny bloku analizującego *BA* z rys. 4-4

o strukturze dowolnej, np. pseudoprzyypadkowej, na p (cyklicznych) przebiegów równoległych U_m , niosących informacje o kolejnych momentach znamiennych przebiegu wejściowego. Na rysunku 4-6 pokazano sposób przyporządkowania impulsów przebiegów U_m momentom znamiennym przebiegu U_i . Można zauważyć, że impulsy każdego przebiegu U_m trwają ϵ_{nom} , a ponadto zbocza tych impulsów są każdorazowo symetrycznie rozmieszczone względem odpowiadających im momentów znamiennych przebiegu U_i . Przebiegi U_m są doprowadzone do odpowiednich wejść macierzowego bloku przełączającego MBP .

Przebiegi impulsowe U_n z bloku pomocniczego są różniczkowane przez zespół bloków różniczkujących $B_{r,n}$ i następnie są doprowadzane do odpowiednich wejść macierzowego bloku przełączającego MBP . Położenia impulsów szpilkowych $U_{r,n}$ na osi czasu odpowiadają wszystkim możliwym wartościom dyskretnym indywidualnych zniekształceń czasowych d_k . Podobnie jak w układzie opisanym w p. 3.4.2, w bloku MBP zachodzi, programowane przełącznikami tego bloku, przyporządkowanie przebiegom U_m — przebiegów $U_{r,n}$. Dzięki temu przyporządkowaniu powstaje przebieg szpilkowy $U_{s,r}$. Położenie na osi czasu impulsów szpilkowych tego przebiegu wyznacza położenia zniekształconych czasowo momentów znamiennych przebiegu



Rys. 4-6 Przykład syntezy w symulatorze z rys. 4-5 zniekształconych izochronicznie elementów synchronicznego przebiegu binarnego o nieregularnej strukturze informacyjnej

wyjściowego U_s . Proces ten jest pokazany na rys. 4-6. Blok BF nadaje odcinkom czasu pomiędzy kolejnymi impulsami szpilkowymi przebiegu $U_{s,r}$ odpowiedni stan znamieny u_0 lub u_1 . Tak przekształcony przebieg U_s jest wyjściowym przebiegiem binarnym całości układu i zawiera zaprogramowane w bloku MBP zniekształcenia czasowe i zaprogramowaną w bloku BS strukturę informacyjną. Programowanie rozkładu zniekształceń czasowych odbywa się identycznie, jak to opisano w p. 3.4.2.

4.5. Symulacja błędów

4.5.1. Założenia

Błędem elementarnym przebiegu binarnego nazywa się inwersję wartości informacyjnej elementu tego przebiegu, to znaczy zmianę właściwego stanu znamienego na stan przeciwny. Można powiedzieć, że błędy są zniekształceniem struktury informacyjnej przebiegu binarnego, a ogólną miarą tego zniekształcenia jest elementowa stopa błędów S_e

$$S_e = \frac{e_b}{e_0} \quad (4-4)$$

gdzie: e_b — liczba odebranych elementów błędnych,
 e_0 — liczba wszystkich odebranych elementów.

W rzeczywistych przebiegach binarnych rozkład czasowy błędów ma złożony charakter przypadkowy. W niektórych sytuacjach błędy pojedyncze grupują się w zespoły błędów zwane paczkami. Przez paczkę błędów rozumie się zespół błędów taki, że elementy błędne oddzielone są od siebie elementami bezbłędnymi w liczbie mniejszej niż p . Szczególnym przypadkiem paczek błędów są tzw. paczki „ciasne”, dla których $p = 1$, to znaczy że elementy błędne w paczce przylegają do siebie. Drugim parametrem charakteryzującym paczki błędów jest liczba k , oznaczająca liczbę elementów błędnych w paczce.

Ponieważ symulacja przypadkowych czy też pseudoprzypadkowych rozkładów błędów jest zagadnieniem dość złożonym, dlatego przyjęto założenie, że symulowane będą przebiegi binarne, obarczone błędami o równomiernym rozkładzie czasowym występowania błędów pojedynczych i o równomiernym rozkładzie czasowym występowania „ciasnych” paczek błędów. Mimo powyżej przyjętych ograniczeń, dotyczących struktury rozkładów błędów, właściwości użytkowe generowanych w ten sposób przebiegów binarnych w pełni wystarczają do badania aparatury pomiarowej. Szczegółowy charakter rozkładu błędów może być kształtowany za pomocą trzech parametrów k, j, b . Elementowa stopa błędów zależy od tych parametrów w sposób następujący:

$$S_e = k \cdot j \cdot 10^{-b} \quad (4-5)$$

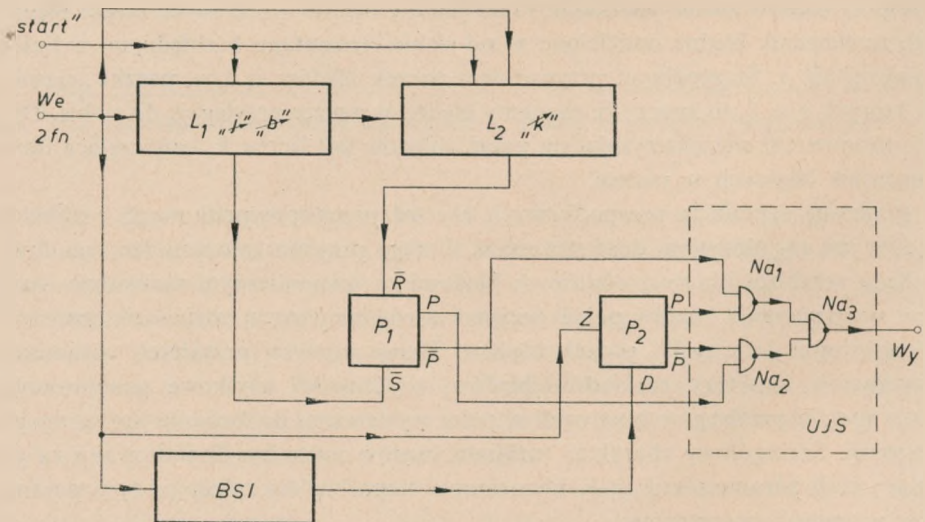
gdzie: k – oznacza liczbę elementów błędnych w paczce i może przybierać jedną z wartości: 1, 2, 4 ... 16,32. (dla $k = 1$ będą to błędy pojedyncze);

$\frac{1}{j} \cdot 10^b$ – oznacza odległość (mierzoną liczbą elementów) między początkami kolejnych paczek błędów (dla $k = 1$ między kolejnymi błędami pojedynczymi). W dalszych rozważaniach odległość ta będzie nazywana umownie długością bloku elementów. Długość bloku wyznaczają liczby j i b . Liczba j może przybierać wartości 1 lub 0,5, a liczba b jedną z wartości 1, 2, ..., 6.

Założono również, że pierwszy nadawany blok elementów przebiegu binarnego jest pozbawiony błędów. Ponadto założono, że będą symulowane błędy przebiegów binarnych o dowolnej strukturze informacyjnej synchronicznej z przebiegiem prostokątnym o częstotliwości $2f_n$ (gdzie $V_n = \frac{1}{2} f_n$ jest nominalną szybkością modulacji przebiegu wyjściowego).

4.5.2. Układ symulacji błędów pojedynczych i paczek błędów o równomiernym rozkładzie czasowym

Schemat funkcjonalny układu symulacji błędów przedstawia rys. 4-7. Częścią centralną tego układu jest blok inwersji struktury informacyjnej (UIS), zbudowany z trzech bramek NAND (Na_1, Na_2, Na_3). Blok ten podaje na wyjście układu przebieg prosty – bez błędów lub przebieg zanegowany, tj. z błędami, przez czas trwa-



Rys. 4-7 Schemat funkcjonalny układu symulacji błędów binarnych

nia ustalonej liczby elementów k i co $\frac{1}{j} 10^b$ elementów. Licznik L_1 odlicza długość bloku elementów. Składa się on z łańcuchowo połączonych dzielników elementarnych o stosunkach podziału 1:5 i 1:2. Odliczana długość bloku może być nastawiana przełącznikiem „j” i przełącznikami „b” przez skracanie bądź wydłużanie łańcucha dzielników elementarnych.

Na wyjściu licznika znajduje się układ różniczkujący, wytwarzający impuls włączający przerzutnik P_1 (wejście S) na początku każdego bloku elementów (oprócz pierwszego). Ponadto w liczniku L_1 wytwarzany jest na początku każdego bloku elementów impuls o długości jednego elementu. W liczniku L_2 impuls ten jest opóźniany o k elementów jednostkowych w rejestrze przesuwym, zbudowanym z przerzutników typu D . Długość rejestru jest nastawiana przełącznikiem „k”. Ten pojedynczy impuls, odpowiednio opóźniony w rejestrze o k elementów i zróżniczkowany w układzie różniczkującym, wyłącza przerzutnik P_1 (wejście R). Przerzutnik P_2 opóźnia przebieg wytworzony w bloku struktury informacyjnej (BSI) o jeden element jednostkowy i zapewnia otrzymanie tego przebiegu w postaci prostej i zanegowanej. Blok inwersji struktury informacyjnej (UIS) jest sterowany z wyjść P i \bar{P} przerzutnika P_1 . Jeśli przerzutnik ten nie jest włączony ($P = 0$), bramka Na_1 jest otwarta (bramka Na_2 zamknięta) i do wyjścia układu przesyłany jest przebieg z wyjścia P przerzutnika P_2 (o strukturze prostej, a zatem bez błędów). Jeśli przerzutnik P_1 jest włączony ($P = 1$), otwarta jest bramka Na_2 (bramka Na_1 jest zamknięta) i do wyjścia układu przesyłany jest przebieg z wyjścia \bar{P} przerzutnika P_2 (o strukturze zanegowanej, a zatem z kolejnymi błędami). Ponieważ przerzutnik P_1 , jak już było wspomniane wcześniej, włączany jest na początku każdego bloku elementów (oprócz pierwszego), a wyłączany po odliczeniu k elementów, na początku każdego bloku przez k elementów na wyjściu układu będzie sygnał zanegowany, co odpowiada paczce błędów o długości k (dla $k = 1$ błędowi pojedynczemu), generowanej co $\frac{1}{j} 10^b$ elementów. Przebieg wyjściowy będzie obciążony błędami o nastawionej, elementowej stopie błędów określonej wzorem (4-5).

Uruchomienie całego układu symulacji błędów (skasowanie liczników, przerzutników itp.) następuje przez podanie impulsu „start” na wejścia kasujące liczników L_1 i L_2 .

4.6. Symulacja zniekształceń amplitudowych

4.6.1. Założenia

Jak było wspomniane w p. 4.1, rzeczywiste przebiegi binarne mogą charakteryzować się różnorodnymi wartościami nominalnymi napięciowo-prądowych stanów znamionowych u_0 i u_1 . Mogą to być przebiegi doziemnie niesymetryczne (dla których

np. $u_0 = 0$ V; $u_1 = +6$ V) i przebiegi doziemnie symetryczne (dla których np. $u_0 = -12$ V, $u_1 = +12$ V). Odchyleniu od wartości nominalnej może niezależnie podlegać wartość u_0 i wartość u_1 . Układy wejściowe teledacyjnych przyrządów pomiarowych rozróżniają stany znamienne przebiegów binarnych z określonymi progami decyzji.

Zazwyczaj wartości bezwzględne stanów znamiennych są znacznie większe od progów decyzji. W pewnych przypadkach może jednak nastąpić zbliżenie wartości stanów znamiennych do poziomów progów decyzji. Spowodować to może dodatkowe zwiększenie stopnia zniekształceń czasowych oraz liczby błędów w badanym przebiegu binarnym. Wprowadzenie kontrolowanych zmian wartości stanów znamiennych umożliwi wykrywanie powyższych nieprawidłowości działania układów wejściowych. Poniżej zostanie przedstawiona przykładowa koncepcja układu, umożliwiającego niezależne kształtowanie zniekształceń wartości u_0 i u_1 stanów znamiennych. Założono, że wartości potencjałów stanów znamiennych u'_0 , u'_1 mogą być nastawiane skokowo co $0,1u_r$, odpowiednio w granicach:

$$u_{0\min} = -\frac{1}{2}u_r + u_0 \leq u'_0 \leq u_0 + \frac{1}{2}u_r = u_{0\max} \quad (4-6)$$

$$u_{1\min} = -\frac{1}{2}u_r + u_1 \leq u'_1 \leq u_1 + \frac{1}{2}u_r = u_{1\max}$$

gdzie: u_r jest określone wzorem (2-16).

Przyjęto również możliwość precyzyjnej zmiany nastawionej skokowo wartości u_0 i u_1 w granicach:

$$\begin{aligned} -0,06u_r + u_0 &\leq u'_0 \leq u_0 + 0,06u_r \\ -0,06u_r + u_1 &\leq u'_1 \leq u_1 + 0,06u_r \end{aligned} \quad (4-7)$$

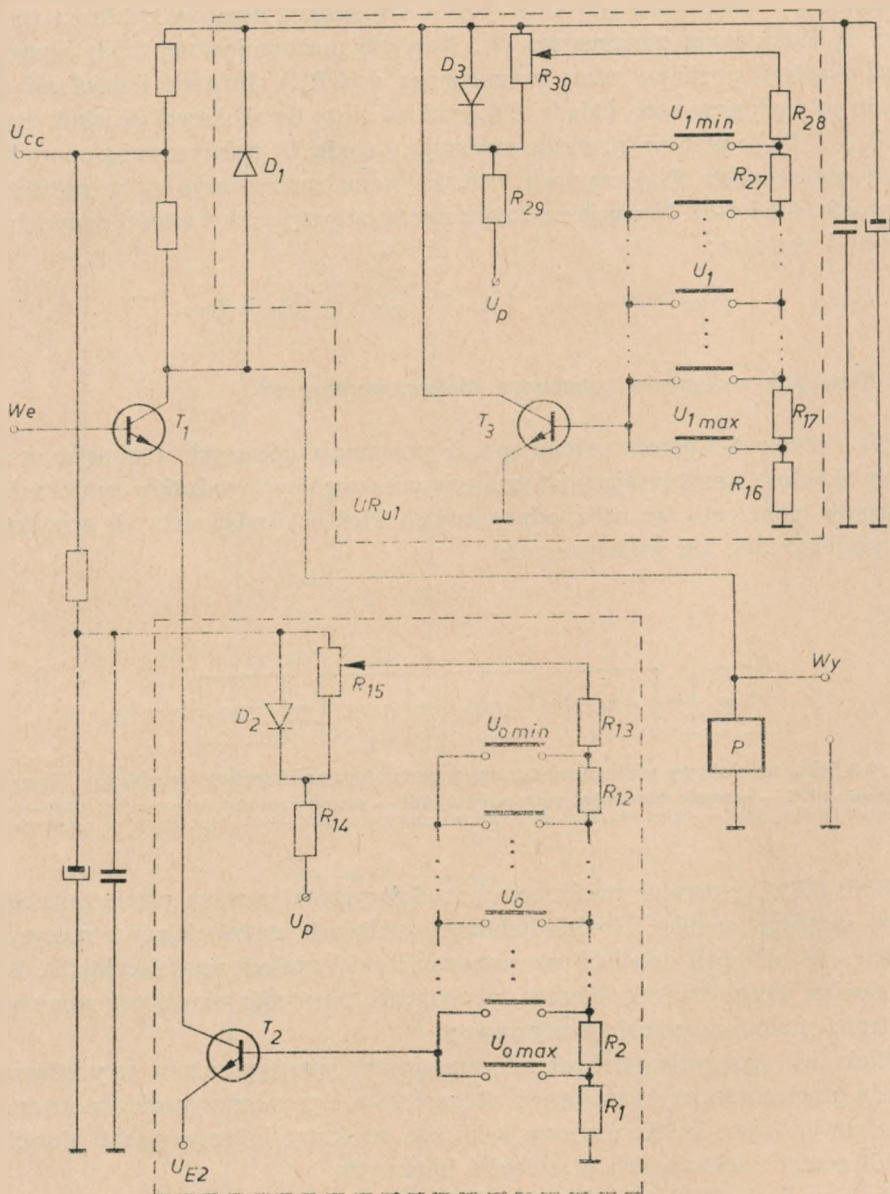
Założono również, że układ umożliwia nastawienie wyżej wymienionych wartości stanów znamiennych (napięciowych), natomiast kontrola ich wartości musi być przeprowadzona za pomocą zewnętrznego kalibrowanego przyrządu P , np. oscyloskopu.

W układzie tym pominięto omówienie realizacji dopasowania parametrów wyjściowych symulatora (oporności wewnętrznej, odporności na zwarcie itp.) do parametrów wejściowych przyrządów pomiarowych.

4.6.2. Układ symulacji zniekształceń amplitudowych

Układ symulacji zniekształceń amplitudowych (rys. 4-8) jest inwertorem zawierającym tranzystor T_1 z regulowanym napięciem emitera i kolektora.

Do zmiany napięcia emitera służy układ regulacji poziomu stanu znamiennego u_0 (UR_{u0}). Układ ten składa się z tranzystora T_2 , przełączanego skokowo dzielnika oporowego (oporniki $R_1 \dots R_{13}$) i precyzera, który zawiera diodę germanową D_1



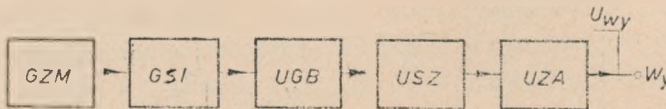
Rys. 4-8 Schemat układu symulacji zniekształceń amplitudowych

polaryzowaną opornikiem R_{14} . Potencjometr R_{15} służy do płynnej zmiany wybranej wartości u_0 w założonych granicach (4.6-2). Do zmiany napięcia kolektora tranzystora T_1 służy dioda poziomująca D_3 . Napięcie poziomujące tej diody wytwarza układ regulacji poziomu stanu znamionowego $u_1(UR_{u1})$. Budowa i działanie tego układu są analogiczne do układu UR_{u0} ; układ służy do skokowej (dzielnik oporowy $R_{16} \dots R_{28}$) i płynnej (precyzor zawierający diodę D_3 polaryzowaną opornikiem R_{29} i potencjometr R_{30}) regulacji wartości stanu znamionowego u_1 w założonych granicach (4-6 i 4-7). Napięcia zasilające zależą od przyjętych wartości nominalnych u_0 i u_1 i wynoszą:

$$U_{cc} > u_{1\max} \quad U_{E2} < u_{0\min} \quad U_p \leq u_{0\min}$$

4.7. Koncepcja wykonania symulatora wieloparametrowego

Na rysunku 4-9 przedstawiono sposób połączenia opisanych w niniejszym rozdziale układów, umożliwiających symulację poszczególnych rodzajów zniekształceń. Kolejność połączenia ze sobą odpowiednich bloków funkcjonalnych symulatora jest podyktowana ich właściwościami.



Rys. 4-9 Schemat blokowy wieloparametrowego symulatora zniekształceń przebiegów binarnych
Oznaczenia: *GZM* — generator zniekształceń modulacyjnych, *GSI* — generator struktury informacyjnej, *UGB* — układ generatora błędów, *USZ* — układ symulacji zniekształceń czasowych, *UZA* — układ zniekształceń amplitudowych

Blok *GZM* (generator zniekształceń modulacyjnych) zawiera przełączane oscylatory sterujące (wysoko i średniostabilny) o układach umożliwiających precyzyjną zmianę częstotliwości oscylacji (wprowadzanie zniekształceń modulacyjnych). Blok ten zawiera także dzielniki binarne, pozwalające na wybór określonej nominalnej szybkości modulacji przebiegu zegarowego.

Blok *GSI* (generator struktur informacyjnych) jest wyposażony w przełączane układy generatorów, wytwarzających długookresowe pseudoprzypadkowe struktury informacyjne oraz krótkookresowe cykliczne struktury informacyjne o dowolnie kształtowanych sekwencjach przebiegów binarnych.

Kolejny blok *UGB* (układ generacji błędów) zawiera zespoły pozwalające na generację błędów pojedynczych oraz paczek błędów cyklicznie powtarzanych. W bloku tym przebiegi binarne o ukształtowanej strukturze informacyjnej (bezbłędnej) podlegają procesowi programowanego zniekształcenia informacyjnego (symulacja błędów).

W bloku następnym *USZ* (układ symulacji zniekształceń czasowych) w zasadzie bezbłędne (blok *UGB* jest wyłączony) przebiegi binarne są zniekształcane pod względem czasowym. Programowany jest rozkład w czasie zniekształceń, a także częstość występowania zniekształceń indywidualnych.

W ostatnim bloku *UZA* (układ zniekształceń amplitudowych) ustalane są wartości napięciowo-prądowe stanów znamionowych, odrębnie dla każdego z tych stanów.

Synchroniczny przebieg binarny o wyżej opisanych wieloparametrowych zniekształceniach może być wykorzystywany do różnorodnych badań teledacyjnych przyrządów pomiarowych.

5. UWAGI KOŃCOWE

Metodyka badań teledacyjnych przyrządów pomiarowych przy wykorzystaniu wieloparametrowego symulatora zniekształceń musi być dostosowana do właściwości funkcjonalnych tych przyrządów. Liczba rodzajów tych przyrządów jest znaczna, gdyż można wyróżnić co najmniej detektory, mierniki i analizatory zniekształceń oraz także detektory, mierniki i analizator błędów. Ponadto każdy z powyższych rodzajów przyrządów może być wykonany w oparciu o różnego rodzaju układy funkcjonalne o działaniu ciągłym lub dyskretnym.

Zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w p. 4.1, metodyka pomiarów zmierzających do ustalenia określonego parametru (lub właściwości) teledacyjnego przyrządu pomiarowego wymaga testowania tego przyrządu za pomocą przebiegu binarnego, którego na ogół tylko jedna cecha podlega ściśle kontrolowanemu zniekształceniu w określonym przedziale zmian. Przyjęcie takiej zasady, w większości przypadków, pozwala na jednoznaczne powiązanie reakcji przyrządu z bodźcem w postaci przebiegu binarnego wymuszającego (o znanych właściwościach), doprowadzonego do jego wejścia. Dotyczy to np. relacji pomiędzy zdeterminowaną wartością zniekształceń czasowych przebiegu generowanego przez symulator i wartością tych zniekształceń mierzonych przez analizator zniekształceń; zdeterminowaną liczbą generowanych błędów i liczbą błędów wykrytych i zarejestrowanych przez detektor błędów; określonym maksymalnym odchyleniem szybkości modulacji a jeszcze poprawnym działaniem automatycznych układów synchronizacji i synfazowania. Niekiedy dla określenia granic generalnej poprawności działania przyrządu pomiarowego można stosować przebiegi zniekształcone dwuparametrowo, np. pod względem szybkości modulacji i jednocześnie struktury informacyjnej (błędów). Omówienie szczegółów metodyki badań realizowanych przez wieloparametrowy symulator zniekształceń przebiegów binarnych przekracza założone ramy niniejszej pracy.

W Instytucie Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej (w Pracowni Teletran-

smisyjnych Układów Logicznych) w latach 1973–1974 opracowano i wykonano model laboratoryjny jednoparametrowego symulatora zniekształceń czasowych [10]. Symulator ten został wykorzystany do zbadania właściwości niektórych przyrządów wykonanych w IT-PW, takich jak Miernik Zniekształceń Czasowych typu MZT3/72 oraz Detektor Elementów Błędnych typu DEB2/72. Uzyskane na tej drodze interesujące rezultaty zachęciły autorów niniejszej pracy do opracowania koncepcji symulatora wieloparametrowego. Model użytkowy tego symulatora jest wykonywany przez IT-PW na zlecenie Instytutu Łączności. Przeznaczeniem symulatora wieloparametrowego jest badanie właściwości i opracowanie podstaw do optymalizacji rozwiązań układowych teledacyjnej aparatury pomiarowej, opracowywanej przez IT-PW na zlecenie Instytutu Łączności (w ramach problemów węzłowych). Aparatura ta będzie wdrażana do produkcji małoseryjnej w Państwowych Zakładach Teletransmisyjnych w Warszawie.

WYKAZ LITERATURY

1. Realizacja generatora sygnałów głównie przypadkowych. Supl. nr 1 w Księdze Błękitnej CCITT – VII (Francja)
2. Pomiary wykonane za pomocą generatora zniekształceń przypadkowych. Supl. nr 2 w Księdze Błękitnej CCITT – VII (Francja)
3. Ritter N., Schenk E.: Nadajnik pomiarowy – przyrząd do pomiarów zniekształceń w dalekopisie i łączach telegraficznych. Siemens Zeitschrift, nr 2, 1968
4. Necula N., Budin P.: Elektroniczny generator sygnału telegraficznego stosowany do pomiaru zniekształceń. Telecommunicatii, nr 4, 1968
5. Achilles D.: O kształtowaniu impulsów dla transmisji danych. Archiv der Elektrischen Übertragungstechnik, nr 4, 1970
6. Kornilow W.: Ocena zniekształceń stanów przejściowych transmisji danych. Sb. naucz. tr. CNIIS, nr 1, 1972
7. Plewko K.: Zniekształcenia czasowe binarnych przebiegów synchronicznych i statystyczne metody ich pomiaru. Opr. wew. KTP-PW, 1969
8. Plewko K.: Nowe wielkości charakteryzujące zniekształcenia czasowe i odpowiadające tym wielkościom metody pomiarowe w zastosowaniu do przebiegów telegraficznych i teledacyjnych. Rozprawa doktorska, Instytut Łączności 1974
9. Ignaczak A., Plewko K., Zbierzchowski B.: Symulacja zniekształconych synchronicznych przebiegów binarnych IT PW (opracowanie wewnętrzne), 1973
10. Ignaczak A., Zbierzchowski B., Zwolski J.: Symulator zniekształceń przebiegów binarnych typ SZPB-1/73. IT PW (opis techniczny – opracowanie wewnętrzne), 1973
11. Plewko K., Zbierzchowski B.: Sposób oraz układ symulacji zniekształconych izochronicznie przebiegów binarnych. Patent nr P 169261, 1974
12. Plewko K., Zbierzchowski B.: Sposób oraz układ symulacji zniekształconych izochronicznie przebiegów binarnych o dowolnej strukturze informacyjnej. Zgłoszenie patentowe nr P 185070, 1975

К. Плевко

Б. Збierzchовски

ВОПРОСЫ ПО МОДЕЛИРОВАНИЮ ИСКАЖЕНИЙ СИНХРОННЫХ БИНАРНЫХ СИГНАЛОВ

Резюме

Вследствие значительного развития измерительной техники в области передачи данных возникла потребность разработки специальных устройств для испытаний и проверки измерителей бинарных ошибок и измерителей временных искажений.

В статье рассматриваются основные понятия по свойствам идеальных, образцовых и искажённых бинарных сигналов.

Используя эти понятия в статье рассмотрены идеи схем применяемых для моделирования искажений по времени синхронных бинарных сигналов (однопараметрическое моделирование) а также идеи схем для моделирования разного рода искажений бинарных сигналов, а именно искажений электрических — амплитудных, модуляционных и по времени (вследствие передачи) а также искажений информационных ошибок (многопараметрическое моделирование).

К. Plewko

B. Zbierzchowski

PROBLEMS OF SIMULATING DISTORTIONS OF BINARY SYNCHRONOUS SIGNAL SEQUENCES

Summary

As a result of development of data transmission technics the necessity has arisen to create special devices for checking and testing the binary error meters and the time distortion meters.

In the paper the fundamental conceptions of characteristics of the ideal, standard and distorted binary signal sequences have been reviewed.

Utilizing these conceptions, the basic ideas of the systems simulating the distortions of binary signal sequences (single parameter simulation) and those simulating different kinds of distortions of the binary signal sequences have been presented, namely electrical-amplitude, modulation and time distortions as well as some information distortions — faults (multiparameter simulation).

K. Plewko
B. Zbierzchowski

PROBLEMES DE SIMULATION DES DISTORSIONS DE SUITES DES SIGNAUX BINAIRES SYNCHRONES

Résumé

Un grand développement de la technique de mesure dans le domaine de transmission des données a créé la nécessité d'élaborer de nouveaux dispositifs de contrôle et de vérification des appareils à mesurer les erreurs binaires ainsi que les distorsions de temps.

L'article passe en revue les conceptions concernant les caractéristiques de suites des signaux binaires idéaux, modèles et ceux avec distorsions de temps.

En utilisant lesdites conceptions une discussion a été faite concernant les schémas simulant les distorsions de temps d'une suite des signaux synchrones binaires (la simulation à un paramètre) et les schémas simulant les distorsions de divers genres de la suite des signaux binaires, notamment les distorsions électriques d'amplitude, de modulation et celles de temps ainsi que les distorsions d'information — les erreurs (la simulation aux paramètres multiples).

K. Plewko
B. Zbierzchowski

PROBLEME DER SIMULATION DER SYNCHRONISCHEN VERZERRUNGEN DER BINÄRPROZESSEN

Zusammenfassung

Entwicklung der Messungen der Datenübertragung hat den Bedarf zur Bearbeitung der spezialistischen Einrichtungen für die Prüfung der Binärfehler- und Zeitverzerrungsmesser gebildet. Die Arbeit enthält die Übersicht der Grundbegriffe, die die Eigenschaften der idealen, normalen und verzerrten Binärprozesse betreffen. Bei der Ausnutzung dieser Begriffe wurde die Konzeption der Schaltungen simulierenden Zeitverzerrungen der synchronischen Binärprozesse (einparametrischen Simulation) sowie Konzeption der Schaltungen, simulierenden verschiedene Verzerrungen der Binärprozesse, nämlich elektrische Amplituden-Modulations- und Zeitverzerrungen und Informationsverzerrungen-Fehler (vielparametrische Simulation) besprochen.

Daniel Józef Bem
Jacek Dudek

621.396.67
621.3-578.3

SPRZĘGACZE KIERUNKOWE JAKO DZIELNIKI MOCY W TELEWIZYJNYCH ANTENACH NADAWCZYCH

Rękopis dostarczono do Komitetu Redakcyjnego w dn. 10.10.1975

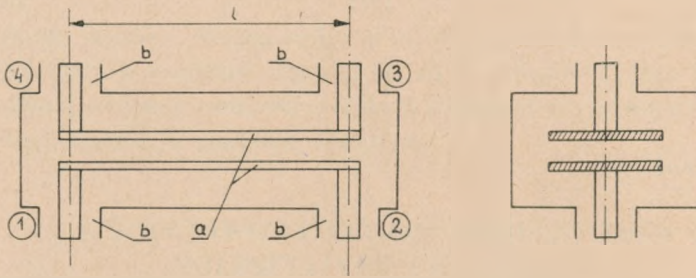
W pracy przytoczono podstawy teoretyczne działania sprzęgaczy kierunkowych zbudowanych na liniach paskowych z falą TEM, jak również opisano projektowanie tego typu sprzęgaczy wraz z pomiarami parametrów elektrycznych pod kątem zastosowania ich jako dzielników mocy w telewizyjnych antenach nadawczych.

1. WSTĘP

Jedną ze stosowanych w technice antenowej metod rozdziału mocy wielkiej częstotliwości jest wykorzystanie dzielników opartych na zasadzie 3 dB sprzęgacza kierunkowego. Metoda ta jest chętnie stosowana w zakresie fal decymetrowych w szerokopasmowych układach antenowych, złożonych z wielu elementów antenowych, zasilanych z kompensacją fali odbitej. Fala odbita jest tracona w absorberze, kable łączące elementy antenowe ze sprzęgaczem mają jednakową długość, a zatem fazy zasilania elementów antenowych są niezależne od częstotliwości. Dzięki temu otrzymuje się wyrównaną w szerokim zakresie częstotliwości charakterystykę promieniowania w płaszczyźnie poziomej.

Spośród różnych rozwiązań konstrukcyjnych szczególnie atrakcyjne są sprzęgacze zbudowane z dwuprzewodowych ćwierćfalowych linii płaskich o przekroju prostokątnym przewodów. Mają one szereg zalet, do których należą: dobre parametry elektryczne, małe rozmiary, łatwość projektowania i wykonania warsztatowego. Szkic sprzęgacza przedstawiono na rys. 1. Sprzęgacz składa się z zespołu linii sprzężonych długości l , linii doprowadzających lub odprowadzających energię wielkiej częstotliwości oraz czterech złączy współosiowych, stanowiących zakończenie czterech wrót sprzęgacza. Przy doprowadzaniu energii do wrót 1 zostają pobudzone wrota 2 i 4, natomiast wrota 3 nie są pobudzane.

W dalszym ciągu podano podstawy teoretyczne działania oraz metody projektowania sprzęgaczy, jak również opisano modelową serię sprzęgaczy wykonanych w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej.

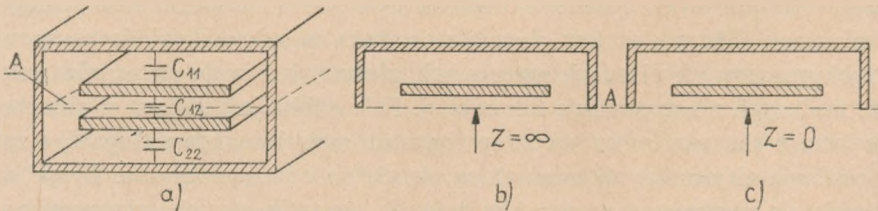


Rys. 1. Schemat sprzączacza kierunkowego zbudowanego z dwuprzewodowych ćwierćfalowych linii płaskich o przekroju prostokątnym przewodów

a — linie sprzężone; b — linie doprowadzające lub odprowadzające energię w.c.z. 1 — wrota, do których doprowadzono energię w.c.z. 2,4 — wrota pobudzone; 3 — wrota odsprężone

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Analizę pracy sprzączaczy przeprowadza się wychodząc z ogólnej teorii torów sprzężonych o długości nieskończonej. Otrzymane tą drogą równania różniczkowe [1] można wykorzystać do rozpatrzenia szczególnego przypadku torów sprzężonych powietrznych o dwóch przewodach identycznych i wspólnym przewodzie zwrotnym (rys. 2). Właściwości elektryczne takiego układu wynikają z superpozycji dwóch



Rys. 2. Tory sprzężone

rodzajów fal TEM: parzystego i nieparzystego. Rodzaj parzysty jest symetryczny względem płaszczyzny symetrii A , natomiast rodzaj nieparzysty jest antysymetryczny względem tej płaszczyzny. Podstawowym parametrem toru dla fal TEM jest pojemność jednostkowa. W przypadku rodzaju parzystego w płaszczyźnie A zanika składowa styczna pola magnetycznego i składowa normalna pola elektrycznego. Rozkład pola nie ulegnie więc zmianie, jeśli wprowadzi się rozwarcie w tej płaszczyźnie. Pojemność jednostkową dla rodzaju parzystego można zatem określić rozpatrując tylko jeden ze sprzężonych torów, zakończony rozwarciem w płaszczyźnie A (rys. 2b).

W przypadku rodzaju nieparzystego w płaszczyźnie A znikają składowa styczna pola elektrycznego i składowa normalna pola magnetycznego. Rozkład pola nie

ulegnie zmianie, jeśli zamiast płaszczyzny A wprowadzić ściankę doskonale przewodzącą. Pojemność jednostkową dla rodzaju nieparzystego można więc określić rozpatrując jeden ze sprzężonych torów, zakończony zwarcie w płaszczyźnie A (rys. 2c).

Pojemności jednostkowe i impedancje falowe dla obu rodzajów pola wyrażają się zależnościami:

– rodzaj TEM parzysty:

$$C' = C(1 - K) \quad (1a)$$

$$Z' = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K}{1 - K}} \quad (2a)$$

– rodzaj TEM nieparzysty:

$$C'' = C(1 + K) \quad (1b)$$

$$Z'' = Z_0 \sqrt{\frac{1 - K}{1 + K}} \quad (2b)$$

przy czym:

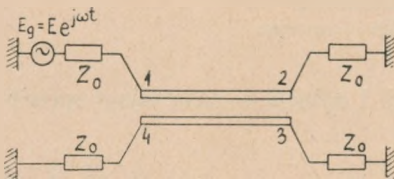
$K = \frac{C_{12}}{C}$ – współczynnik sprzężenia pojemnościowego;

C – pojemność jednostkowa między przewodem 1 lub 2 a przewodem zwrotnym;

C_{12} – pojemność jednostkowa między przewodem 1 a przewodem 2;

$Z_0 = \frac{1}{cC}$ – impedancja falowa układu;

c – prędkość światła w próżni.



Rys. 3. Czterowrotnik obciążony impedancjami charakterystycznymi

Rozpatrzmy czterowrotnik (rys. 3), w którym wrota 2, 3, 4 są obciążone impedancjami o wartości Z_0 , natomiast wrota 1 są pobudzone przez generator o sile elektromotorycznej $E_g = Ee^{j\omega t}$ i impedancji wewnętrznej Z_0 .

Współczynniki transmisji T i odbicia Γ czterowrotnika wyrażają się następującymi zależnościami:

$$T = \frac{2}{2 \cos \theta + j \left(z + \frac{1}{z} \right) \sin \theta} \quad (3)$$

$$\Gamma = \frac{j \left(z - \frac{1}{z} \right) \sin \theta}{2 \cos \theta + j \left(z + \frac{1}{z} \right) \sin \theta} \quad (4)$$

przy czym:

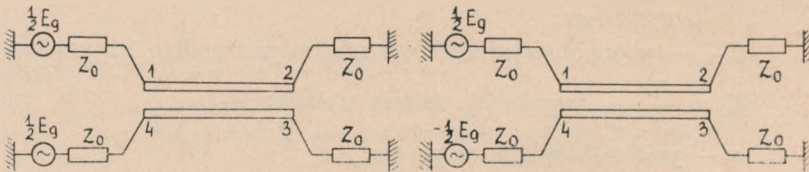
$$z = \frac{Z}{Z_0} \text{ — unormowana impedancja falowa,}$$

$$\theta = \frac{\omega l}{c} \text{ — długość elektryczna czterowrotnika.}$$

Omawiany czterowrotnik jest układem symetrycznym i odwracalnym, w związku z tym między poszczególnymi elementami macierzy rozproszenia zachodzą następujące związki:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} \\ S_{13} + S_{31} &= S_{24} = S_{42} \\ S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Dzieląc pobudzenie torów w sposób pokazany na rys. 4 otrzymuje się układy odpowiadające rodzajowi parzystemu i nieparzystemu. Elementy macierzy rozpro-



Rys. 4. Pobudzenie czterowrotnika

a) dla rodzaju parzystego; b) dla rodzaju nieparzystego

szenia są związane ze współczynnikami transmisji i odbicia w następujący sposób:

– rodzaj TEM parzysty:

$$\left. \begin{aligned} S'_{11} &= S'_{14} = \frac{1}{2} \Gamma' \\ S'_{12} &= S'_{13} = \frac{1}{2} T' \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

– rodzaj TEM nieparzysty:

$$\left. \begin{aligned} S''_{11} &= S''_{14} = \frac{1}{2} \Gamma'' \\ S''_{12} &= S''_{13} = \frac{1}{2} T'' \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Sumując elementy macierzy rozproszenia rodzaju parzystego i nieparzystego oraz podstawiając odpowiednie zależności na współczynniki transmisji i odbicia otrzymuje się ogólne wyrażenia na elementy macierzy rozproszenia czterowrotnika:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{\sin \theta' \sin \theta'' \left(\frac{1}{z' z''} - z' z'' \right)}{D} + \\
 &\quad + \frac{j \left[\left(z' - \frac{1}{z'} \right) \sin \theta' \cos \theta'' + \left(z'' - \frac{1}{z''} \right) \cos \theta' \sin \theta'' \right]}{D} \\
 S_{12} &= \frac{2 (\cos \theta' + \cos \theta'') + j \left[\left(z' + \frac{1}{z'} \right) \sin \theta' + \left(z'' + \frac{1}{z''} \right) \sin \theta'' \right]}{D} \\
 S_{13} &= \frac{2 (\cos \theta'' - \cos \theta') + j \left[\left(z'' + \frac{1}{z''} \right) \sin \theta'' - \left(z' + \frac{1}{z'} \right) \sin \theta' \right]}{D} \quad (8) \\
 S_{14} &= \frac{\sin \theta' \sin \theta'' \left(\frac{z''}{z'} - \frac{z'}{z''} \right) + j \left[\left(z' - \frac{1}{z'} \right) \sin \theta' \cos \theta'' - \left(z'' - \frac{1}{z''} \right) \cos \theta' \sin \theta'' \right]}{D}
 \end{aligned}$$

przy czym:

$$D = \left[2 \cos \theta' + j \left(z' + \frac{1}{z'} \right) \sin \theta' \right] \left[2 \cos \theta'' + j \left(z'' + \frac{1}{z''} \right) \sin \theta'' \right]$$

Biorąc pod uwagę, że w rozpatrywanym przypadku zachodzą następujące związki

$$z' z'' = 1 \quad \text{i} \quad \theta' = \theta'' = \theta$$

zależność (8) redukuje się do następującej postaci:

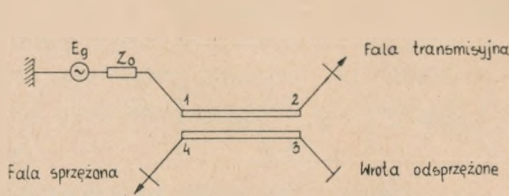
$$\left. \begin{aligned}
 S_{11} &= 0 \\
 S_{12} &= \frac{2}{2 \cos \theta + j \left(z' + \frac{1}{z'} \right) \sin \theta} \\
 S_{13} &= 0 \\
 S_{14} &= \frac{j \left(z' - \frac{1}{z'} \right) \sin \theta}{2 \cos \theta + j \left(z' + \frac{1}{z'} \right) \sin \theta}
 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Podstawiając do zależności (9) wzory (2) otrzymuje się:

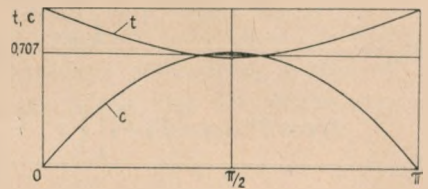
$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= 0 \\ S_{12} &= \frac{\sqrt{1-K^2}}{\sqrt{1-K^2 \cos \theta + j \sin \theta}} \\ S_{13} &= 0 \\ S_{14} &= \frac{jK \sin \theta}{\sqrt{1-K^2 \cos \theta + j \sin \theta}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Badając powyższe zależności można wyciągnąć następujące wnioski:

a) sprzężenie jest typu „wstecz”, jak to pokazano na rys. 5,



Rys. 5. Sprzęgacz szerokopasmowy



Rys. 6. Charakterystyka transmisji i sprzężenia sprzęgacza szerokopasmowego
t — charakterystyka transmisji; c — charakterystyka sprzężenia

- b) fala sprężona niesie maksymalną moc, gdy $\theta = \frac{\pi}{2} \left(l = \frac{\lambda}{4} \right)$,
- c) charakterystyki transmisji i sprzężenia w funkcji częstotliwości są typu spłaszczonego (rys. 6).

3. ZASADY PROJEKTOWANIA SPRĘGACZY

Stosunek napięć na wrotach 4 i 2 przy założeniu pełnego dopasowania wynika z zależności (10).

$$\frac{U_4}{U_2} = \frac{S_{14}}{S_{12}} = j \frac{K \sin \theta}{\sqrt{1-K^2}} \quad (11)$$

Kwadrat modułu tego stosunku określa stosunek mocy wydzielonych w obciążeniach dołączonych do wrot 4 i 2.

$$\frac{P_4}{P_2} = \left| \frac{S_{14}}{S_{12}} \right|^2 = \frac{K^2}{1-K^2} \sin^2 \theta \quad (12)$$

Z zależności (11) i (12) wynika, że napięcia na wrotach 2 i 4 są przesunięte w fazie o 90° — niezależnie od częstotliwości, natomiast rozdział mocy jest funkcją

częstotliwości, przy czym stosunek P_4/P_2 osiąga maksymalną wartość dla $\theta = \pi/2$, co odpowiada sprzęgaczowi o długości $l = \lambda/4$. W celu zapewnienia maksymalnie wyrównanego rozdziału mocy w całym pasmie roboczym należy tak dobrać sprzężenie, aby spełnione było równanie

$$\left. \frac{P_4}{P_2} \right|_{f=f_0} = \left. \frac{P_2}{P_4} \right|_{f=f_k} \quad (13)$$

przy czym f_0 oznacza środkową częstotliwość pasma o szerokości Δf , a $f_k = f_0 \pm \pm \frac{\Delta f}{2}$ – częstotliwość krańcową.

Podstawiając do równania (13) zależność (12) i rozwiązując je względem K , wyznacza się optymalną wartość współczynnika sprzężenia

$$K_{opt} = \sqrt{\frac{1}{1 + \sin \theta_k}} \quad (14)$$

gdzie

$$\theta_k = \frac{\pi}{2} \frac{f_k}{f_0}$$

Przy $K = K_{opt}$ maksymalna nierównomierność rozdziału mocy wynosi

$$\left. \frac{P_4}{P_2} \right|_{\min} = \left. \frac{P_2}{P_4} \right|_{\min} = \sin \theta_k \quad (15)$$

W tabelicy 1 podano wartości pojemności C_{11} i C_{12} dla sprzęgaczy 3dB i dla sprzęgaczy optymalnych o różnych impedancjach falowych.

Tabela 1

Pojemności jednostkowe sprzęgaczy

Rodzaj sprzęgacza	K	$Z_0 = 50 \Omega$		$Z_0 = 25 \Omega$	
		C'_{11} pF/m	C'_{12} pF/m	C'_{11} pF/m	C'_{12} pF/m
3 dB	0,707	27,62	66,65	55,24	133,3
optymalny	0,721	26,82	69,45	53,64	138,9

W praktyce nie zawsze udaje się zapewnić pełne dopasowanie sprzęgacza. Jeśli współczynniki odbicia we wrotach 2 i 4 są sobie równe $\Gamma_2 = \Gamma_4$ i dużo mniejsze od jedności, to moduł współczynnika odbicia we wrotach 1 określa zależność

$$|\Gamma_1| \approx |\Gamma_2| \left| \frac{1 - K^2 - K^2 \sin^2 \theta}{1 - K^2 + K^2 \sin^2 \theta} \right| \quad (16a)$$

Jednocześnie na dopasowanym obciążeniu, dołączonym do wrót 3, wydziela się moc

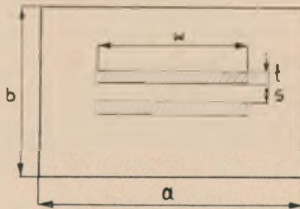
$$\frac{P_3}{P_1} \approx 4 |\Gamma_2|^2 \frac{K^2(1-K^2) \sin^2\theta}{(1-K^2+K^2 \sin^2\theta)^2} \quad (17a)$$

Przy sprzężeniu optymalnym $K = K_{opt}$ wyrażenia (16a) i (17a) przyjmują postać:

$$|\Gamma_1| \approx |\Gamma_2| \left| \frac{|\sin \theta_k| - \sin^2\theta}{|\sin \theta_k| + \sin^2\theta} \right| \quad (16b)$$

$$\frac{P_3}{P_1} \approx 4 |\Gamma_2|^2 \frac{|\sin \theta_k| \sin^2\theta}{(|\sin \theta_k| + \sin^2\theta)^2} \quad (17b)$$

Obliczanie pojemności jednostkowych na podstawie wymiarów geometrycznych sprzęgacza jest trudne i mało dokładne. Lepsze rezultaty otrzymuje się korzystając z wykresów wyznaczonych eksperymentalnie. W tym celu dla wybranego układu trójprzewodowego (rys. 7) z powietrzną izolacją między przewodami wykonano



Rys. 7. Przekrój poprzeczny wybranego układu trójprzewodowego

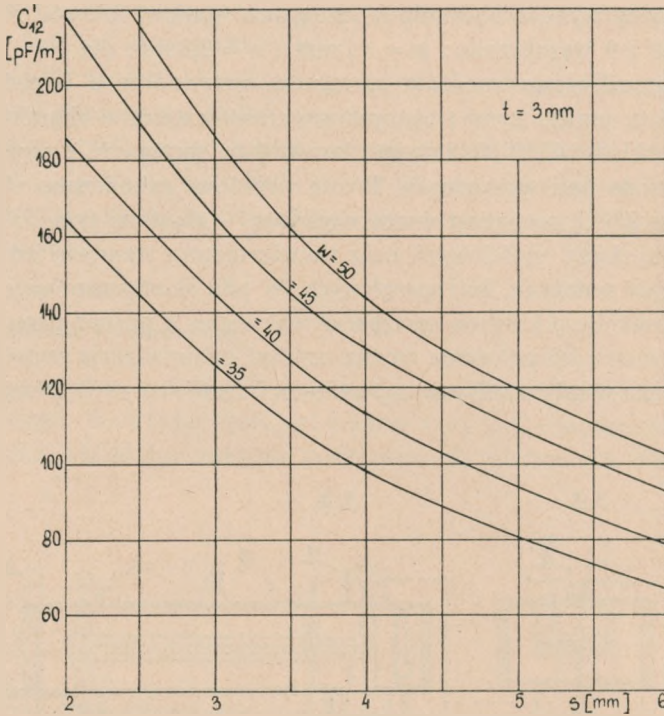
serię pomiarów pojemności jednostkowych, traktując szerokość przewodu w i odległość między przewodami s jako parametry, natomiast wymiar b jako zmienną niezależną: grubość przewodów t pozostawała stała w czasie wszystkich pomiarów i wynosiła 3 mm.

Pomiary wykonano na odcinku linii długości 1 m. Wyniki pomiarów przedstawiono na wykresach (rys. 8, 9). Wybrany układ przewodów charakteryzuje się tym, że przy zadowalającej sztywności przewodów i silnym sprzężeniu odległość między nimi jest możliwie duża. Jest to szczególnie korzystne ze względu na wytrzymałość napięciową sprzęgacza, jak również przenoszoną moc.

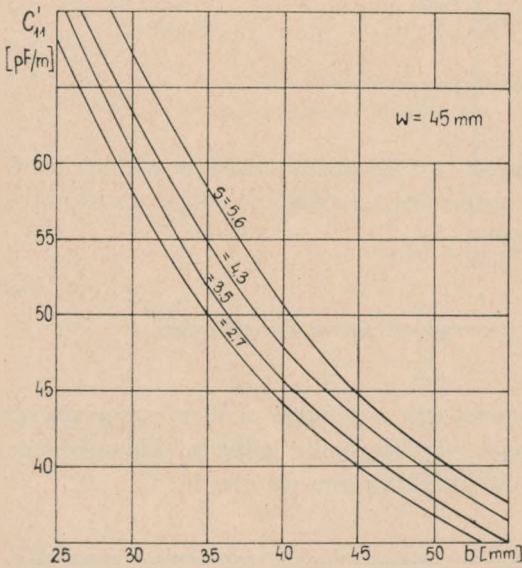
4. OPIS WYKONANYCH SPRZĘGACZY

W ITA opracowano kilka typów sprzęgaczy na zakres częstotliwości 470 ... 790 MHz o różnym przeznaczeniu. Jako przykład przedstawiony będzie dalej projekt sprzęgacza o impedancji falowej 25Ω i $k_{opt} = 0,721$. Pojemności jednostkowe sprzęgacza przyjmują następujące wartości (tablica 1):

$$C'_{11} = 53,64 \text{ pF/m} \quad C'_{12} = 138,9 \text{ pF/m}$$



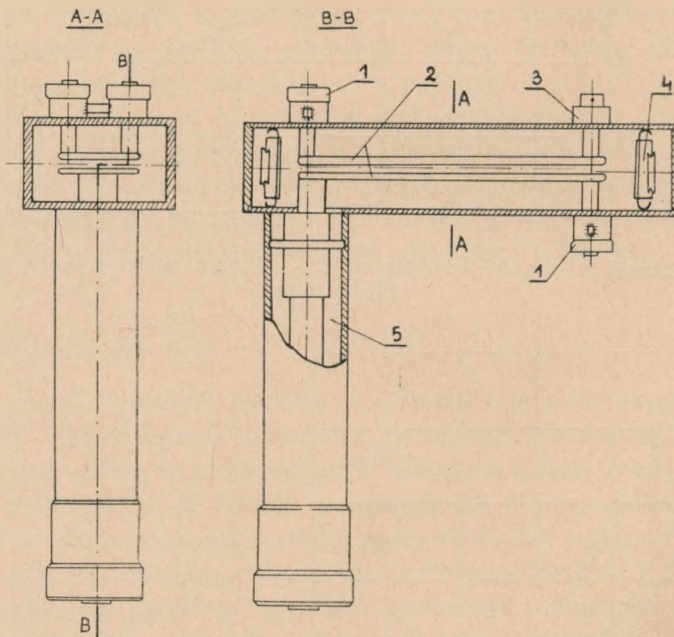
Rys. 8. Zależność pojemności jednostkowej C'_{12} od szerokości przewodów i odległości między nimi



Rys. 9. Zależność pojemności jednostkowej C'_{11} od wysokości obudowy oraz od odległości między przewodami

Mając narzucony wymiar b (obudowę sprzęgacza stanowi falowód R-32) z wykresów na rys. 8 i 9 wyznaczono: $w = 45$ mm i $s = 3,8$ mm dla $b = 34$ mm.

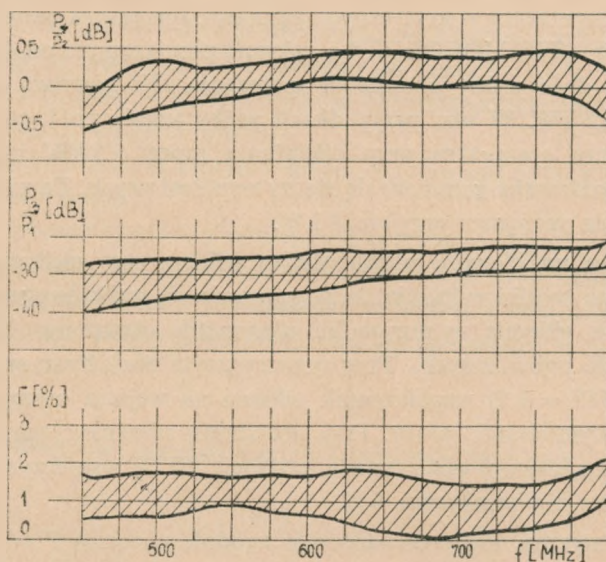
W celu umożliwienia zasilania sprzęgacza przewodem o impedancji falowej 50Ω na wejściu umieszczono trójstopniowy transformator o charakterystyce Czebyszewa i przekładni $25/50 \Omega$. Przyjęto konstrukcję sprzęgacza z wyprowadzeniami prostopadłymi do linii sprzężonych. Wrota wejściowe zakończono złączem współosiowym typu ZWC, natomiast wrota wyjściowe – złączami typu ZGB¹⁾. Przewody wewnętrzne złączy wyjściowych oraz transformatora stanowią jednocześnie elementy ustalające położenie linii sprzężonych. W celu skompensowania niejednorodności pola, zamknięcia korpusu sprzęgacza wykonano w postaci przesuwanych zwieraczy. Przez zmianę ich położenia można uzyskać minimalizację wejściowego współczynnika odbicia w całym zakresie częstotliwości. Omówiony typ sprzęgacza (rys. 10)



Rys. 10. Przekrój czterowyjściowego sprzęgacza kierunkowego

powielono w serii 20 sztuk. Dla wykonanej serii wykonano pomiary następujących parametrów elektrycznych: wejściowego współczynnika odbicia, kierunkowości oraz rozdziału mocy. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 11.

¹⁾ Nomenklatura wg Zakładów Radiowych i Telewizyjnych „ZARAT” we Wrocławiu.

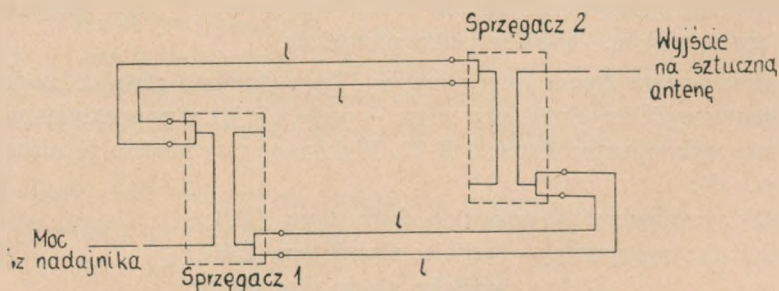


Rys. 11. Pole rozrzutu parametrów elektrycznych serii 20 sztuk dzielników mocy

Omawiany typ sprzęgacza, przewidziany do pracy jako dzielnik mocy w telewizyjnych antenach nadawczych, poddano następującym badaniom:

- obciążalności,
- zmian wejściowego współczynnika przy niedopasowanych wyjściach,
- klimatycznym,
- odporności na wstrząsy wibracyjne,
- próbie szczelności.

Badanie obciążalności Jako źródła mocy wielkiej częstotliwości użyto nadajnika dźwięku firmy SEL (Standard Electric Lorentz) o znamionowej mocy wyjściowej 8 kW i impedancji obciążenia 50Ω , pracującego przy częstotliwości 509,25 MHz (kanał 25). Do próby użyto dwóch sprzęgaczy połączonych ze sobą jak na rys. 12.



Rys. 12. Schemat połączeń sprzęgaczy przy pomiarze obciążalności

Do określenia temperatury w krytycznych punktach sprzęgacza zastosowano zestaw farb termoczułych „TERMOCOLOR” o zakresie pomiarowym od 40°C do 140°C. Przeprowadzono dwie próby obciążenia sprzęgacza [5]: pierwszą – mocą 4 kW, drugą – mocą 6,5 kW. W obu przypadkach próby trwały po 1 godzinie. Maksymalna temperatura sprzęgacza przy obciążeniu mocą 6,5 kW nie przekroczyła 80°C i była spowodowana grzaniem się złączy współosiowych. Za znamionową moc przenoszoną przez sprzęgacz przyjęto 4 kW.

Badanie zmian wejściowego współczynnika odbicia przy niedopasowanych wyjściach. Otrzymane wyniki wskazują, że pogorszenie się wejściowego współczynnika odbicia następuje głównie w przypadku niesymetrii obciążenia (niedopasowania jednej z par wyjść pobudzonych). Przy symetrycznym obciążeniu sprzęgacza impedancją 60 Ω (WFS = 1,2) współczynnik odbicia na wejściu sprzęgacza nie przekracza 3% w całym pasmie pracy. Przy obciążeniu niesymetrycznym (jedna para wyjść dopasowana, a druga obciążona impedancją 60 Ω) współczynnik odbicia na wejściu sprzęgacza nie przekracza 6%.

Badania klimatyczne. Przeprowadzono je zgodnie z normą PN-73-/T-04550 dla kategorii klimatycznych o następujących stopniach obostrzenia: suche zimno A-6, suche gorąco B-7. Pomiarów przeprowadzono w komorze klimatycznej „Fentron” w zakresie temperatur od -25°C do 50°C, co 10°C.

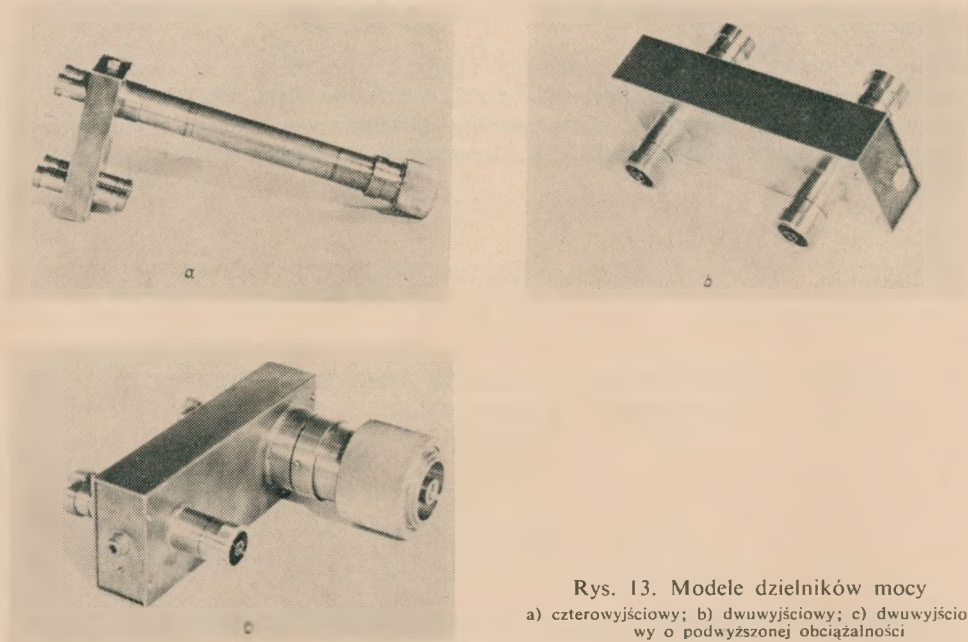
Otrzymane wyniki potwierdziły możliwość pracy sprzęgacza w podanym zakresie temperatur.

Badanie wytrzymałości na wstrząsy wibracyjne. Badania przeprowadzono na wytrząsarce wibracyjnej typu ST-3000 produkcji NRD. Zgodnie z normami przyjętymi dla tego typu urządzeń, próby przeprowadzono w następujących warunkach: częstotliwość wibracji 80 Hz, przyspieszenie 50 ± 5 m/s². Czas trwania wibracji wynosił 1 godzinę. W czasie prób nie zauważono występowania rezonansu mechanicznego.

Próba szczelności. Próbę przeprowadzono po uszczelnieniu tworzywem PRC pokryw i złączy gwintowanych. Wszystkie gniazda zabezpieczono nakrętkami uszczelniającymi. Do otworu wentylacyjnego, umieszczonego na przewodzie zewnętrznym transformatora, podłączono rurką gumową kompresor, wytwarzający ciśnienie 2 atmosfery. Cały sprzęgacz zanurzono w naczyniu z wodą w celu zaobserwowania miejsc ulotu powietrza. Próba wypadła pomyślnie.

Poza omawianym typem sprzęgacza, w ITA wykonano również modele 3 dB sprzęgaczy dwuwejściowych [6], przy czym – podobnie jak w poprzednim modelu – na obudowę wykorzystano falowód R-32. Wykonano trzy modele różniące się złączami (rys. 13):

- 1 model symetryczny – wszystkie złącza typu ZGB;
- 2 model niesymetryczny – wejście: złącze typu ZWC;
wyjście: złącze typu ZGB;



Rys. 13. Modele dzielników mocy
a) czterowyjściowy; b) dwuwyjściowy; c) dwuwyjściowy o podwyższonej obciążalności

3 model symetryczny o zwiększonej obciążalności – wszystkie złącza typu ZWC, Parametry elektryczne wymienionych sprzęgaczy były nie gorsze niż parametry sprzęgacza czterowyjściowego.

5. WNIOSKI

Przeprowadzone badania parametrów elektrycznych wykazały możliwość zastosowania sprzęgaczy czterowyjściowych jako dzielników mocy w telewizyjnych antenach nadawczych. Konstrukcja mechaniczna dzielnika jest stosunkowo prosta, co zapewnia dużą powtarzalność parametrów elektrycznych w produkcji seryjnej.

WYKAZ LITERATURY

1. *Martini W.*: Coupleurs directs à Lignes couplées. Annales de Radioelectricité t. 21, 1966, nr 86, s. 279-291.
2. *Mathaei G. L., Young Jones*: — Microwave Filters Impedance Matching Networks and Coupling Structures. Mc Graw Hill, New York 1969
3. *Klimkiewicz R.*: — Sprzęgacz kierunkowy — 3 dB, Prace Instytutu Łączności, t. 19, 1972, nr 1, s. 65

4. *Gesting H.*: — Coupled rectangular bars between parallel plates. IRE Trans on MTT, vol. MTT-10, No 1, pp. 65–72.
5. *Tyrawa P., Dudek J., Blum J.*: Sprawozdanie z badań obciążalnością mocą w.cz. sprzęgacza kierunkowego typu DM 4/4. Instytut Łączności, Oddział we Wrocławiu, 1974.
6. *Bem D. J., Dudek J.*: Sprzęgacze kierunkowe jako dzielniki mocy do telewizyjnych anten nadawczych. Politechnika Wroclawska ITA, Raport nr R-23, Wrocław 1973.

Д. Ю. Бем, Я. Дудек

НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ ДЛЯ ДЕЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕННАХ

Резюме

Представлено теоретические принципы действия направленных ответвителей, построенных на, четвертьволновых, плоских линиях с волной ТЕМ.

Устройства сопряжения этого типа могут например применяться в делителях мощности в телевизионных передающих антеннах. Описано здесь способ проектирования делителей мощности и представлено результаты измерений уже выполненных моделей.

D. J. Bem

J. Dudek

DIRECTIONAL COUPLERS AS POWER SPLITTERS IN TELEVISION TRANSMITTING ANTENNAS

Summary

The theoretical principles of operation of directional couplers made of TEM quarter-wave strip-lines have been presented.

The couplers of this type are among others applied as power splitters in television transmitting antennas. A way of designing power splitters has been described and the measurement results of the already finished models have been presented.

D. J. Bem
J. Dudek

COUPLEURS DIRECTIFS APPLIQUÉS COMME LES DIVISEURS DE PUISSANCE DANS LES ANTENNES ÉMETTRICES DE TÉLÉVISION

Résumé

L'objet de cet article est de présenter les principes théoriques du fonctionnement des coupleurs directifs à ligne bifilaire en quart d'onde TEM avec diélectrique aérien.

Les coupleurs de ce genre s'appliquent en outre comme les diviseurs de puissance dans les antennes émettrices de télévision.

Les modes d'élaboration des projets des diviseurs de puissance sont décrits dans l'article et les résultats de mesures des modèles déjà exécutés sont présentés.

D. J. Bem
J. Dudek

RICHTKOPPLER ALS LEISTUNGSVERTEILER IM FERNSESENDEANTENNEN

Zusammenfassung

In der Arbeit wurden die theoretischen Wirkungsweisen der aus Streifenleitungsabschnitten mit TEM-Welle gebauten Richtkoppler dargestellt. Solche Koppler werden u.a. als Leistungsverteiler in Fernsehseendeantennen verwendet. Es wurden die Projektierungsmethoden der Leistungsverteiler besprochen und die Messresultate der fertiggestellten Modelle gegeben.

AUTORZY



Dr inż. *Krystyn Plewko* urodził się 13 stycznia 1926 r. w Warszawie. Studia politechniczne ukończył w Warszawie: inżynierskie w 1953 r., magisterskie w 1959 r., uzyskując dyplom magistra inżyniera łączności ze specjalnością w zakresie teletransmisji. Od 1953 r. do 1966 pracował w Wieczorowej Szkole Inżynierskiej w Warszawie, zajmując kolejno stanowiska asystenta, st. asystenta i wykładowcy. Od 1967 r. do chwili obecnej pracuje w Instytucie Łączności, początkowo pełniąc funkcję kierownika Zakładu Miernictwa, a następnie kierownika Zakładu Systemów i Sieci Telekomunikacyjnych. W 1974 r. uzyskuje stopień doktora nauk technicznych. Jego głównymi specjalnościami są zagadnienia programowania rozwoju telekomunikacji oraz miernictwa teletransmisyjnego. Od 1962 r. prowadził wykłady w byłej WSI w Warszawie, a od 1966 do obecnej chwili prowadzi wykłady na Politechnice Warszawskiej z zakresu miernictwa teletechnicznego. Jest autorem licznych artykułów i skryptów oraz prac naukowo-badawczych z dziedziny prognozowania i programowania rozwoju telekomunikacji i miernictwa cyfrowego.



Mgr inż. *Bogdan Zbierchowski* urodził się 24 lutego 1947 r. Studia na wydziale Elektroniki Politechniki Warszawskiej ukończył w 1970 r. Od tego roku do chwili obecnej pracuje w Instytucie Teleelektroniki Politechniki Warszawskiej, początkowo na stanowisku asystenta, obecnie na stanowisku starszego asystenta naukowo-dydaktycznego. Obecnie pracuje nad zagadnieniami symulacji zniekształceń przebiegów binarnych. Jest współautorem opracowań naukowo-badawczych z dziedziny miernictwa transmisji danych, a także współautorem dwóch wniosków patentowych.



Mgr inż. *Jacek Dudek* urodził się w 1949 r. w Dąbrowie Górniczej. Studia na wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej ukończył w 1972 r. Pracę rozpoczął w Zakładzie Anten i Radiotechniki Nadawczej jako asystent naukowo-badawczy. Pracuje nad dzielnikami mocy w.cz. do telewizyjnych anten nadawczych.

WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI — WARSZAWA 1976

Wydanie I. Nakład 550 + 60 egz. Ark. wyd. 4,15. Ark. druk. 4,5. Oddano do składania w maju 1976 r.
Podpisano do druku i druk ukończono w październiku 1976. Papier druk. sat. kl. V 70g 70×100 cm. Zam.
P/80/76. K/7853. Indeks 37002

Poznańskie Zakłady Graficzne im. M. Kasprzaka — 1770/76-J-33/847

