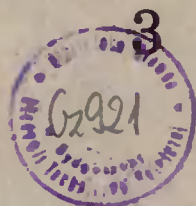


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA  
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE 57

TELEKOMUNIKACJA—  
ELEKTRONIKA



BYDGOSZCZ 1979

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA  
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE 57

TELEKOMUNIKACJA—  
ELEKTRONIKA

3



BYDGOSZCZ 1979

**REDAKTOR NACZELNY**  
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

**REDAKTOR NAUKOWY**  
doc. dr hab. Lech Jan Weiss

**OPRACOWANIE REDAKCYJNE**  
mgr Halina Koziółkiewicz

Wydano za zgodą Rektora  
Akademii Techniczno-Rolniczej  
w Bydgoszczy

**WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ  
W BYDGOSZCZY**

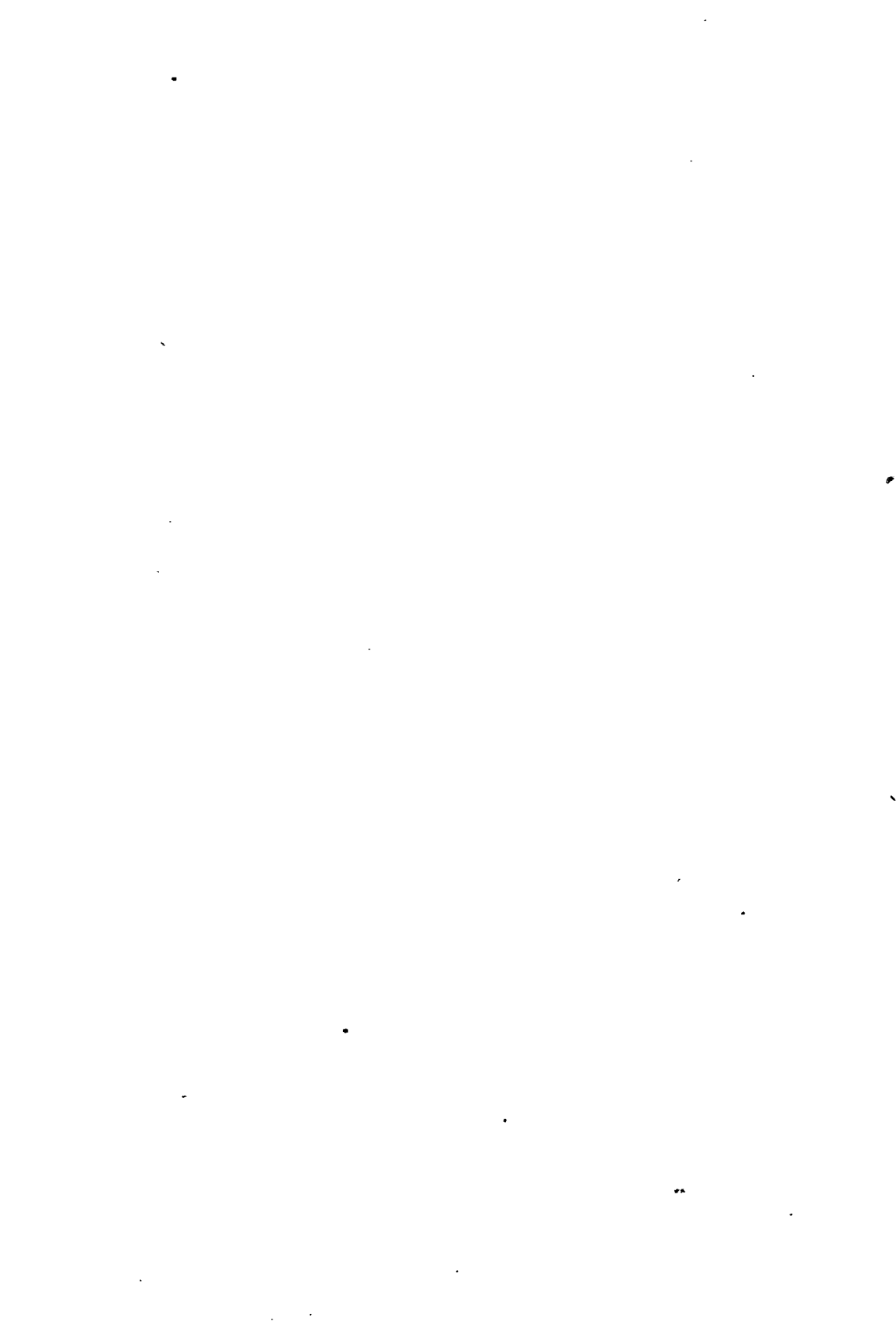
*Nr inw. P 648/79*

---

Wydanie. I Nakład 100+50 egz. Ark. wyd. 8,0. Ark. druk. 10,25.  
Papier kl. V, 65 g, 70×100. Oddano do druku w marcu 1979 r. Druk ukończono w lipcu 1979 r.  
Zam. 429/79 Cena 20 zł TR-8  
WSiP Zakłady Graficzne w Bydgoszczy

## SPIS TREŚCI

1. Tadeusz Orzechowski  
Analiza stabilności i szybkości działania układu logarytmującego ..... 5
2. Józef Stankiewicz, Józef Pieprzyk  
Kody poprawiające paczki błędów ..... 41
3. Eugeniusz Polaszek  
Układ do szybkich pomiarów indukcyjności ..... 55
4. Ludwik Ciołczyk  
O pewnej strukturze synchronicznych układów sterujących. 65
5. Marian Rakowski, Maciej Pietraszek  
Kształtowanie sygnałów przypadkowych ..... 85
6. Andrzej Borys, Ryszard Wojtyna  
Optymalizacja liniowych układów elektronicznych w oparciu o metodę macierzy rzadkich ..... 111
7. Teresa Chyża - Ciołczyk  
Synteza mikroprogramowanych układów sekwencyjnych .... 119
8. Ryszard Choraś  
Zmniejszenie nadmiaru informacji graficznej dla celów cyfrowej transmisji obrazów  
Część 2. Przetwarzanie składowej obrazu o wielkiej częstotliwości ..... 149



Tadeusz Orzechowski

## ANALIZA STABILNOŚCI I SZYBKOSCI DZIAŁANIA UKŁADU LOGARYTMUJĄCEGO

W części wprowadzającej artykułu opisano w skrócie możliwości wykorzystania wzmacniacza logarytmicznego we współczesnej aparaturze elektronicznej, przeprowadzono rozważania na temat wyboru elementu logarytmującego i przedstawiono klasyfikację wzmacniaczy logarytmicznych.

Treść zasadniczą artykułu stanowi opis stałoprądowych wymagań dotyczących wzmacniacza operacyjnego z logarytmicznym sprzężeniem zwrotnym i szczegółowa analiza stabilności i szybkości działania układu logarytmującego.

### 1. Wstęp

Pośród wielu różnorodnych pomiarów wielkości fizycznych w coraz szerszym stopniu zaczynają odgrywać rolę pomiary prądów słabych zarówno stałych jak i wolnozmiennych w szerokim zakresie dynamicznym. To skłania konstruktorów do opracowywania układów pomiarowych realizujących funkcję logarytmiczną oraz quasi-wykładniczą. Układy realizujące te działania mają dziś oczywiste zastosowanie niemalże w każdej dziedzinie nauki i techniki np. w fizyce doświadczalnej, technice jądrowej, astronomii, astronautyce, chemii, biologii i wszędzie tam, gdzie zachodzi konieczność kompresji zakresu dynamicznego otrzymywanej informacji. Szczególną rolę - zwłaszcza w ostatnim okresie - zaczynają odgrywać układy realizujące funkcję logarytmiczną, do których należą wzmacniacze logarytmiczne. Możliwości otwierające się przed tymi układami pozwalają stosować je w licznej grupie urządzeń elektronicznych.

Z punktu widzenia zasady działania, wzmacniacz logarytmiczny odpowiada układowi z systemem szybko działającej regulacji wzmocnienia i stosuje się go w zasadzie do spełnienia zadań, jakimi charakteryzują się układy automatycznej regulacji wzmocnienia.

Do zalet wzmacniaczy logarytmicznych należy zaliczyć zdolność zachowania czułości po przejściu silnych sygnałów użytkowych czy zakłóceń, wyeliminowanie konieczności stosowania elementów przełączających, przez co w istotny sposób zwiększona zostaje dokładność i szybkość procesu pomiaru.

Dla lepszego zobrazowania możliwości wykorzystania wzmacniaczy logarytmicznych we współczesnej aparaturze elektronicznej, przedstawionych zostanie kilka przykładów ich zastosowań.

Kombinacja czwórników logarytmujących i wzmacniaczy liniowych umożliwia w znaczny sposób rozszerzenie skali przyrządów, przeznaczonych do pomiaru szybkozmiennych wielkości elektrycznych w szerokim zakresie dynamicznym. Takie urządzenia znajdują zastosowanie przy zdejmowaniu charakterystyk częstotliwościowych filtrów o dużym tłumieniu poza pasmem przepuszczanym, jak również przy obserwacji charakterystyk anten kierunkowych oraz w innych przypadkach, kiedy wartości mierzonych parametrów zmieniają się w dużym zakresie.

Układy logarytmujące stosowane są również często do budowy mierników stosunku dwóch wielkości np. napięć, prądów, mocy itp. stanowią wtedy zespół zawierający dwa identyczne kanały z logarytmicznymi charakterystykami amplitudowymi i urządzenie odczytujące.

Wzmacniacze z nieliniową charakterystyką amplitudową znajdują szerokie zastosowanie w odbiornikach sygnałów impulsowych, w szczególności w odbiornikach radiolokacyjnych. Odbiornik ze

wzmacniaczem logarytmicznym posiada zalety innych układów regulacji wzmocnienia, a jednocześnie wolny jest od ich wad; odbiornik nie jest przeciążony sygnałami odbitymi nawet od blisko położonych obiektów, charakteryzuje się małym czasem powrotu do maksymalnego wzmocnienia po przejściu silnych zakłóceń.

Wzmacniacze logarytmiczne znajdują również zastosowanie w specjalnych systemach łączności np. z szybko poruszającymi się obiektami, gdzie może zachodzić zmiana intensywności sygnału w bardzo szerokim zakresie.

Bardzo celowe, z punktu widzenia uproszczenia aparatury pomiarowej, okazuje się zastosowanie wzmacniaczy logarytmicznych w urządzeniach przeznaczonych do badań zakłóceń atmosferycznych i ich wpływu na pracę systemów łączności radiowej.

Nader ważną rolę odgrywają przetworniki funkcjonalne w ogóle, a logarytmujące w szczególności w urządzeniach licząco - analizujących i układach automatyki. Przetworniki funkcjonalne, pracujące z wykorzystaniem elementów nieliniowych, stosowane są do odtwarzania szeregu nieliniowych zależności niezbędnych przy rozwiązywaniu zadań automatycznej regulacji. Wchodzi one w skład analogowych maszyn matematycznych, w których przy ich pomocy przeprowadza się różne operacje matematyczne.

Wzmacniacze logarytmiczne znajdują dziś duże zastosowanie w układach sterujących i zabezpieczających reaktorów jądrowych, szczególnie przy pomiarach prądu komór jonizacyjnych, a zatem mocy reaktora w zakresie powyżej siedmiu rzędów. Za pomocą urządzeń w skład których wchodzi wzmacniacze logarytmiczne realizuje się zabezpieczenie awaryjne i automatyczny rozruch reaktora.

Można przedstawić jeszcze inne zastosowania wzmacniaczy loga-



rytmicznych, jak systemy gromadzenia informacji na taśmie magnetycznej, bądź urządzenia do rejestracji sygnałów, których poziom zmienia się w szerokim zakresie, czy też odbiorniki panoramiczne, w których niezbędne jest zastosowanie logarytmicznej podstawy czasu itp. We wszystkich przypadkach wzmacniacze logarytmiczne wchodzące w skład urządzeń elektronicznych zwiększają efektywność ich pracy.

## 2. Wybór elementu logarytmującego

Głównym zadaniem układów realizujących funkcję logarytmiczną w urządzeniach jest usunięcie przeciążeń torów wejściowych, pracujących w warunkach zmiany intensywności sygnałów wejściowych w szerokim zakresie dynamicznym. Przy takich warunkach pracy powstaje zadanie, aby wartość sygnału wejściowego zmieniającą się o wiele rzędów tak przedstawić na wyjściu układu, by zmiany liniowe wartości wejściowej wywoływały na wyjściu logarytmiczne zmiany napięcia.

Podstawowym elementem, którym należy dysponować dla takiego układu, jest element posiadający charakterystykę logarytmiczną w żądanym zakresie. Ogólnie biorąc, trudno jest znaleźć zjawiska naturalne, w których jedna zmienna jest proporcjonalna do logarytmu drugiej w zakresie większym niż 6 do 7 dekad. Lampy elektrometryczne w tym względzie zapewniają już pewne możliwości, chociaż ich charakterystyki nie całkowicie pokrywają żądany zakres dynamiczny.

Układ nieliniowy z charakterystyką logarytmiczną można również wykonać za pomocą rezystorów karborundowych, elementów ferromagnetycznych, segnetoelektrycznych i innych. Nie gwarantują one jednak prawidłowej pracy w szerszym zakresie dynamicz-

nym.

Do najbardziej obiecujących elementów o charakterystyce logarytmicznej należą elementy półprzewodnikowe. Poza szerokim zakresem dynamicznym, charakteryzują się one jeszcze szeregiem zalet do których należą:

- długotrwałość pracy i niezawodność;
- małe moce strat;
- niewrażliwość na wstrząsy mechaniczne;
- małe gabaryty.

Najistotniejszą jednak zaletą krzemowych elementów półprzewodnikowych jest to, że pozwalają rozszerzyć zakres dynamiczny dla prądu stałego do  $10^{-2}$  A, zaś przy pracy impulsowej nawet do 1 A.

Bardzo istotnym zagadnieniem związanym z dokładnością pomiaru jest dążność do uzyskania jak najlepszego logarytmicznego współczynnika liniowości charakterystyki wzmacniacza. To wiąże się z poszukiwaniami idącymi w kierunku uzyskania charakterystyki jak najbardziej zbliżonej do idealnej logarytmicznej funkcji przenoszenia w zakresie dynamicznym obejmującym jak największą liczbę dekad.

Jak wynika z szeregu publikacji [1,2,3,4] i pomiarów przeprowadzonych przez autora, złącza p-n występujące w diodach krzemowych oraz złącza emiter-baza tranzystorów krzemowych nadają się do praktycznych zastosowań w zakresie od  $10^{-3}$  A w kierunku małych prądów. Jednakże takie elementy muszą być wstępnie selekcyjonowane, aby można było uzyskać dostateczną liniowość w zakresie od  $10^{-10}$  A do  $10^{-3}$  A. Charakterystyki logarytmiczne tranzystorów krzemowych, wykonanych techniką planarną są w ogólności liniowe do około  $10^{-2}$  A.

Dla uzyskania dokładnego logarytmicznego przekształcenia sygnału wejściowego, tranzystorowi stawiane są wymagania, aby współczynnik wzmocnienia prądowego był niezależny od prądu. W tranzystorach o stosunkowo szerokiej bazie / tranzystory stopowe / warunek stałości współczynnika wzmocnienia nie jest spełniony w związku z nieliniowością współczynnika transportu nośników mniejszościowych. Współczynnik transportu tranzystorów krzemowych dyfuzyjnych MESA lub o konstrukcji planarnej praktycznie się nie zmienia. Te oczywiście decyduje o wybrze tranzystorów logarytmujących z grupy ostatnie wymienionych tranzystorów.

Wyniki pomiarów szeregu typów tranzystorów / BF 519, BSY 52, 2N708, 2N2369, 2N3640, BFX 80 / wykazały, że odchylenie charakterystyk od idealnego przebiegu funkcji logarytmicznej w zakresie 9 do 10 dekad prądu /  $10^{-12}$ ,  $10^{-11}$  A do  $10^{-3}$ ,  $10^{-2}$  A / są nieznaczne, co rekomenduje te tranzystory do zastosowania jako elementy logarytmujące.

### 3. Klasyfikacja wzmacniaczy logarytmicznych

Stosowane we współczesnej aparaturze elektronicznej wzmacniacze charakteryzujące się logarytmiczną funkcją przenoszenia realizowane są na gruncie różnych rozwiązań. Ogólnie biorąc można je sklasyfikować w następujących grupach:

- 1/ wzmacniacze logarytmiczne z elementem nieliniowym w obwodzie wejściowym lub obciążenia;
- 2/ wzmacniacze logarytmiczne z elementem nieliniowym w obwodzie sprzężenia zwrotnego;
- 3/ wzmacniacze logarytmiczne o zmiennej przewodności;
- 4/ wielokanałowe wzmacniacze logarytmiczne.

Najbardziej prostym sposobem realizacji wzmacniacza z logarytmiczną charakterystyką amplitudową jest włączenie elementu nieliniowego w obwód wejściowy lub w obwód obciążenia. Wartość rezystancji tego elementu zmienia się w zależności od poziomu sygnału wejściowego, wywołując odpowiednią zmianę wypadkowej wartości współczynnika wzmocnienia. Dokładność rzeczywistych charakterystyk logarytmicznych wzmacniaczy, zrealizowanych na zasadzie bocznikowania obwodu obciążenia nie jest wielka. Jest to zrozumiałe, gdyż przemysł nie produkuje specjalnych elementów logarytmujących z odpowiednim gwarantowanym kształtem charakterystyki. Zachodzi zatem konieczność przystosowania się do produkowanych typów elementów nieliniowych i przy ich pomocy opracowywania układów o charakterystyce zbliżonej do idealnej logarytmicznej.

Stosunkowo proste w praktyce są również wzmacniacze logarytmiczne drugiej grupy, zrealizowane przez wprowadzenie elementów nieliniowych w obwód sprzężenia zwrotnego, obejmującego cały układ wzmacniacza lub część jego stopni. W tym typie wzmacniaczy zmiana poziomu sygnału wejściowego wywołuje zmianę wartości sprzężenia zwrotnego, a więc zmianę współczynnika wzmocnienia. Należy tutaj zwrócić uwagę na fakt, że we wzmacniaczach tego typu element nieliniowy okazuje się z natury rzeczy jedynym specyficznym detalem odróżniającym wzmacniacz logarytmiczny od wzmacniacza liniowego. Z tej więc przyczyny wybór odpowiedniego typu elementu nieliniowego i określenie jego reżimu pracy stanowią główne zagadnienie przy analizie i praktycznej realizacji wzmacniaczy logarytmicznych omawianego typu. Wzmacniacze logarytmiczne przynależne do tej grupy charakteryzują się szczególnymi własnościami, o których będzie mowa w dalszej czę-

ści artykułu oraz szerokim zakresem dynamicznym i z tej racji będą przedmiotem bliższej analizy.

W trzeciej grupie wzmacniaczy sposób logarytmowania polega na zmianie przewodności samego elementu wzmacniającego pod wpływem sygnału wzmacnianego. W układach tego typu, do wzmacniacza lub elementów regulacyjnych stopni wzmacniających, doprowadza się sygnały zmieniające wzmocnienie tych stopni. Pożądaną kształt charakterystyki przenoszenia wzmacniacza osiąga się przez odpowiedni wybór położenia punktu pracy na napięciowo-prądowej charakterystyce statycznej elementu wzmacniającego. Tego typu wzmacniacze logarytmiczne mogą być jednak stosowane tylko w przypadkach, gdy przez wzmacniacz przechodzą sygnały o znacznej amplitudzie.

Oprócz wyżej wymienionych sposobów logarytmowania istnieje jeszcze jeden sposób na drodze realizacji wzmacniaczy przynależnych do czwartej grupy tj. wzmacniaczy wielokanałowych. Logarytmiczną charakterystykę amplitudową uzyskuje się tutaj poprzez budowę urządzenia składającego się z oddzielnych wzmacniaczy liniowych, z których każdy pracuje w określonym przedziale zmiany intensywności sygnału wejściowego. Sumaryczne napięcie wydzielane na wspólnym układzie tego urządzenia odpowiada pożądanemu charakterowi zmian współczynnika wzmocnienia.

Cechą wspólną dla wzmacniaczy omówionych w pierwszych trzech grupach jest to, że poziom napięcia wyjściowego nie może być większy od wartości, przy której występuje przeciążenie pierwszego stopnia wzmacniacza sygnałami wejściowymi.

We wzmacniaczach z czwartej grupy, dzięki sumowaniu napięcia wyjściowego z kilku wzmacniaczy liniowych, wypadkowe napięcie wyjściowe wydatnie wzrasta, co w rezultacie zapewnia większy

współczynnik wzmocnienia w porównaniu ze wzmacniaczami pozostałych grup.

Wzmacniacze objęte trzecią grupą nie są przystosowane do pracy z sygnałami wejściowymi o małym poziomie, a poza tym obejmują niezbyt szeroki zakres dynamiczny.

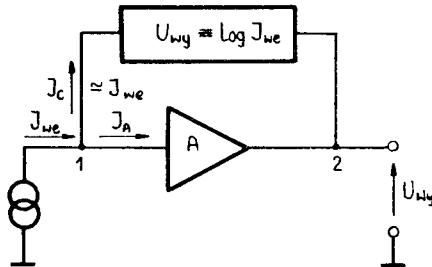
Dla wzmacniaczy sklasyfikowanych w grupie pierwszej, trzeciej i czwartej napotyka się na duże trudności w uzyskaniu zadowalającego logarytmicznego współczynnika liniowości, wymaganego przez większą część współczesnej aparatury elektronicznej, pracującej w warunkach dużych zmian intensywności sygnałów wejściowych. Napotyka się tu również na duże trudności kompensacji temperaturowej dryfu napięciowego i prądowego w zakresie pracy z sygnałami wejściowymi o małym poziomie.

Największe zalety prawie pod każdym względem wykazują wzmacniacze z elementem nieliniowym w obwodzie sprzężenia zwrotnego, przynależne do drugiej grupy wzmacniaczy logarytmicznych. Zapewniają one możliwość pracy zarówno przy bardzo małych jak i stosunkowo dużych poziomach sygnałów wejściowych. Liniowość logarytmicznej charakterystyki przenoszenia sięgająca 1% dla zakresu dynamicznego 7 - 8 dekad nie jest już rzadkością i spotyka się coraz częściej w niektórych typach urządzeń elektronicznych np. układy zdalnego sterowania szybkie peruszających się obiektów.

#### 4. Analiza układu i pracy wzmacniacza logarytmicznego z elementem nieliniowym w obwodzie sprzężenia zwrotnego

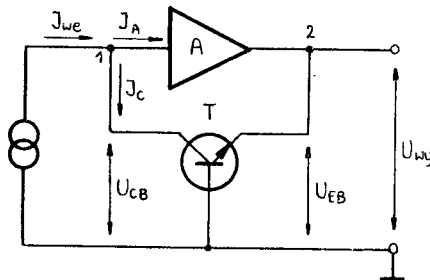
Jak przedstawiono w punkcie 3, istnieje kilka grup układów o charakterystyce logarytmicznej. Powszechnie wykorzystywana jest charakterystyka napięciowo-prądowa złącza p-n w kierunku

przewodzenia [5] lub charakterystyka prądu kolektora  $I_C$  w funkcji napięcia emiter-baza  $U_{EB}$  tranzystora planarnego [6,7, 8]. Za najlepszą metodę otrzymywania sygnału wyjściowego proporcjonalnego do logarytmu prądu wejściowego w szerokim zakresie, uważa się stosowanie wzmacniaczy operacyjnych z logarytmicznym sprzężeniem zwrotnym w sposób pokazany na rysunku 1.



Rys.1. Układ logarytmiczny wykorzystujący charakterystykę  $U_{EB} = f/I_C$

Logarytmiczny element sprzężenia zwrotnego w nowoczesnych rozwiązaniach wzmacniaczy stanowi tranzystor krzemowy, wykonany techniką planarną. Sposób włączenia tranzystora w obwód sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego pokazuje rysunek 2. Jak wynika z tego rysunku, tranzystor logarytmujący połączony jest kolektorem z wejściem wzmacniacza operacyjnego, zaś emiterem - z jego wyjściem. Baza tranzystora znajduje się na potencjale zerowym.



Rys. 2. Schemat podstawowy układu logarytmującego

Wzmacniacz operacyjny A pracuje w taki sposób, że wymusza prąd kolektora  $I_C$  prawie równy prądowi wejściowemu  $I_{we}$ . Ten warunek jest osiągany dzięki temu, że wzmacniacz operacyjny A daje na wyjściu napięcie  $U_{wy} = U_{EB}$  polaryzujące złącze emiter - baza w kierunku przewodzenia w takim właśnie stopniu, by zapewniona była żądana wartość prądu  $I_C$ . Jeżeli wzmacnienie dla prądu stałego  $A_0$  wzmacniacza operacyjnego dobierze się odpowiednio duże, to stałe napięcie na wejściu, które jest równe napięciu złącza kolektor - baza  $U_{CB}$ , może być bardzo małe. W ten sposób można uzyskać warunki, przy których złącze emiter - baza spolaryzowane jest w kierunku przewodzenia a złącze kolektor - baza spolaryzowane jest napięciem bliskim zeru. W takich warunkach pracy tranzystora T w układzie według rysunku 2 równanie określające prąd kolektorowy

$$I_C = I_{S1} \left( \exp \frac{qU_{EB}}{kT} - 1 \right) + I_{S2} \left( \exp \frac{qU_{CB}}{kT} - 1 \right) + I_T (U_{CB}) + I_0 (U_{CB}) \quad /1/$$

wobec  $U_{CB} \approx 0$  można sprowadzić do postaci

$$I_C \approx I_{S1} \left( \exp \frac{qU_{EB}}{kT} - 1 \right) \quad /2/$$

Aby współpraca wzmacniacza operacyjnego z tranzystorem w obwodzie sprzężenia zwrotnego nie zniekształcała charakterystyki logarytmicznej tranzystora i nie ograniczała liczby dekad, wewnątrz których ma być realizowane przenoszenie funkcji logarytmicznej, należy szczegółowo rozważyć i wyeliminować lub ograniczyć do minimum przyczyny mogące wywoływać rozbieżności. Jak wykazuje doświadczenie, liczba dekad prądu prostoliniowej części charakterystyki logarytmicznej zależy od następujących czynników:

1/ żądanej dokładności, tj. zbliżenia przebiegu rzeczywistej



funkcji do idealnej logarytmicznej;

- 2/ sumy błędów wynikających z wpływu temperatury na dryf napięciowy i prądowy;
- 3/ wzmocnienia i rezystancji wejściowej zastosowanego wzmacniacza operacyjnego;
- 4/ stałości napięć zasilających.

Widać więc, że praca wzmacniacza operacyjnego wymaga szczegółowej analizy i konieczne staje się określenie wymagań, jakie wzmacniacz winien spełniać.

Analizę własności stałoprądowych, które winien spełniać wzmacniacz operacyjny, aby zapewnić warunki pracy wymagane przez tranzystor do dokładnego logarytmowania, sprowadzić można w zasadzie do zbadania następujących parametrów:

- napięcia złącza kolektor - baza -  $U_{CB}$ ;
- prądu wejściowego wzmacniacza operacyjnego -  $I'_{we}$  ;
- wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego dla prądu stałego -  $A_0$ .

Największy wpływ tych parametrów zaznacza się w zakresie najmniejszych prądów, w związku z czym rozważania będą prowadzone w odniesieniu do prądu o natężeniu  $10^{-12}$  A / analizowany zakres od  $10^{-2}$  do  $10^{-12}$  A/ przy założeniu, że pomiar winien gwarantować dokładność około 1%.

Wpływ napięcia kolektor - baza  $U_{CB}$  można przeanalizować w oparciu o równanie (1), przy czym dwa ostatnie składniki dla rozważanego zakresu prądu można pominąć. Prąd kolektorowy  $I_C$  można zatem z bardzo dużą dokładnością wyrazić równaniem:

$$I_C \approx I_{S1} \left( \exp \frac{qU_{EB}}{kT} - 1 \right) + I_{S2} \left( \exp \frac{qU_{CB}}{kT} - 1 \right) \quad /3/$$

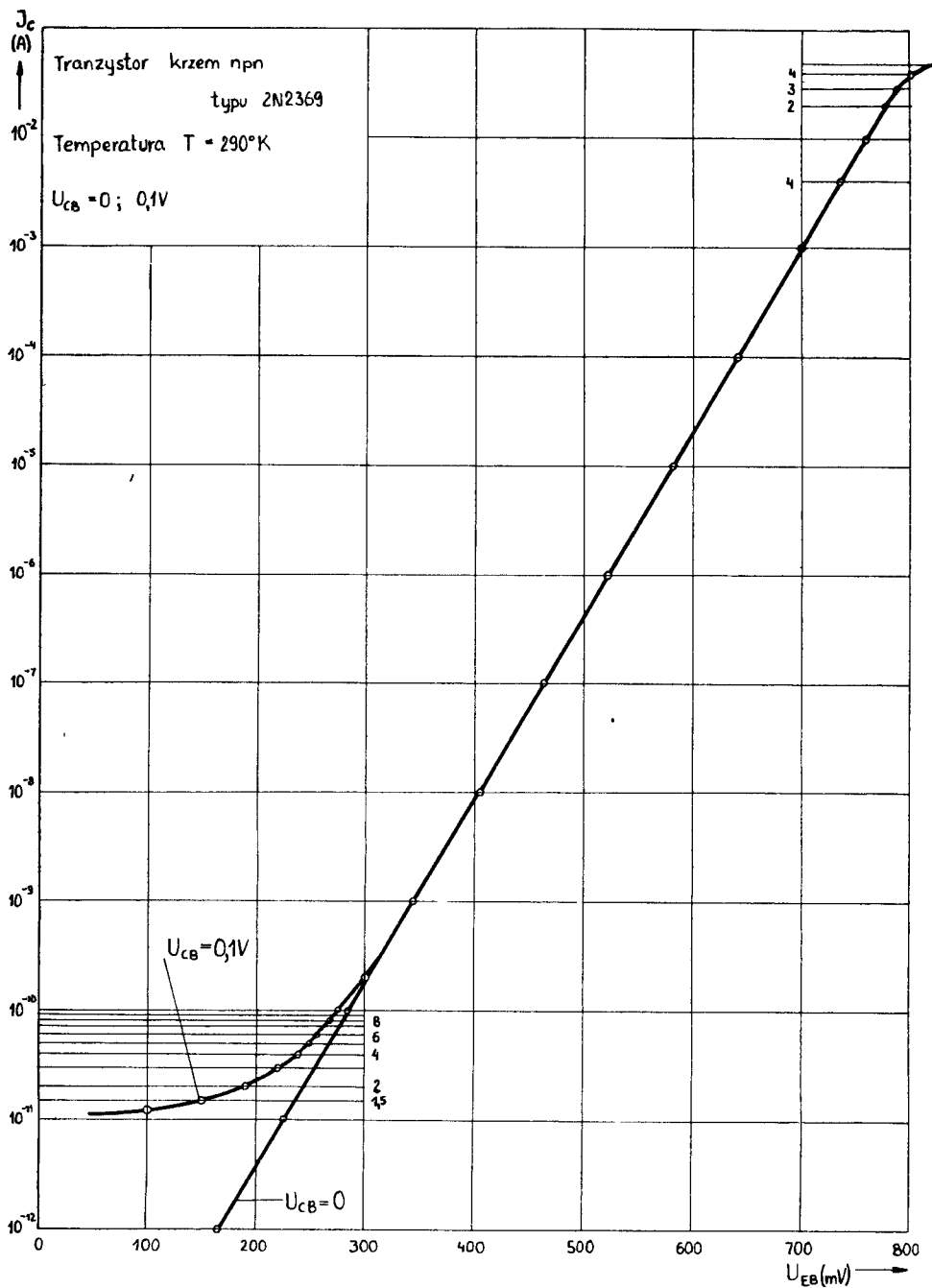
Jak wynika z równania (3), pomiar prądu wejściowego o natężeniu  $10^{-12}$  A wymaga ograniczenia prądu wyrażonego drugim składnikiem do wartości  $10^{-14}$  A. Wpływ na wartość drugiego składni-

ka - przy stałej temperaturze  $T$  - wywiera tylko napięcie złącza kolektor - baza  $U_{CB}$ . Proste przeliczenie wykazuje, że w temperaturze  $T = 298^{\circ} \text{K}$  wartość tego napięcia dla rozważanych warunków i przy wstecznym prądzie nasycenia równym  $10 \text{pA}$  nie może przekroczyć  $25 \cdot 10^{-6} \text{A} / U_{CB} \leq 25 \mu\text{A}/$ . Widać więc, że wzmacniacz operacyjny winien być zdolny do pracy przy małych napięciach wejściowych. Oczywistym jest również fakt, że dryf napięcia wejściowego jak i szumy muszą być bardzo małe.

Dla zapewnienia warunków maksymalnego zbliżenia prądu kolektorowego  $I_C$  tranzystora logarytmującego do prądu mierzonego, prąd wejściowy  $I'_{we}$  wzmacniacza operacyjnego winien być małym ułamkiem najmniejszego prądu jaki dostarczany jest do układu. W rozważanych warunkach pracy wzmacniacza logarytmującego, całkowity prąd wejściowy / omowy i upływu/ wzmacniacza operacyjnego o natężeniu  $10^{-14} \text{A}$  wytworzy błąd równy 1% w prądzie kolektorowym  $I_C$  w dolnym zakresie logarytmowania. Widać więc, że wzmacniacz operacyjny winien charakteryzować się bardzo wysoką rezystancją wejściową i bardzo małym prądem upływu.

Wzmocnienie dla prądu stałego wzmacniacza operacyjnego musi być wystarczająco duże, by zapewnić pracę złącza kolektor-baza przy odpowiednio niskim napięciu polaryzującym, zanim osiągnięty zostanie prąd wejściowy  $100I_{S2}$ . Ponad tym punktem dopuszczalne jest małe spolaryzowanie złącza kolektorowego bez pogorszenia dokładności, co uzasadniają krzywe przy  $U_{CB} = 0$  oraz przy  $U_{CB} = 100 \text{mV}$  na rysunku 3. zdjęte dla tranzystora typu 2N2369.

Minimalne niezbędne wzmocnienie stałoprądowe wzmacniacza operacyjnego można z pewnym przybliżeniem oszacować na podstawie krzywej dla  $U_{CB} = 0$  z rysunku 3.



Rys.3. Charakterystyka logarytmiczna tranzystora krzemowego npn typu 2N2369 dla  $U_{CB} = 0\text{V}$  oraz  $0,1\text{V}$

Uwzględniając dla tranzystora typu 2N2369 prąd  $I_{S2} = 10\text{pA}$ , określa się najniższy punkt na charakterystyce  $I_C/U_{CB} = 0$ , który na krzywej daje prąd kolektorowy  $I_C = 1\text{pA}$  i wymaga napięcia złącza emiterowego  $U_{EB1} = 166\text{mV}$  w temperaturze  $298^\circ\text{K}$ . Dla zmierzenia prądu  $I_C = 10\text{pA}$  z dokładnością 1% wymagane jest napięcie  $U_{EB2} = 222\text{mV}$ , przy czym można dopuścić napięcie złącza kolektorowego  $U_{CB2} \leq 250\ \mu\text{V}$ . Wynika stąd, że przy zmianie napięcia złącza emiterowego

$$\Delta U_{EB} = U_{EB2} - U_{EB1} = 59\text{mV}$$

można dopuścić zmianę napięcia złącza kolektorowego

$$\Delta U_{CB} = U_{CB2} - U_{CB1} = 225\ \mu\text{V}$$

Zatem minimalne wzmocnienie stażoprądowe  $A_0$ , lub inaczej mówiąc nachylenie charakterystyki wejściowo-wyjściowej wzmacniacza prądu stałego winno wynosić około

$$A_0 = \frac{\Delta U_{EB}}{\Delta U_{CB}} = 260$$

w pierwszej dekadzie prądu i mniej niż 260 w następnych dekadach.

W rzeczywistości napięcie na wyjściu musi być nieco większe, gdyż większe wzmocnienie w połączeniu z dokładnym doborem kontroli dryfu zera daje w rezultacie dokładność lepszą niż 1%.

Konkretyzując wymagania stażoprądowe stawiane wzmacniaczowi operacyjnemu, pracującemu w układzie z logarytmicznym sprzężeniem zwrotnym należy stwierdzić, że w warunkach pracy z bardzo małymi prądami wejściowymi, wzmacniacz winien charakteryzować się następującymi własnościami:

- zdolnością do pracy przy bardzo małych napięciach wejściowych;
- bardzo małym prądem wejściowym;

- bardzo dużą rezystancją wejściową;
- bardzo małym prądem upływu;
- dużym wzmocnieniem w zakresie małych prądów.

Przedstawione wymagania narzucają konieczność wyboru wzmacniacza operacyjnego z grupy posiadających na wejściu tranzystory z efektem polowym np.  $\mu A740$ . W warunkach, kiedy wymagany jest pomiar prądu o natężeniu mniejszym niż  $1\mu A$ , problem daje się rozwiązać przez zastosowanie na wejściu wzmacniacza operacyjnego tranzystora polowego z izolowaną bramką np. 2N3631.

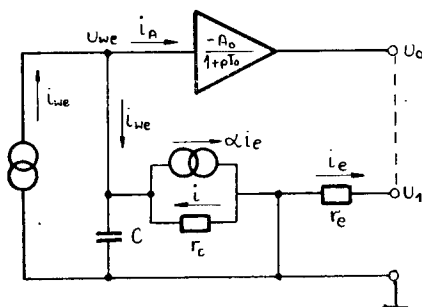
Niezależnie od spełnienia wymagań stażoprądowych stawianych wzmacniaczowi operacyjnemu, niezbędne jest również zapewnienie stabilności i odpowiedniej szybkości pracy całego układu logarytmującego. Analizy stabilności układu nie można jednak przeprowadzić w sposób klasyczny; jest ona nietypowa i wymaga innego podejścia. Tę nietypowość powoduje logarytmiczny element w obwodzie sprzężenia zwrotnego, który w postaci tranzystora nie zachowuje stałych parametrów dla różnych wartości mierzonych prądów. Np. przyrostowe wzmocnienie napięciowe tranzystora logarytmującego dla górnego zakresu pomiarowego, przy sterowaniu emitera źródłem napięciowym, zmienia się w szerokich granicach i sięga wartości  $10^6$ . Poza tym również inne parametry tranzystora zmieniają się w znaczny sposób w funkcji zmian poziomu mierzonego prądu.

Określenie stabilności i szybkości pracy układu ułatwia w znacznej mierze przyrostowy model całego układu, który umożliwia przeprowadzenie standardowej analizy przy pętli otwartej i zamkniętej. Sposób postępowania jest tutaj następujący:

Przy analizie pętli otwartej szuka się warunku stabilności korzystając z kryterium, że wzmocnienie pętli otwartej winno

być ograniczone do jedności zanim nastąpi przesunięcie fazy o  $\pi$  radianów w pętli. Parametry układu otrzymane z tej analizy podstawia się następnie do wyrażenia uzyskanego z analizy układu przy pętli zamkniętej, dla wyznaczenia szybkości pracy układu.

Przyrostowy model analizowanego układu wzmacniacza z logarytmicznym sprzężeniem zwrotnym pokazany jest na rysunku 4, na którym  $r_c$  jest przyrostową rezystancją kolektora w określonym punkcie pracy,  $\frac{r_e}{\alpha}$  - przyrostową rezystancją przejściową między emiterem i kolektorem. Kondensator C reprezentuje pojemność bocznikującą wejście układu; pojemność C zawiera pojemność  $C_c$  tranzystora.



Rys. 4. Przyrostowy model wzmacniacza z logarytmicznym sprzężeniem zwrotnym

Dużą pomocą w sprecyzowaniu założeń do analizy o niestabilności i szybkości działania układu może być określenie niektórych parametrów tranzystora logarytmującego, szczególnie w nietypowym zakresie bardzo słabych prądów. Dla wybranego tranzystora typu 2N2369 interesujące parametry według danych katalogowych są następujące:

$$r_e = \frac{25\text{mV}}{I_E[\text{mA}]} \quad \frac{r_e}{\alpha} = \frac{25\text{mV}}{I_C[\text{mA}]}$$

Posługując się tymi parametrami tranzystora w rozważanym zakresie prądu widać, że stosunek  $\frac{r_e}{\alpha}$  zawarty jest w granicach od

2.5Ω dla  $I_C = 10^{-2}$ A do 25GΩ dla  $I_C = 10^{-12}$ A. Rezystancja  $r_c$  zmienia się od około 10MΩ przy dużym prądzie do około 10GΩ przy małym prądzie. Wreszcie  $\frac{\alpha r_c}{r_e}$  zmienia się w zakresie od około  $4 \cdot 10^6$  przy dużym prądzie do 0.4 przy małym prądzie. Zakres zmian stosunku  $\frac{\alpha r_c}{r_e}$  można zmniejszyć od około  $10^4$  do 0,4 poprzez tłumienie obwodu emiterowego szeregowym rezystorem  $R_e$ . Maksymalna wartość rezystora  $R_e$  ograniczona jest stosunkiem maksymalnego napięcia wyjściowego  $u_{wymax}$  do maksymalnego prądu wyjściowego  $i_{wemax}$

$$R_{emax} = \frac{u_{wymax}}{i_{wemax}}$$

Przy analizie wzmacniacza z typowym sprzężeniem zwrotnym często jest rozsądne, a nawet pożądane uzyskanie stabilności układu przez dobór położenia nieuniknionego bieguna. W analizowanym przypadku zależy to od pojemności bocznikującej wejście układu lub od głównej stałej czasowej wzmacniacza logarytmicznego. W obu wymienionych przypadkach występują jednak pewne niepożądane efekty. Przedstawiona dalej analiza wykaże związane z tym trudności i sposób rozwiązania zagadnienia.

W warunkach przyrostowych wzmocnienie przy otwartej pętli  $/i_{we} = 0/$  można określić w sposób następujący:

Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza operacyjnego można wyrazić równaniem

$$K_o = \frac{u_o}{u_{we}} = \frac{-A_o}{1 + pT_o} \quad |4|$$

Wzmocnienie elementu logarytmicznego sprzężenia zwrotnego-na podstawie rysunku 4-wyraża się równaniem

$$K_1 = \frac{u_{we}}{u_1} \frac{\frac{r_c}{r_e}}{1 + pCr_c} \quad |5|$$

Mnożąc równanie /4/ przez /5/ otrzymuje się wzmocnienie pętli otwartej, mianowicie:

$$-\frac{u_o}{u_1} = \frac{A_o}{1 + pT_o} \frac{\frac{\alpha r_c}{r_e}}{1 + pCr_c} \quad |6|$$

W równaniu /6/ pierwszy czynnik stanowi wzmocnienie napięciowe wzmacniacza operacyjnego, licznik drugiego czynnika - współczynnik sprzężenia zwrotnego dla prądu stałego, zaś mianownik - biegun wynikający z równoległego obwodu C i  $r_c$ , sterowanego źródłem prądowym tranzystora logarytmującego.

Odpowiedź układu przy zamkniętej pętli  $i_{we} \neq 0$  / można określić w sposób następujący:

Wiedząc, że  $i_c = \alpha i_e$  oraz - na podstawie rysunku 4 - że  $i_e = \frac{u_o}{r_e}$  i  $i = i_c + i_{we}$  można napięcie na wyjściu wzmacniacza wyrazić równaniem

$$u_{we} = \frac{\left( \alpha \frac{u_o}{r_e} - i_{we} \right) r_c}{1 + pCr_c} \quad |7|$$

Z równania na wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wyprowadzamy zależność określającą napięcie na wyjściu wzmacniacza w funkcji prądu wejściowego mianowicie:

$$u_o = \frac{\left( \alpha \frac{u_o}{r_e} - i_{we} \right) r_c}{1 + pCr_c} \frac{-A_o}{1 + pT_o} \quad |8|$$

Równanie /8/ w przedstawionej postaci nie pozwala jeszcze na analizę stabilności pętli sprzężenia zwrotnego jak i szybkości pracy układu. Umożliwia to dopiero przekształcenie powyższego



równania do postaci określającej stosunek  $\frac{u_o}{i_{we}}$  czyli trans-  
rezystancja wzmacniacza z zamkniętą pętlą logarytmicznego sprzę-  
żenia zwrotnego.

$$\frac{u_o}{i_{we}} = \frac{\frac{r_e}{\infty}}{\frac{A_o + \frac{r_e}{\infty r_c}}{A_o} + p \frac{\frac{T_o r_e + C r_c}{\infty r_c + \infty}}{A_o} + p^2 \frac{\frac{T_o C r_e}{\infty}}{A_o}} \quad |9|$$

W analizie szybkości pracy układu pominięte zostaną bieguny wyższego rzędu. Te bieguny wynikają z odcięcia  $\beta$  w tranzystorach wzmacniacza i występują przy szybkich tranzystorach planarnych ze stałą czasową  $T_\beta$  - 10 nsek.

Analiza równania /6/ prowadzi do dwóch sposobów stabilizacji pętli mianowicie:

- 1/ zastosowanie stałej czasowej  $C r_c$  jako głównego bieguna;
- 2/ wykorzystanie stałej czasowej  $T_o$  wzmacniacza operacyjnego jako roboczej stałej czasowej;

Rozwiązanie dla wymienionych sposobów stabilizacji pętli sprzężenia zwrotnego można uzyskać w sposób następujący: wyznaczamy pulsację  $\omega_1$ , dla której

$$\left| -\beta K_o \right| = \left| -\frac{u_o}{u_1} \right| = 1$$

W tym celu posługujemy się równaniem /6/ z którego otrzymujemy następującą zależność

$$\frac{-u_o}{u_1} = \frac{A_o \infty r_c}{r_e} \sqrt{(1 + \omega^2 T_o^2)(1 + \omega^2 C r_c^2)} = 1 \quad |10|$$

Biorąc pod uwagę, że  $\omega^2 T_0^2 \gg 1$  oraz  $\omega^2 C^2 r_c^2 \gg 1$  możemy napisać, że

$$-\frac{u_0}{u_1} = \frac{A_0 \alpha}{r_e \omega^2 T_0 C} = 1 \quad |11|$$

stąd

$$\omega_1 \approx \sqrt{\frac{A_0 \alpha}{r_e} \frac{1}{T_0 C}} \quad |12|$$

Sprowadzając teraz równanie /6/ do postaci

$$-\frac{u_0}{u_1} = \frac{A_0 \alpha r_c}{r_e (1 + \omega^2 T_0^2)(1 + \omega^2 C^2 r_c^2)} \left[ (1 - \omega^2 T_0 C r_c) - j\omega(T_0 + C r_c) \right] \quad |13|$$

wyznaczymy fazę  $\left( -\frac{u_0}{u_1} \right)$  mianowicie:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-\omega(T_0 + C r_c)}{1 - \omega^2 T_0 C r_c} \quad |14|$$

Biorąc pod uwagę, że  $\omega^2 T_0 C r_c \gg 1$  równanie (14) przyjmie postać

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{T_0 + C r_c}{\omega T_0 C r_c} \quad |15|$$

Zakładając margines fazy  $45^\circ / \varphi = 135^\circ /$  otrzymamy  $\operatorname{tg} \geq 1$ , a wobec tego

$$\frac{T_0 + C r_c}{\omega T_0 C r_c} \geq 1 \quad |16|$$

Z równań /16/ i /12/ wynika, że zastosowanie czynnika  $C r_c$  jako głównej stałej czasowej /  $C r_c \gg T_0 /$  prowadzi do warunku

$$\frac{Cr_c}{\propto A_0} \geq T_0 \quad |17|$$

co daje z równania / 9 / następującą odpowiedź układu przy zamkniętej pętli

$$\frac{u_o}{i_{we}} \approx \frac{\frac{r_e}{\propto C}}{1 + p \frac{Cr_c}{\propto A_0}} \quad |18|$$

Jak z powyższego widać, stała czasowa  $Cr_c$  osłabia sprzężenie zwrotne wzmacniacza logarytmicznego przy wielkich częstotliwościach co prowadzi do dużych szumów na jego wyjściu. Jeżeli natomiast stała czasowa  $T_0$  wzmacniacza operacyjnego będzie decydować o stabilności wzmacniacza  $/T_0 \gg Cr_c/$  to kryterium stabilności pętli będzie następujące

$$T_0 \geq \frac{\propto A_0 Cr_c^2}{r_e} \quad |19|$$

co wymaga wartości stałej czasowej  $T_0$  rzędu kilku tysięcy sekund, eliminując taki układ z dalszych rozważań.

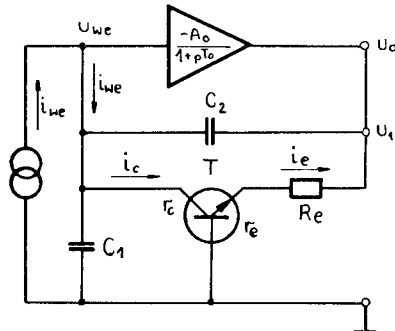
Obiecującą metodę stabilizacji pętli sprzężenia zwrotnego można uzyskać przez dodanie do układu dwóch elementów tj. kondensatora  $C_2$  równolegle do wzmacniacza operacyjnego i rezystora  $R_e$  w szereg z emitern tranzystora logarytmującego, przy czym  $R_E = R_e + r_e$ .

Omawiany układ przedstawiony jest na rysunku 5.

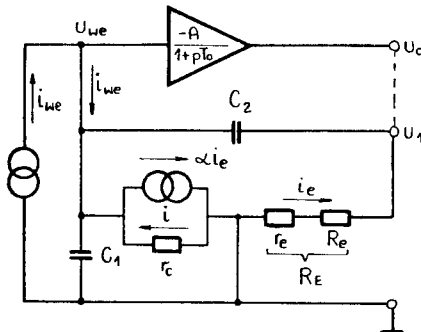
Wygodny do analizy układ uzyskuje się przez przerwanie pętli sprzężenia zwrotnego i zastosowanie - jak w poprzednim przypadku przyrostowego modelu wzmacniacza z logarytmicznym sprzężeniem

zwrotnym (rysunek 6).

Wzmocnienie napięciowe istniejące w pętli sprzężenia zwrotnego składa się ze wzmocnienia elementu logarytmującego i wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego. Wzmocnienie napięciowe układu przy otwartej pętli  $i_{we} = 0$  można określić w sposób następujący. Mając dane wzmocnienie napięciowe wzmacniacza operacyjnego - równanie /4/ - określamy wzmocnienie napięciowe elementu logarytmicznego obwodu sprzężenia zwrotnego metodą superpozycji, za pośrednictwem układu z rozwartym źródłem prądowym i układu ze zwartym źródłem napięciowym.



Rys. 5. Układ wzmacniacza logarytmicznego ze stabilną pętlą sprzężenia zwrotnego



Rys. 6. Przyrostowy model stabilnego wzmacniacza logarytmicznego

Dla układu z rozwartym źródłem prądowym można napisać następujące wyrażenie określające częściowe napięcie wejściowe

$$u'_{we} = u_1 \frac{pC_2 r_c}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} \quad |20|$$

Pozostałą część napięcia wejściowego określić można z układu ze zwartym źródłem napięciowym następującym równaniem

$$u''_{we} = \alpha \frac{u_1}{R_E} \frac{r_c}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} \quad |21|$$

Wypadkowe napięcie wejściowe  $u_{we}$  układu stanowi sumę napięć określonych równaniami /20/ i /21/ i przybiera postać

$$u_{we} = u_1 \frac{\alpha \frac{r_c}{R_E} \left(1 + p \frac{C_2 R_E}{\alpha}\right)}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} \quad |22|$$

Mnożąc napięcie wejściowe  $u_{we}$  układu logarytmującego przez wzmocnienie napięciowe wzmacniacza operacyjnego, opisane równaniem /4/ , otrzymamy wyrażenie określające napięcie na wyjściu układu z rozwartą pętlą, mianowicie

$$u_o = u_1 \frac{-A_o}{1 + pT_o} \frac{\alpha \frac{r_c}{R_E} \left(1 + p \frac{C_2 R_E}{\alpha}\right)}{1 + p(C_2 + C_1)r_c} \quad |23|$$

Teraz można już w prosty sposób określić wzmocnienie w rozwar-  
tej pętli sprzężenia zwrotnego. Jest to stosunek napięć  $\frac{u_o}{u_1}$  ,  
który wyraża się równaniem

$$-\frac{u_0}{u_1} = \frac{A_0}{1+pI_0} \frac{\alpha \frac{r_c}{R_E} \left(1 + p \frac{C_2 R_E}{\alpha}\right)}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} = -A\beta \quad |24|$$

Odpowiedź układu z rysunku 6 przy zamkniętej pętli / $i_{we} \neq 0$ / -  
 - połączenie  $u_0 - u_1$  zwarte - można określić metodą superpozycji tzn. przez analizę układu z rozwartymi źródłami prądowymi oraz zwartymi źródłami napięciowymi. Stosując tę metodę otrzymamy następujące zależności dla napięć częściowych:

dla układu z rozwartymi źródłami prądowymi

$$u'_{we} = u_0 \frac{pC_2 r_c}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} \quad |25|$$

zaś dla układu ze zwartym źródłem napięciowym

$$u''_{we} = \frac{u_0}{R_E} - i_{we} \frac{r_c}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} \quad |26|$$

Sumując te dwa napięcia częściowe otrzymamy wypadkowe napięcie wejściowe określone równaniem

$$u_{we} = u_0 \frac{pC_2 r_c}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} + \left( \frac{\alpha u_0}{R_E} - i_{we} \right) \frac{r_c}{1 + p(C_1 + C_2)r_c} \quad |27|$$

Wychodząc następnie ze wzmacnienia napięciowego, określamy transimpedancję układu, którą można wyrazić następującym równaniem

$$\frac{u_0}{i_{we}} = \frac{\frac{R_E}{\alpha}}{A_0 + \frac{R_E}{\alpha r_c} + p \frac{A_0 C_2 R_E}{\alpha} + \frac{I_0 R_E}{\alpha r_c} + \frac{(C_1 + C_2) R_E}{\alpha} + p^2 \frac{I_0 (C_1 + C_2) R_E}{A_0}} \quad |28|$$

Z tych samych względów jakie już podano przy analizie układu z rysunku 4, pominięte zostaną - przy analizie szybkości układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego - bieguny wyższego rzędu.

Dalsze rozważania wykażą, że bardziej dogodną postacią równania /28/ do określenia stabilności układu przy pętli zamkniętej okaże się jego odwrotność wyrażona w postaci

$$\frac{i_{we}}{u_0} = \left\{ \left( 1 + \frac{R_E}{\alpha A_0 r_c} \right) + p \left[ \frac{C_2 R_E}{\alpha C} + \frac{I_0 R_E}{\alpha A_0 r_c} + \frac{(C_1 + C_2) R_E}{\alpha A_0} \right] + p^2 \left[ \frac{I_0 (C_1 + C_2) R_E}{\alpha A_0} \right] \right\} \frac{\alpha}{R_E} \quad /29/$$

Dla określenia stabilności pętli sprzężenia zwrotnego należy określić warunek, który wywoła załamane się zera w wyrażeniu /24/, zanim wzmocnienie układu osiągnie jedność. W tym celu wyznacza się pulsację  $\omega_I$  dla której

$$\left| -\beta K_0 \right| = \left| -\frac{u_0}{u_1} \right| = 1$$

Posługując się równaniem /24/ - określającym wzmocnienie układu z rysunku 6 przy otwartej pętli - wyznaczamy moduł wzmocnienia i przyrównujemy go do jedności. Zatem

$$\left| \frac{u_0}{u_1} \right| = \left| \frac{A_0}{1 + p I_0} \frac{\frac{\alpha r_c}{R_E} \left| 1 + p \frac{C_2 R_E}{\alpha C} \right|}{\left| 1 + p (C_1 + C_2) r_c \right|} \right| = \frac{A_0}{\sqrt{1 + \omega^2 I_0^2}} \frac{\frac{\alpha r_c}{R_E} \sqrt{1 + \omega^2 \frac{C_2^2 R_E^2}{\alpha^2 C^2}}}{\sqrt{1 + \omega^2 (C_1 + C_2)^2 r_c^2}} = 1$$

Biorąc pod uwagę fakt, że

$$\omega_0^2 T_0^2 \gg 1 \quad \omega^2 \frac{C_2 R_E^2}{\alpha} \gg 1 \quad \omega^2 (C_1 + C_2) T_c^2 \gg 1$$

równanie /30/ można uprościć do następującej postaci

$$\left| -\frac{u_0}{u_1} \right| = \frac{A_0 C_2}{\omega (C_1 + C_2) T_0} = 1 \quad |31/$$

Stąd dla  $\omega = \omega_I$  otrzymuje się

$$\omega_I = \frac{A_0 C_2}{T_0 (C_1 + C_2)} \quad |32/$$

Jak wynika z równania /24/ pulsacja zera określona jest równaniem

$$\omega_z = \frac{\alpha}{C_2 R_E} \quad |33/$$

Aby warunek stabilności pętli sprzężenia zwrotnego został spełniony winna zachodzić nierówność

$$\omega_z < \omega_I \quad \text{tzn. że} \quad \frac{\alpha}{C_2 R_E} < \frac{A_0 C_2}{T_0 (C_1 + C_2)}$$

Ta nierówność pozwala określić ostateczną postać warunku stabilności pętli, mianowicie:

$$\frac{C_2 R_E}{\alpha} > \frac{T_0}{A_0} \frac{C_1 + C_2}{C_2} \quad |34/$$

Dla tego warunku zachodzą w równaniu /29/ nierówności

$$\frac{R_E}{A_0 r_0 \alpha} \ll 1 \quad \frac{C_2 R_E}{\alpha} \gg \frac{T_0 R_E}{A_0 r_0 \alpha} \quad \text{oraz}$$

$$\frac{C_2 R_E}{\alpha} \gg \frac{(C_1 + C_2) R_E}{\alpha A_0}$$



i to równanie - przy pominięciu biegunów wyższego rzędu - przyjmuje przybliżoną postać wyrażoną w formie

$$\frac{i_{we}}{u_o} \approx \frac{\alpha}{R_E} \left( 1 + p \frac{C_2 R_E}{\alpha} \right) \quad |35|$$

Stąd przybliżona transimpedancja układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego daje się wyrazić następującym wzorem

$$\frac{u_o}{i_{we}} \approx \frac{\frac{R_E}{\alpha}}{1 + p \frac{C_2 R_E}{\alpha}} \quad |36|$$

Należy tutaj zwrócić uwagę na fakt, że biegun przy zamkniętej pętli musi być wolniejszy niż najwolniejszy biegun wtórny wzmacniacza, tj.

$$\frac{C_2 R_E}{\alpha} > T_A \quad |37|$$

oraz, że wzmacniacz musi być stabilny nawet przy połączeniu jego wyjścia z wejściem, czyli

$$T_o > A_o T_A \quad |38|$$

Równania |24| i |28| wskazują, że stabilność pętli i szybkość odpowiedzi systemu dla układu pokazanego na rysunku 5 zależą od wartości i częstotliwości sygnału wejściowego.

Wygodną metodą przestudiowania wpływu prądu wejściowego na stabilność pętli sprzężenia zwrotnego jest wykreślenie i analiza wykresu Bode a w warunkach otwartej pętli, według równania |24|. W tym celu przekształcamy równanie |24| do następującej postaci:

$$-\frac{u_o}{u_1} = \frac{A_o C_2}{T_o (C_1 + C_2)} \frac{1}{\frac{1}{T_o} + p} \frac{1}{\frac{1}{(C_1 + C_2) r_c} + p} \left( \frac{\infty}{C_2 R_E} + p \right)$$

/39/

W powyższym wyrażeniu występuje:

1/ zero o pulsacji załamania  $-\omega_z = \frac{\infty}{C_2 R_E}$

2/ biegun o pulsacji załamania  $-\omega_{T_o} = \frac{1}{T_o}$

3/ biegun o pulsacji załamania  $-\omega_c = \frac{1}{(C_1 + C_2) r_c}$

W celu skonstruowania wykresu Bode'a obliczamy

$$\left| \frac{u_o}{u_1} \right|_{dB} = 20 \log \left| -\frac{u_o}{u_1} \right| = 20 \log \frac{A_o C_2}{T_o (C_1 + C_2)} - 20 \log \left| \frac{1}{T_o} + j\omega \right| +$$

$$- 20 \log \left| \frac{1}{(C_1 + C_2) r_c} + j\omega \right| - 20 \log \left| \frac{\infty}{C_2 R_E} + j\omega \right|$$

/40/

Równanie (40) umożliwiające bezpośrednio obliczenie danych dla wykresu Bode'a posiada postać:

$$\left[ \frac{u_o}{u_1} \right]_{dB} = 10 \log \frac{A_o C_2}{T_o (C_1 + C_2)} - 10 \log \left( \frac{1}{T_o} + \omega^2 \right) - 10 \log \left[ \frac{1}{(C_1 + C_2)^2 r_c^2} + \omega^2 \right]$$

$$- 10 \log \left[ \frac{1}{C_2^2 \left( \frac{R_E}{\infty} \right)^2} + \omega^2 \right]$$

/41/

W równaniu /41/ występują między innymi składniki, których wielkość ulega zmianie w funkcji zmian prądu kolektorowego tranzystora logarytmującego. Należą do nich  $\alpha$ ,  $r_e$ ,  $R_E$  i  $r_c$ . Zmiany wartości tych składników oraz wyrazów  $\frac{r_e}{\alpha}$ ,  $\frac{R_E}{\alpha}$  i  $(R_E/\alpha)^2$  w funkcji prądu kolektorowego podaje niżej przedstawiona tablica.

$I_c$ [A]	$10^{-12}$	$10^{-11}$	$10^{-10}$	$10^{-9}$	$10^{-8}$	$10^{-7}$	$10^{-6}$	$10^{-5}$	$10^{-4}$	$10^{-3}$	$10^{-2}$
$\frac{r_e}{\alpha}$ [ $\Omega$ ]	$2,5 \cdot 10^{10}$	$2,5 \cdot 10^9$	$2,5 \cdot 10^8$	$2,5 \cdot 10^7$	$2,5 \cdot 10^6$	$2,5 \cdot 10^5$	$2,5 \cdot 10^4$	$2,5 \cdot 10^3$	$2,5 \cdot 10^2$	$2,5 \cdot 10^1$	$2,5 \cdot 10^0$
$r_e$ [ $\Omega$ ]	$1,25 \cdot 10^9$	$0,4 \cdot 10^8$	$0,78 \cdot 10^8$	$1 \cdot 10^7$	$1,22 \cdot 10^6$	$1,44 \cdot 10^5$	$1,66 \cdot 10^4$	$1,88 \cdot 10^3$	$2,1 \cdot 10^2$	$2,32 \cdot 10^1$	$2,4 \cdot 10^0$
$R_E$ [ $\Omega$ ]	$1,25 \cdot 10^9$	$0,4 \cdot 10^8$	$0,78 \cdot 10^8$	$1 \cdot 10^7$	$1,22 \cdot 10^6$	$1,45 \cdot 10^5$	$1,76 \cdot 10^4$	$2,88 \cdot 10^3$	$1,21 \cdot 10^2$	$1,02 \cdot 10^1$	$1 \cdot 10^0$
$\frac{R_E}{\alpha}$ [ $\Omega$ ]	$2,5 \cdot 10^{10}$	$2,5 \cdot 10^9$	$2,5 \cdot 10^8$	$2,5 \cdot 10^7$	$2,5 \cdot 10^6$	$2,52 \cdot 10^5$	$2,65 \cdot 10^4$	$5,02 \cdot 10^3$	$1,44 \cdot 10^2$	$1,10 \cdot 10^1$	$1,04 \cdot 10^0$
$\left(\frac{R_E}{\alpha}\right)^2$ [ $\Omega^2$ ]	$6,25 \cdot 10^{20}$	$6,25 \cdot 10^{18}$	$6,25 \cdot 10^{16}$	$6,25 \cdot 10^{14}$	$6,25 \cdot 10^{12}$	$6,35 \cdot 10^{10}$	$7,02 \cdot 10^8$	$2,52 \cdot 10^6$	$2,07 \cdot 10^4$	$1,21 \cdot 10^2$	$1,082 \cdot 10^0$
$r_c$ [ $\Omega$ ]	$3 \cdot 10^9$	$1 \cdot 10^9$	$8 \cdot 10^8$	$6 \cdot 10^8$	$4 \cdot 10^8$	$2 \cdot 10^8$	$9 \cdot 10^7$	$7 \cdot 10^7$	$5 \cdot 10^7$	$3 \cdot 10^7$	$4 \cdot 10^7$
$\alpha$	0,030	0,160	0,342	0,400	0,488	0,576	0,664	0,752	0,840	0,928	0,960

Do określenia wartości rezystancji  $R_E = R_e + r_e$  przyjęto  $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ .

Pozostaje jeszcze do określenia wartości stałej czasowej  $T_0$  wzmacniacza operacyjnego oraz wartości pojemności  $C_1$  i  $C_2$ . Stałą czasową wzmacniacza operacyjnego można określić wychodząc z czasu narastania, który dla wzmacniacza operacyjnego  $\mu A 740$  - według danych katalogowych - wynosi  $\tau_n = 0,11 \mu\text{sek}$ . Mając dane  $\tau_n$  można wyznaczyć częstotliwość  $F_0$  wzmacniacza, przy której następuje spadek wzmocnienia o 3dB [9] z następującego równania

$$F_0 = \frac{2,2}{2\pi\tau_n} = \frac{0,35}{\tau_n} = 3,18 \text{ Hz}$$

Zatem stała czasowa  $T_0$  wzmacniacza operacyjnego przyjętego ty-

pu wynosi

$$T_0 = \frac{1}{F_0} = 0,315 \cdot 10^{-6} \text{ sek}$$

Pojemność  $C_1$  bocznikująca wejście wzmacniacza logarytmicznego i zawierająca pojemność  $C_c$  tranzystora logarytmującego posiada wartość 30 do 50pF. Do obliczenia wykresu Bode'a przyjęto  $C_1 = 50\text{pF}$ . Wartość pojemności kondensatora  $C_2$  - w wyniku przeprowadzonych eksperymentów - ustalono równą 200pF.

Korzystając z równania /41/, danych przedstawionych w tabelicy oraz danych dla  $T_0$ ,  $C_1$  i  $C_2$  obliczono dane dla wykresów Bode'a dla otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Rezultaty przeprowadzonych obliczeń dla prądów wejściowych o natężeniu od  $10^{-12}$  do  $10^{-2}\text{A}$  ilustrują krzywe przedstawione na rysunku 7.

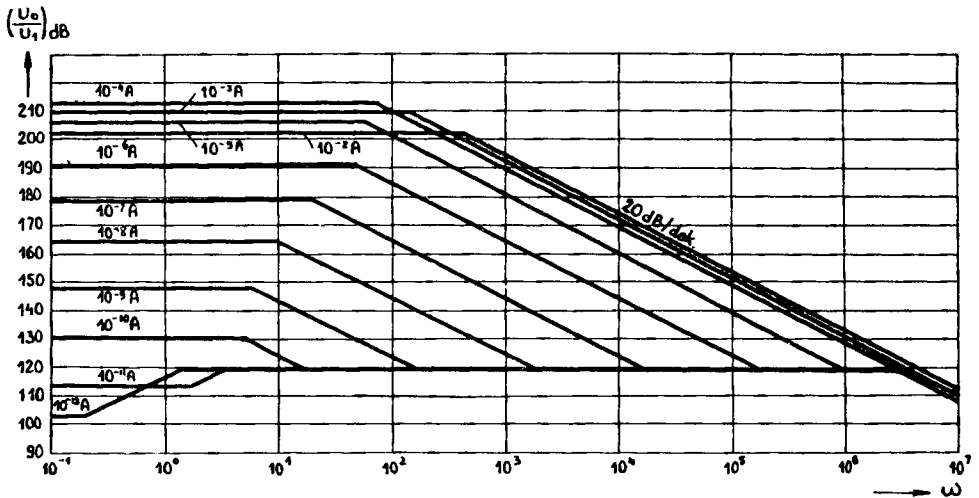
Z wykresu Bode'a  $[u_0/u_1]_{\text{dB}} = f(\omega)$  widać wyraźnie, że zarówno wielkość jak i punkt załamania  $u_0/u_1$  zmieniają się w funkcji prądu wejściowego.

W zakresie górnych charakterystyk, począwszy od charakterystyki dla prądu wejściowego  $i_{we} \geq 10^{-3}\text{A}$  zarysowuje się już wpływ rezystora  $R_e$  w obwodzie emitera tranzystora logarytmującego. Wpływ tego rezystora staje się wyraźnie widoczny na wykresie Bode'a

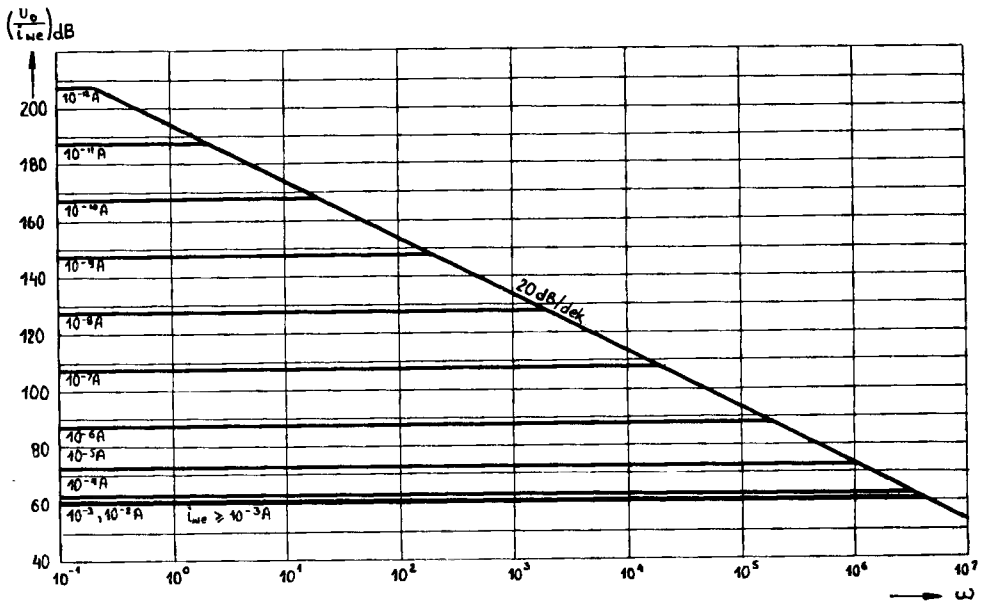
$$\left[ \frac{u_0}{i_{we}} \right]_{\text{dB}} = f(\omega)$$

dla zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego.

Wykreślenie wykresu Bode'a  $u_0/i_{we} \text{ dB} = f$  umożliwia odpowiednio przekształczone równanie 36, które w pierwszej fazie można wyrazić w następującej formie



Rys. 7. Wykres Bode'a  $[u_o/u_i]_{dB} = f/ /$  dla prądów wejściowych  $i_{we}$  od  $10^{-12}$  do  $10^{-2} A$



Rys. 8. Wykres Bode'a  $[u_o/i_{we}]_{dB} = f/ /$  dla prądów wejściowych  $i_{we}$  od  $10^{-12}$  do  $10^{-2} A$

$$\frac{u_o}{i_{we}} = \frac{R_E}{\alpha} \frac{1}{C_2 R_E \left( \frac{1}{C_2 \frac{R_E}{\alpha}} + p \right)} \quad /42/$$

Po uproszczeniu równanie /42/ przyjmuje postać

$$\frac{u_o}{i_{we}} = \frac{1}{C_2} \frac{1}{\frac{1}{C_2 \frac{R_E}{\alpha}} + j\omega} \quad /43/$$

Do skonstruowania wykresu Bode'a korzystamy z zależności

$$\left[ \frac{u_o}{i_{we}} \right]_{dB} = 20 \log \left| \frac{u_o}{i_{we}} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{C_2} \right| - 20 \log \left| \frac{1}{C_2 \frac{R_E}{\alpha}} + j\omega \right| \quad /44/$$

Bezpośrednie obliczenie danych dla wykresu Bode'a dla różnych wartości prądu wejściowego umożliwia równanie /44/ doprowadzone do postaci

$$\frac{u_o}{i_{we}} = 20 \log \frac{1}{C_2} - 10 \log \left[ \frac{1}{C_2^2 \left( \frac{R_E}{\alpha} \right)^2 + \omega^2} \right] \quad /45/$$

Obliczone na podstawie równania /45/ wykresy Bode'a dla układu ze zwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, dla prądów wejściowych o natężeniu od  $10^{-12}$  do  $10^{-2}$  A, przedstawione są na rysunku 8.

Pulsację załamania bieguny w zależności od wartości prądu wejściowego, określoną na podstawie wzoru

$$\omega_p = \frac{1}{C_2 \frac{R_E}{\alpha}} \quad /46/$$

przedstawia niżej podana tabela:

$i_{we} [A]$	$10^{-12}$	$10^{-11}$	$10^{-10}$	$10^{-9}$	$10^{-8}$	$10^{-7}$	$10^{-6}$	$10^{-5}$	$10^{-4}$	$10^{-3}$	$10^{-2}$
$\omega_p$	$2 \cdot 10^{-11}$	$2 \cdot 10^0$	$2 \cdot 10^4$	$2 \cdot 10^8$	$2 \cdot 10^3$	$1,98 \cdot 10^7$	$1,89 \cdot 10^5$	$9,96 \cdot 10^5$	$3,47 \cdot 10^4$	$4,55 \cdot 10^0$	$4,81 \cdot 10^4$

Fakt zbiegania się krzywych  $\frac{u_o}{i_{we}}$  dla prądów wejściowych  $i_{we} \geq 10^{-3} A$  uwiadczenia wpływ rezystora tłumiącego  $R_e$ .

Stała czasowa wzmacniacza z logarytmicznym sprzężeniem zwrotnym może być bezpośrednio określona z równania /36/, mianowicie

$$T_{wz} = C_2 \frac{R_E}{\alpha} \quad /47/$$

Podstawiając do równania /47/  $C_2 = 200pF$  oraz wstawiając  $\frac{R_E}{\alpha} = \frac{25 \text{ mV}}{i_{we}}$  otrzymamy

$$T_{wz} = \frac{5 \cdot 10^{-12}}{i_{we}} \quad [\text{sek}] \quad \text{dla } i_{we} < 10^{-5} A$$

oraz

$$T_{wz} = 2 \cdot 10^{-7} \quad [\text{sek}] \quad \text{dla } i_{we} \geq 10^{-4} A$$

Ten fakt wykazuje wyraźnie, że szybkość odpowiedzi analizowanego układu zależy od wartości prądu wejściowego.

Dodatkową zaletą analizowanego układu wzmacniacza logarytmicznego - rysunek 5 - jest złagodzenie problemu szumów przy pomocy kondensatora  $C_2$ , ponieważ wymusza on wyjściowe napięcie wielkiej częstotliwości w sposób podobny do napięcia wejściowego. Istotnie jeżeli prąd wejściowy  $i_{we}$  maleje, to rezystancja  $R_E = R_e + r_e$  wzrasta i wpływ pojemności  $C_2$  rośnie bezpośrednio ze wzrostem wzmocnienia.

Pojemność kondensatora  $C_2$  nie może być jednak zbyt wielka. Z dotychczasowych rozważań wynika, że prąd ładowania tego konden-

satora jest różnicą chwilowej wartości prądu wejściowego  $i_{we}$  i chwilowej wartości prądu kolektorowego  $i_c$  tranzystora logarytmującego. Aby układ wzmacniacza logarytmicznego generował funkcję o dużym zbliżeniu do idealnej funkcji logarytmicznej, prąd ładowania winien być małym ułamkiem prądu kolektora. Tak więc przy małych sygnałach wejściowych prąd ładowania kondensatora  $C_2$  jest bardzo mały, co powoduje wolne ładowanie się kondensatora.

#### Literatura

1. Sah C.T. : Effect of surface recombination and channels on p-n junctions and transistors, IRE Trans. on Elec.Dev., Vol. ED-9, 94-108, January 1962
2. El-Ibiary M.Y. : Semiconductor logarithmic .C.amplifier, IEEE Trans.Nucl. Sci., NS-10, Vol.2, 21-31, Apryl 1963
3. Gilmour G.A., Hardies C.E., Wilson J.H. : A wide range logarithmic amplifier for "NERVA", IEEE Nucl.Sci., Vol. NS-12, No.1, 346-350, February 1965
4. Dowell W.P., Paul J.M., Bobis J.R. : Accurate 9 dekade temperature compensated logarithmic amplifier, Rev.Sci.Inst., Vol.37, 7, July 1968
5. Cowell T.K., Gordon M., A logarithmic on-line processing system for analog data, Electronic Engineering, Vol.37, No. 445, 146-151, March 1965
6. Paterson W.L. : Multiplication and logarithmic conversion by operational amplifier-transistor circuits, Rev.Sci.Instrum., Vol.34, No.12, 1311-1316, December 1963
7. Schechtman A. : A logarithmic amplifier, Philips Application Note, No.86
8. Gilmore G.A. : A development in logarithmic amplifiers, Trans. IEEE on Nucl. Sci., Vol.NS-14, No.1, 321-324, February 1967
9. Hai Huang Chiang : Podstawy elektroniki jądrowej, Ośr.Inf. o Ener.Jadr., Nr 69/532/, str. 20, 1972



## ANALYSIS OF STABILITY AND VELOCITY FUNCTION OF LOGARITHMIC NETWORK

### Summary

In introduction part this paper in shortening is described the possibility of make the logarithmic amplifier in modern electronic apparatus, these review represent a discuss about a subject of logarithmic element and classification of logarithmic amplifiers.

The present paper describes a direct current requirement of operator amplifier with logarithmic feedback and detailed analysis of stability and velocity function of logarithmic network.

## АНАЛИЗ СТАБИЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ДЕЙСТВИЯ ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ СХЕМЫ

### Резюме

В введении к статье сокращённо изложено возможности использования логарифмических усилителей в современной электронной аппаратуре. Произведено соображение на счёт выбора логарифмирующего элемента и представлено классификацию логарифмических усилителей.

Основным вопросом статьи является описание постоянно-токовых требования касающихся операционного усилителя с логарифмической обратной связью и точный анализ стабильности и скорости действия логарифмирующей схемы.

Józef Stankiewicz  
Józef Pieprzyk

## KODY POPRAWIAJĄCE PACZKI BŁĘDÓW

W pracy dokonane przeglądu metod polepszania jakości przesyłania informacji przez kanał, w którym występują paczki błędów. Pierwszą metodą, która została omówiona w pracy jest metoda polegająca na zastosowaniu kodów blokowych do korygowania paczek błędów / kody Reeda - Solemana oraz kody Fire'a/. Omówienie drugiej metody, przekładania nadawanych sygnałów elementarnych, stanowi główną część całej pracy. Metoda ta pozwala w pełni wykorzystać kody blokowe i ich własności korygujące, poprzez zastosowanie techniki przekładania sygnałów elementarnych przed przesłaniem ciągu w kanał i zbierania sygnałów po stronie odbierczej. Ostatnią omówioną w pracy metodą jest metoda dekodewania adaptacyjnego. Dokładne rozważania przeprowadzone dla adaptacyjnego systemu Zegera.

### 1. Wstęp

Większość prac z teorii kodów dotyczy polepszania jakości przesyłania informacji w binarnych kanałach bezpamięciowych. Dla przypomnienia, binarny kanał bezpamięciowy jest w pełni opisany przez prawdopodobieństwo błędu binarnego. Prawdopodobieństwo to jest stałe, jeśli binarny kanał bezpamięciowy jest stacjonarny [1]. Przyjęty model matematycznego opisu kanału jest dużym uproszczeniem rzeczywistego kanału, w którym błędy występują paczkami. Klasyyczny model kanału z paczkami błędów, zwany modelem Gilberta [2], jest określony następująco: kanał może znajdować się w jednym z dwóch stanów. W stanie "złym", w którym często występują błędy i w stanie "dobrym", w którym błędy nie występują lub występują rzadko. Prawdopodobieństwa przejść z jednego stanu do drugiego określa się eksperymentalnie.

Przyjmijmy, że długość paczki błędów nie przekracza  $B$  sygnałów elementarnych, zaś długość przerwy pomiędzy paczkami trwa nie krócej niż  $G$  sygnałów elementarnych. W pracy zajmiemy się problemem zabezpieczenia przed błędami występującymi w postaci paczek. Rozpatrzmy trzy najczęściej stosowane metody walki z paczkami błędów:

1/ kody blokowe

2/ przekładanie nadawanych sygnałów elementarnych

3/ dekodowanie adaptacyjne.

## 2. Kody blokowe poprawiające paczki błędów

Ze względu na to, że w kanale może pojawić się paczka błędów długości  $B$ , a długość przerwy pomiędzy paczkami nie jest mniejsza niż  $G$ , kod blokowy, który byłby zastosowany do korekcji takich paczek błędów mógłby mieć długość ciągów kodowych co najwyżej  $G + B$  i możliwość korekcji  $B$  błędów. Łatwe zauważyć [3], że stosując kody blokowe korygujące kombinacje niekolejnych błędów nie wykorzystujemy wszystkich możliwości korekcyjnych tych kodów. Dlatego ciągi kodowe tych kodów mają małą zawartość informacyjną w stosunku do tej, którą można byłoby uzyskać, gdyby zbudować kod specjalnie przystosowany do korekcji paczek błędów.

Nie będziemy tutaj badać kresów zawartości informacyjnej dla kodów blokowych / czytelnikowi polecamy monografię J. Seidlera [2]/. Istnieją jednak specjalne kody blokowe, które zostały stworzone z myślą o korygowaniu paczek błędów. Takimi kodami są kody Reeda - Solomona / w skrócie nazywane RS/ i kody Fire'a,

## 2.1. Kody Reeda - Solomona /RS/

Kody RS tworzy się w następujący sposób: Dana jest informacja  $/a_0, a_1, \dots, a_{m-1}/$ . Dla każdego  $i = 0, 1, \dots, (m-1)$ ,  $a_i$  należy do ciała Galois  $GF /2^n /$ , czyli  $a_i$  jest ciągiem binarnym o długości  $n$ . Informacji / czyli ciągowi binarnemu / odpowiada wielomian

$$P(x) = a_0 + a_1 x + \dots + a_{m-1} x^{m-1}$$

określony dla  $x$  należące do ciała Galois  $GF /2^n /$ .

Niech  $\beta$  będzie elementem pierwotnym ciała Galois  $GF /2^n /$ .

Informacji powyższej przyporządkowujemy ciąg kodowy

$$\left( P(1), P(\beta), P(\beta^2), \dots, P(\beta^{2^n-2}) \right)$$

$P(\beta^i)$  są elementami ciała Galois  $GF /2^n /$  dla  $i = 0, 1, 2, \dots, (2^n - 2)$

$$m < 2^n - 1$$

Tak skonstruowany kod poprawia [4] dla

$$m \text{ parzystych } e = \frac{2^n - m - 1}{2} \text{ błędów}$$

$$m \text{ nieparzystych } e = \frac{2^n - m}{2} - 1 \text{ błędów}$$

Błąd w kodach RS traktowany jest jako błędnie odebrany element  $P(\beta^i)$ , a więc błędna  $n$ -ka sygnałów elementarnych. Czyli kody RS z ciągami kodowymi o długości  $n/2^n - 1$  poprawiają paczki błędów o długościach  $B \leq n$ . Uzasadnienie wszystkich powyższych faktów można znaleźć w pracy źródłowej Reeda i Solomona [4].

## 2.2. Kody Fire'a

Kod Fire'a jest kodem cyklicznym [2], którego wielomianem generującym kod jest

$$g(x) = p(x)(x^c - 1)$$

gdzie  $p(x)$  jest nierozkładalnym wielomianem nad ciałem Galois  $GF(2)$ , którego stopień wynosi  $n$ . Element pierwotny wielomianu  $p(x)$  ma rząd  $e$  oraz  $e$  nie jest dzielnikiem wykładnika  $c$ . Długość ciągów kodowych kodu Fire'a  $n$  jest najmniejszą wspólną wielokrotnością liczb  $e$  i  $c$ .

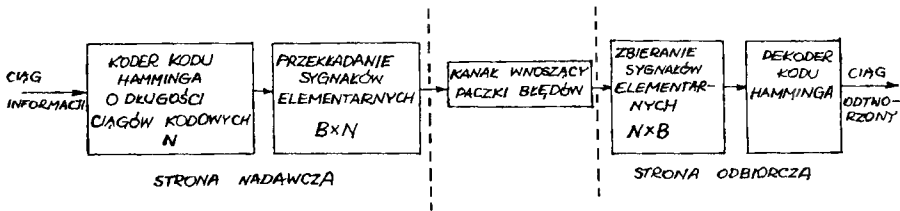
W kodzie tym pozycje kontrolne związane z wielomianem  $(x^c - 1)$  są rozmieszczone równomiernie w całym ciągu kodowym. Dwie paczki z takim samym rozłożeniem błędów, które różnią się tylko położeniem w ciągu, dają się odróżnić dzięki wielomianowi  $p(x)$ . Dowody tych faktów można znaleźć w monografii Petersena [3].

## 3. Metoda przekładania nadawanych sygnałów elementarnych

Łatwo zauważyć, że kody blokowe, które należałoby stosować do korekcji paczek błędów powinny być stosunkowo długie i mieć z góry określone przez wartość  $B$  własności korekcyjne. Aby w pełni wykorzystać kody blokowe i ich własności korygujące, stosujemy metodę przekładania sygnałów elementarnych przed przesłaniem ciągu w kanał i zbierania / zblokowania / sygnałów po stronie odbierczej. Najprostszym przykładem przekładania jest tzw. przekładanie blokowe. Polega ono na tym, że ciągi kodowe o długości  $N$  są ustawiane jako wiersze macierzy o wymiarach  $B \times N$  i wyczytywane do nadajnika z kolumn. Natomiast zbieranie polega na tym, że ciągi odebrane z kanału są najpierw ustawiane w wier-

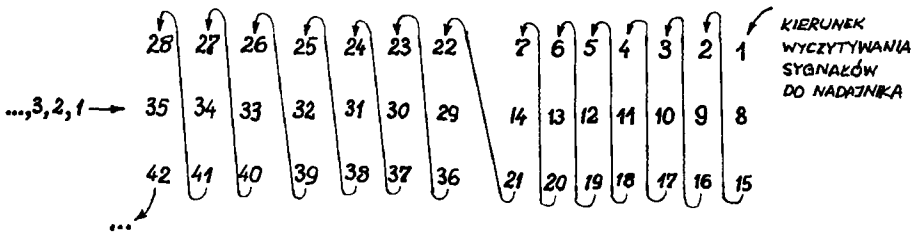
sze macierzy  $N \times B$  i następnie wyczytywane do dekodera z kolumn otrzymanej macierzy.

Metodę przekładania i zbierania można prześledzić na poniższym przykładzie. Dla kanału z paczkami błędów o parametrach  $B$  i  $G$  można skonstruować w bardzo prosty sposób układ przekładania z kodem Hamminga. Liczbę kolumn  $N$  w macierzy przekładania przyjmuje się nie większą od wielkości  $\frac{G+B}{B}$ . Schemat takiego systemu podano na rysunku 1.



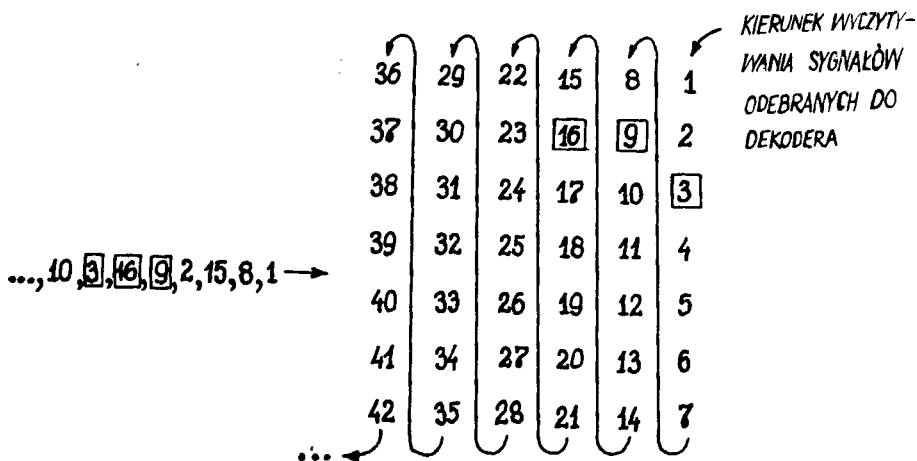
Rys.1. Zastosowanie kodu Hamminga wraz z metodą przekładania i zbierania sygnałów

Dla dokładnego prześledzenia procesów zachodzących w układzie założymy, że  $B = 3$ ,  $G = 19$ , czyli można przyjąć  $N = 7$ . Na wejście układu przekładania podawane są sygnały elementarne z kodera w kolejności 1, 2, ... . Sygnały te ustawiamy w macierzy przekładania w wymiarach  $3 \times 7$  / rysunek 2/.



Rys.2. Przykład macierzy przekładania sygnałów elementarnych dla  $B = 3$  i  $N = 7$

Po wyczytaniu sygnałów z kolumn macierzy przekładania sygnały elementarne wchodzi do nadajnika w kolejności 1,8,15,2,9,16, 3, 10,17,4,11,18, ... . Tak otrzymany ciąg sygnałów elementarnych przesyłamy przez kanał. Ponieważ w czasie przesyłania sygnałów elementarnych całej macierzy  $3 \times 7$  elementów może co najwyżej zaistnieć jedna paczka o długości 3, która może spowodować, dla przykładu błędy na pozycjach 9,16,3. Po stronie odbiorczej działamy podobnie: ciąg odebrany wpisujemy jako wiersze macierzy rozmiaru  $7 \times 3$  i odczytujemy sygnały elementarne z kolumn. Otrzymujemy ciąg w pierwotnej kolejności 1,2, ... . Błędy, które pojawiły się na pozycjach 3,9,16 czyli w trzech różnych ciągach kodowych, będą poprawione przez dekodery kodu Hamminga jako błędy pojedyncze.



Rys.3. Przykład macierzy zbierania sygnałów odebranych dla  $B = 3$ ,  $N = 7$

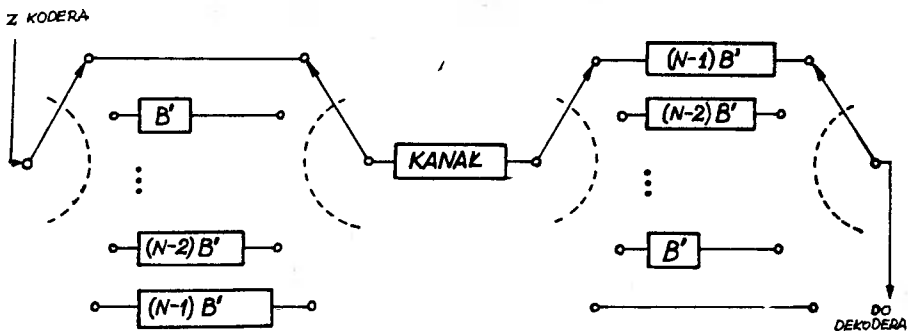
Jak widać z przykładu metoda przekładania w pewnym sensie dopasowuje krótkie kody do kanału wnoszącego paczki błędów. Można wykazać, że metoda blokowego przekładania potrzebuje stosunkowo dużo komórek pamięci po stronie nadawczej i odbiorczej; a tym sa-

nym wprowadza zbyt duże opóźnienie przy przesyłaniu.

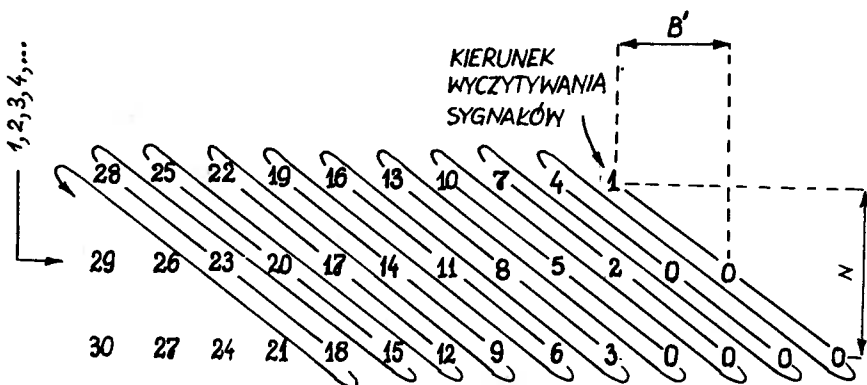
Systemy stosujące przekładanie można analizować pod względem właśnie tych dwóch parametrów, tzn. opóźnienia wnoszonego przez przekładanie lub liczby komórek pamięci niezbędnych do realizacji systemu. Systemy, które realizują metodę przekładania przy minimalnym opóźnieniu i minimalnej liczbie komórek pamięci nazywamy systemami optymalnego przekładania. Dalej będziemy zajmować się tylko takimi systemami. Uzasadnienie optymalności takich systemów można znaleźć w pracy Ramseya [5].

Rozważmy system optymalnego przekładania podany na rysunku 4. Na tym rysunku komutator kodera rozdziela strumień wejściowy na ciągi zawierające  $N$  sygnałów elementarnych; oznacza to, że styk ruchomy komutatora stoi na każdej pozycji przez czas niezbędny do wysłania jednego sygnału elementarnego. Do każdego styku nieruchomego komutatora / oprócz pierwszego / przyłączony jest szeregowy rejestr przesuwany o pojemności  $i - 1/ \cdot B'$  gdzie  $i$  jest numerem styku  $i = 1, 2, \dots, N$ , a  $B' = \frac{B}{N}$ . Kolejność wysyłania sygnałów w kanał można przedstawić jak na rysunku 5. Na rysunku tym podano numery sygnałów zgodnie z kolejnością pojawiania się na wejściu komutatora. Strzałki pokazują kolejność przesyłania sygnałów przez kanał. W przypadku wystąpienia paczki błędów  $B = B' \cdot N$  w czasie zajętym na przesłanie  $N \cdot B = NB' \cdot N$  sygnałów, aby poprawić błędy występujące w takiej paczce wystarczy wykorzystać odpowiedni kod blokowy poprawiający jeden błąd na  $N$  sygnałów / por. rysunek 6/. Gdy natomiast paczka błędów jest długości  $k \cdot B = kB' \cdot N$ , wtedy oddziałuje ona na nie więcej niż  $k$  z  $N$  sygnałów odebranych / rysunek 7 /.

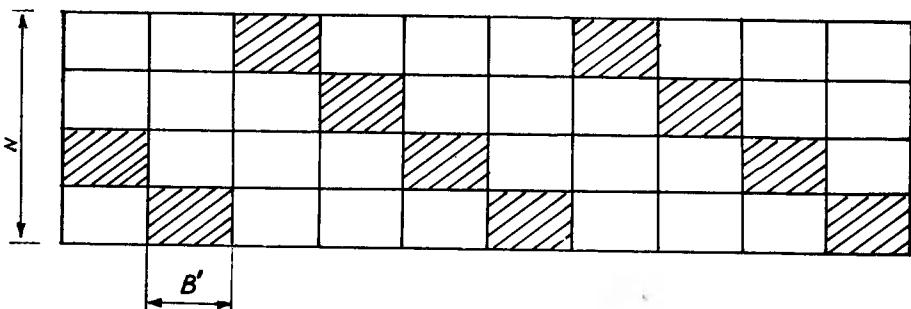




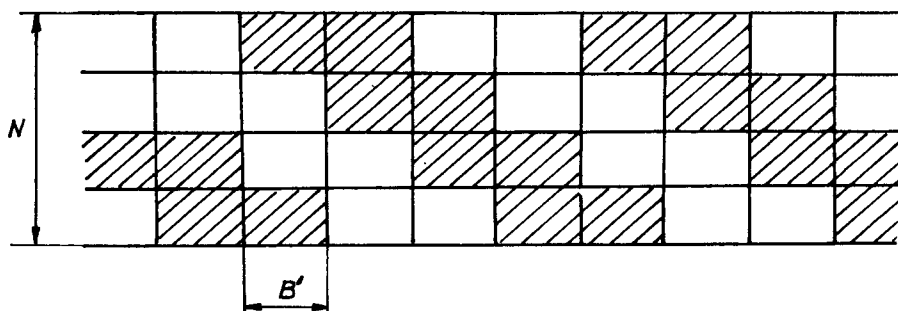
Rys.4. System optymalnego przekładania  $B \times N$  i zbierania  $N \times B$



Rys.5. Przekładanie optymalne dla  $B' = 2, N = 3$



Rys.6. Kolejność pojawiania się paczek błędów o długości  $B'N$  i przerw między paczkami o długości  $(N-1)B'N$  w odebranym strumieniu sygnałów

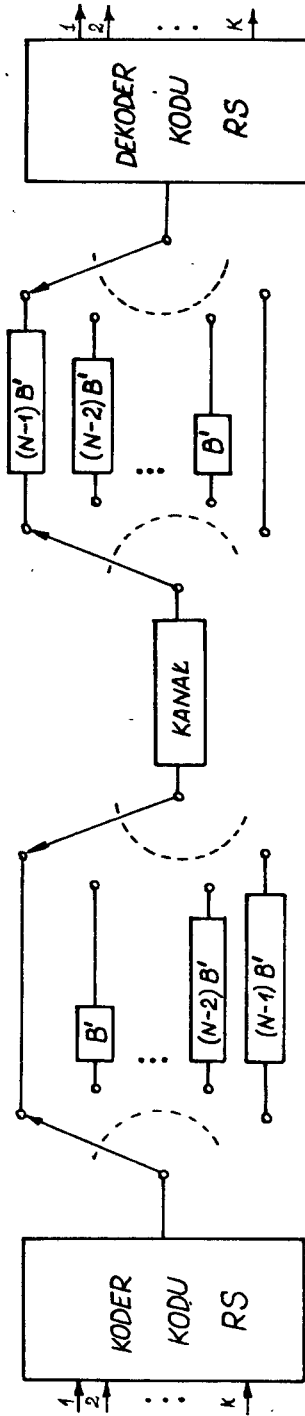


Rys.7. Kolejność pojawiania się paczek błędów w strumieniu odebranym przy powstaniu w kanale paczek o długości  $KB \cdot N / N=4, k=2/$

Z naszych rozważań i rysunku 4 wynika, że metoda przekłada -  
nia charakteryzuje się tym, że:

- 1/ wszystkie sygnały elementarne decodują do dekodera z opóźnieniem  $N-1/B'$ ;
- 2/ nadajnik i odbiornik potrzebują po  $\frac{N \cdot N-1 \cdot B'}{2}$  komórek pamięci.

Przekładanie z punktu widzenia dekodera eliminuje lub skraca paczki z długości  $kB$  do długości  $k$ . Dlatego wydaje się celowe jako kod współpracujący z przekładaniem, zastosować kod RS /rysunek 8/. W kodzie RS stosuje się  $K$  sygnałów złożonych zawierających  $b$  sygnałów elementarnych stanowiące ciąg informacyjny. Wtedy na każde z  $K$  wejść kodera kodu RS podajemy kolejne segmenty  $b$  sygnałów jako tzw. sygnały złożone. Na wyjściu kodera otrzymujemy ciąg  $N$  sygnałów złożonych tworzący strumień podlegający przekładaniu. Przekładanie i zbieranie odbywa się jak poprzednio, zaś w dekodерze dokonujemy korekcji błędów.

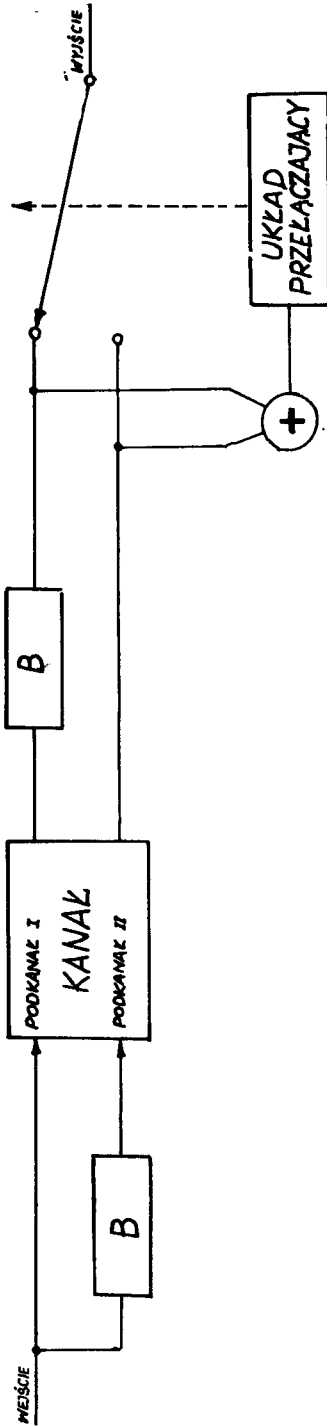


Rys.8. Zastosowanie kodu RS w systemie z przekształceniem  $B \times N$

#### 4. Dekodowanie adaptacyjne

W przypadku, gdy w jakiś sposób możemy prowadzić obserwację stanu kanału można stosować następujący sposób przesyłania informacji. Stosujemy takie kodowanie, w którym dany blok informacji przesyłany jest co najmniej dwukrotnie przez kanał, a transmisje te są odległe jedna od drugiej co najmniej o długość paczki błędów. Po stronie odbiorczej podejmujemy decyzję o stanie kanału; jeżeli kanał jest w stanie "dobrym", to stosujemy uproszczony sposób dekodowania wykorzystując tylko pierwszy blok, natomiast gdy kanał jest w stanie "złym" to stosujemy bardziej złożony sposób dekodowania. Przykładem tego rozwiązania jest układ zaproponowany przez Zegersa / rysunek 9/. Sygnały nadawane przesyłamy dwukrotnie za pomocą dwóch bloków, przy czym drugi jest opóźniony o czas B. Kanał dzielimy na dwa podkanały - przez każdy z podkanałów przesyłamy bloki nieopóźniony i opóźniony. Po stronie odbiorczej blok pierwszy opóźniony o B. Wyjścia podawane są na układ porównujący; gdy sygnały są zgodne to podejmujemy decyzję, że kanał jest sprawny i będziemy przy dekodowaniu brać pod uwagę tylko blok z górnego podkanału. W przypadku stwierdzenia różnicy pomiędzy dwoma blokami przyjmujemy, że wystąpiła paczka błędów, wówczas ciągle jeszcze przez czas B dekodujemy ciągi sygnałów z górnego podkanału a po tym czasie przez okres B ciągi sygnałów z dolnego podkanału. Warto dodać, że system Zegersa jest praktycznie stosowany w niektórych urządzeniach transmisji danych produkowanych przez firmę Philips.





Rys. 9. Adaptacyjny system Zegersa

## Literatura

- 1 Seidler J. : Teoria kodów, PWN, Warszawa, 1966
- 2 Seidler J. : Systemy przesyłania informacji cyfrowych, WNT, Warszawa, 1972
- 3 Peterson W.W. : Error correcting codes, Wiley, New York, 1961
- 4 Reed I.S., Solomon G. : Polynomial codes over certain finite fields, SIAM J. Appl. Math., vol. 8, June 1966, pp. 300-304
- 5 Ramsey J.L. : Realization of optimum interleavers, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-15, May 1970, pp. 338-345
- 6 Ferney G.D. : Burst - correcting codes for the classic bursty channel, IEEE Trans. Inform. Theory vol. COM-19, October 1971, pp. 772-781
- 7 Burten H.O. : Some asymptotically optimal burst - correcting codes and their relation to single - error - correcting Reed-Solomon codes, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-17 Jan. 1971, pp. 92-95

## THE BURST - CORRECTING CODES

## Summary

This paper describes an idealized model, called the classic bursty channel, and three methods improving transmission quality across this channel. The first method applies block-burst-correcting codes /RS-codes and Fire's codes/. The use of interleaving to adapt block correcting codes to bursty channels is the main part of this paper. The adaptive Zeger's system is the last method discussed in this paper.

## КОДЫ ИСПРАВЛЯЮЩИЕ ПАКЕТЫ ОШИБОК

## Резюме

Работа содержит обзор трех методов улучшения передачи информации в каналах с пакетами ошибок. Первый метод основан на применении блочных кодов /коды Рида - Саломона и коды Файра/. Основная часть работы посвящена методу перестановки элементарных сигналов. Последний из рассмотренных методов это адаптивный системы Зегерса.

Eugeniusz Polaszek

### UKŁAD DO SZYBKICH POMIARÓW INDUKCYJNOŚCI

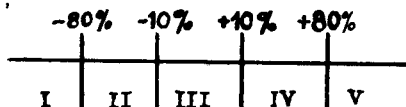
Na podstawie przeprowadzonej analizy możliwości wykorzystania układu różnicowego do pomiarów indukcyjności [6] zaprojektowano układ pomiarowy wchodzący w skład automatu służącego do klasyfikowania cewek indukcyjnych lub podzespołów elektronicznych zawierających cewki.

Człon pomiarowy automatu pracuje w oparciu o mostek różnicowy Campbella - Starra ze wzorcem indukcyjnym.

#### 1. Wstęp

W mostku różnicowym Campbella-Starra badany element i wzorzec są włączone w obwód wtórnego uzwojenia transformatora różnicowego.

Dla każdego elementu zakres pomiarowy podzielony został na pięć grup tolerancji według rysunku 1 oraz każdemu zakresowi przyporządkowano odczep transformatora różnicowego.



Rys. 1. Podział na grupy tolerancji

W celu ułatwienia opisu poszczególne grupy tolerancji oznaczono cyframi od I do V. Elementy dobre zaliczane są do III grupy, tzn. że mieszczą się w granicach  $\pm 10\%$  wartości znamionowej.

Grupy tolerancji II i IV zawierają elementy mieszczące się w granicach tolerancji od  $-10\%$  do  $-80\%$  oraz od  $+10\%$  do  $+80\%$  wartości nominalnej i mają sens przy klasyfikacji podzespołów elektronicznych zawierających indukcyjności / np. przy równoległymłączeniu rezystancji i indukcyjności/. W tych zakresach tolerancji mieszczą się podzespoły dające się wyregulować przez wymianę uszkodzonych elementów.



Natomiast grupy I i V zawierają podzespoły nienaprawialne. Przytoczony tu podział na V grup tolerancji i przyporządkowanie im odpowiednich odchyżeń procentowych od wartości znamionowej może być dowolnie zmieniany w zależności od wymagań stawianych układowi.

Ponieważ parametry mierzonych elementów mają rozkład normalny, a tym samym większość z nich mieści się w dopuszczalnych granicach tolerancji  $\pm 10\%$  nie opłaca się nam rozpoczynać pomiarów od krańcowych tolerancji. Pociąga to bowiem za sobą wykonanie dwóch przełączeń odczepów transformatora różnicowego dla elementów dobrych a trzech przełączeń dla elementów mieszczących się w przeciwległej grupie tolerancji / nie licząc porównania na pierwszym odczepie/.

Rozpoczynając pomiary od zakresu  $-10\%$  wartości znamionowej ograniczamy ilość przełączeń odczepów do jednego dla elementów dobrych i mieszczących się w ujemnym zakresie tolerancji oraz dwóch przełączeń dla elementów z dodatniego zakresu tolerancji. Podobnie sytuacja wyglądałaby w przypadku rozpoczynania pomiarów od zakresu  $+10\%$  wartości nominalnej z tym, że dwukrotne przełączenie odczepów nastąpi dla ujemnego zakresu tolerancji. Poddając analizie / w toku produkcji / rozkład parametrów wybrakowanych elementów można zdecydować się na jeden z zaproponowanych wariantów. Przyjęcie tej zasady narzuca konieczność rozróżniania kierunków roztrojenia od wartości nominalnej przy pierwszym porównaniu dla każdego elementu i tak w przypadku gdy

$$L_x > / L_N + nL_N / ,$$

$$\text{gdzie: } n = \pm 0,1 ; 0,8$$

$L_x$  - indukcyjność mierzona

$L_N$  - indukcyjność wzorcowa

to na wyjściu układu progowego pojawia się impuls "1", natomiast gdy  $L_X < /L_N + nL_N /$ , to na wyjściu pojawia się impuls "0". W przypadku, gdy  $L_X = L_N$  decyzja wyboru "1" lub "0" należy do układu, a wybór zostanie dokonany z błędem nieczułości układu. Kombinacje zero-jedynkowe decydują o zaliczeniu elementu do odpowiedniej grupy tolerancji według tabeli 1.

Tabela 1

Grupa tolerancji	1 impuls	2 impuls	3 impuls
I	0	0	-
II	0	1	-
III	1	0	-
IV	1	1	0
V	1	1	1

Przedstawiony algorytm pozwala na minimalną liczbę przełączeń odczepów transformatora różnicowego, a tym samym pozwala na skrócenie czasu pomiaru. Ponieważ większość elementów znajduje się w III grupie tolerancji, wystarczy wtedy sprawdzić  $-10\%$  i  $+10\%$  wartości nominalnej, aby wydać właściwą decyzję. W najgorszym przypadku musimy dokonać dwóch przełączeń odczepów, aby stwierdzić, że element zaliczany jest do V grupy tolerancji.

Uwzględniając fakt, że wymagana szybkość pomiarów wynosi 10 elementów w ciągu sekundy i biorąc najgorszy przypadek, czyli dwa przełączenia, otrzymujemy częstotliwość przełączenia odczepów transformatora 20 Hz.

## 2. Zasada działania układu

W oparciu o analizę układu różnicowego [1,6] i przedstawione wyżej wymagania, zaprojektowano układ pomiarowy, który jest przedstawiony na rysunku 2.



W układzie tym wykorzystano fabryczny generator LC o częstotliwościach akustycznych. Z generatora tego sygnał o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie 7V podawany jest przez układ wtórnika emiterowego na uzwojenie pierwotne transformatora różnicowego, będącego częścią składową mostka pomiarowego. Jednocześnie ten sam sygnał z wtórnika emiterowego, którego zadaniem jest dopasowanie układu pomiarowego do generatora, podawany jest na przesuwnik fazowy. Przesuwnik fazowy przesuwają o  $90^\circ$  napięcie sterujące w stosunku do napięcia niezrównoważenia / pomiar składowej urojonej impedencji / oraz niweluje wszystkie niepożądane przesunięcia fazowe powstałe w poszczególnych stopniach urządzenia. Dalej sygnał dochodzi na drugi wtórnik dopasowujący przesuwnik do wzmacniacza mocy a ze wzmacniacza odpowiednio wzmocniony podawany jest na układ dyskryminatora fazy jako sygnał sterujący. Sygnał niezrównoważenia powstający wskutek nierówności indukcyjności mierzonej i wzorcowej w układzie różnicowym po przejściu przez układ Darlingtona i wzmocniony przez wzmacniacz mocy podawany jest również na układ dyskryminatora.

Napięcie na wyjściu dyskryminatora ma już odpowiednią polaryzację, zależną od kierunku rozstrążenia.

Napięcie to w postaci paczek wyprostowanego sygnału rozstrojenia / o częstotliwości  $f = 1 \text{ kHz}$  / pojawiających się z częstotliwością 20 Hz podawane jest na układ całkujący.

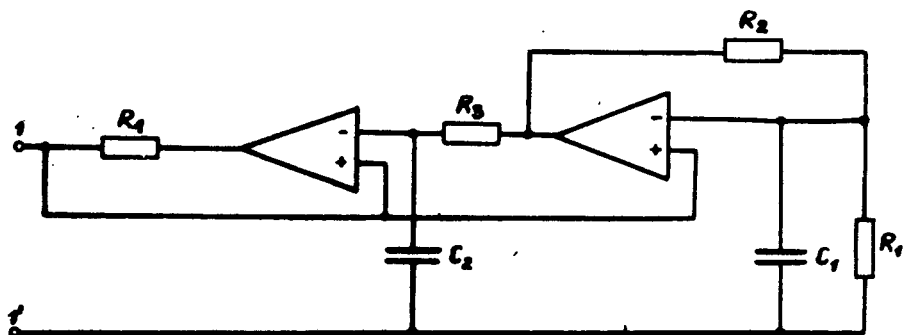
Po uśrednieniu i wzmocnieniu sygnał podawany jest na układ komparatora, gdzie porównywany jest z napięciem odniesienia  $U_w$  a wynik porównania podawany jest na układ logiczno-rejestrujący. Ze względu na to, że badanie zakresów tolerancji zaczynamy od środka skali / - 10% wartości znamionowej / układ logiczny po pierwszym impulsie decyduje, w którą stronę będą przełączone odczepy transformatora różnicowego.

Po analizie wszystkich impulsów układ logiczny podejmuje decyzję, do której grupy tolerancji dany element zalicza.

### 3. Dobór wzorca

Wspomnieć należy, że do pomiarów indukcyjności można używać zamiast wzorców klasycznych / bardzo drogich i trudno dostępnych/ analogi indukcyjności.

W wyniku poszukiwań odpowiedniego wzorca indukcyjności przeanalizowano szereg układów, między innymi: symulowaną indukcyjność za pomocą wzmacniacza z zespolonym sprzężeniem zwrotnym, symulowaną indukcyjność za pomocą żyratora obciążonego na wyjściu pojemnością oraz żyrator Riordana [5] przedstawiony na rysunku 3.



Rys. 3. Żyrator Riordana

Układ z rysunku 3 ma szereg walorów eksploatacyjnych, między innymi łatwość regulowania wartości  $L$  przy pomocy  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  i  $R_4$ , możliwości stosowania go przy napięciach rzędu kilku woltów dobierając tylko odpowiednio sprzężenie we wzmacniaczach operacyjnych.

Dobroci otrzymywanych indukcyjności są bardzo wysokie i wynoszą kilka tysięcy.

Na podstawie podanego schematu blokowego wykonano układ bazu-

jąc na typowych podzespołach elektronicznych.

W wyniku otrzymano układ o następujących parametrach:

1. Normalna praca układu przebiega przy przełączaniu odczepów transformatora różnicowego z częstotliwością 20 Hz.
2. Maksymalna częstotliwość przełączania przy jakiej układ pracuje jeszcze poprawnie wynosi 106 Hz.
3. Zdolność rozdzielcza układu definiowana jako  $\frac{L}{I_N} = 0,3 \%$ , tzn. powyżej takiego rozstrojenia procentowego indukcyjności mierzonej od wzorcowej na wyjściu urządzenia pojawi się impuls sygnalizujący różnicę wartości indukcyjności badanej względem wzorcowej.
4. Sygnał otrzymywany na wyjściu komparatora wynosi  $\pm 8$  V, przy zmianach granic tolerancji dla każdej mierzonej indukcyjności. Napięcie to podawane jest na układ logiczno-rejestrujący.

W podanym tu rozwiązaniu układu pomiarowego zastosowano transformator różnicowy. Można też wykonać układ różnicowy w oparciu o wzmacniacze operacyjne i uzyskać lepsze parametry, szczególnie jeżeli chodzi o zdolności rozdzielcze układu.

Biorąc pod uwagę łatwość wykonania układu na transformatorze oraz wystarczającą dla celów praktycznych zdolność rozdzielczą tego układu przestano na tym projekcie.

## Literatura

1. Łapiński M. : Miernictwo teleelektryczne Tom I i III  
WKŁ 1966 r.
2. Pełczyński B. : Projektowanie układów z przyrządami półprzewodnikowymi WKŁ 1969 r.
3. Sowiński A. : Cyfrowa technika pomiarowa WKŁ 1967 r.
4. Białko M. : Układy mikroelektryczne WKŁ 1969 r.
5. Riordan R.H.S. : Simulated inductances using differential amplifiers El. lett. vd. 3 Feb. 1967 r.
6. Polaszek E. : Analiza możliwości wykorzystania układu różnicowego do pomiarów indukcyjności, Zeszyty Naukowe ATR

**A SYSTEM FOR INDUCTANCE QUICK MEASURING****Summary**

On the basis of the analysis of the possibility of the application of the differential system for measuring inductance /6/ there has been designed a measuring system which is included into the device used for the specification of inductors or electronic sub-systems which include coils.

The measuring part of the apparatus works basing on the Campbell-Starr's differential bridge with the inductance pattern.

**СИСТЕМА ДЛЯ БЫСТРЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТИ****Резюме**

На основе проведенного анализа возможности использования дифференциальной системы для измерений индуктивности

6 спроектирована измерительная система входящая в состав автомата для классификации индуктивных катушек или электронных подузлов содержащих катушки.

Измерительный узел автомата работает на основе дифференциального моста **Campbella-Starra** с индуктивным образцом.





Ludwik Ciołczyk

### O PEWNEJ STRUKTURZE SYNCHRONICZNYCH UKŁADÓW STERUJĄCYCH

W artykule przedstawiono pewną strukturę synchronicznych układów sterujących, w oparciu o którą można zaprojektować i zrealizować synchroniczny układ sterujący, działający zgodnie z przyjętą siecią działań. Szereg problemów dotyczących tej struktury zostało przedstawionych na przykładzie układu sterującego Urzędnia Centralnej Rejestracji Danych, zaprojektowanego i wykonanego w ramach prac badawczych w Zakładzie Podstaw Elektroniki.

#### 1. Wstęp

Celem pracy badawczej prowadzonej w Zakładzie Podstaw Elektroniki jest:

- a/ sprecyzowanie założeń dotyczących Urzędnia Centralnej Rejestracji Danych, w skrócie UCRD,
- b/ zaprojektowanie układu logicznego UCRD,
- c/ wykonanie prototypu UCRD.

Urządzenie powinno zapewnić rejestrację wyników pomiarowych maksymalnie 28 wielkości pomiarowych w każdym cyklu rejestracji, jednocześnie za pomocą perforatora i drukarki znakowej mozaikowej. Sposób rejestracji zależy jest od rodzaju pracy UCRD, przy czym istnieją trzy różne rodzaje pracy.

Precyzowanie założeń oraz projektowanie UCRD można podzielić na następujące etapy:

- 1/ zebranie wymagań, danych w postaci opisu słownego uzupełnionych innymi formami opisu;

- 2/ zaprojektowanie UCRD w postaci schematu blokowego;
- 3/ zaprojektowanie układów logicznych poszczególnych bloków;
- 4/ zaprojektowanie układu sterującego;

a więc:

- a/ określenie sieci działań;
- b/ zaprojektowanie układu logicznego bloku sterującego.

Końcowy etap opracowywania UCRD stanowi projektowanie układu sterującego. Zadaniem układu sterującego jest wytworzenie ściśle określonej sekwencji sygnałów sterujących dla pozostałych bloków oraz współpracujących urządzeń peryferyjnych.

W artykule tym przedstawiono pewną strukturę synchronicznych układów sterujących, w oparciu o którą można w prosty sposób zaprojektować synchroniczny układ sterujący.

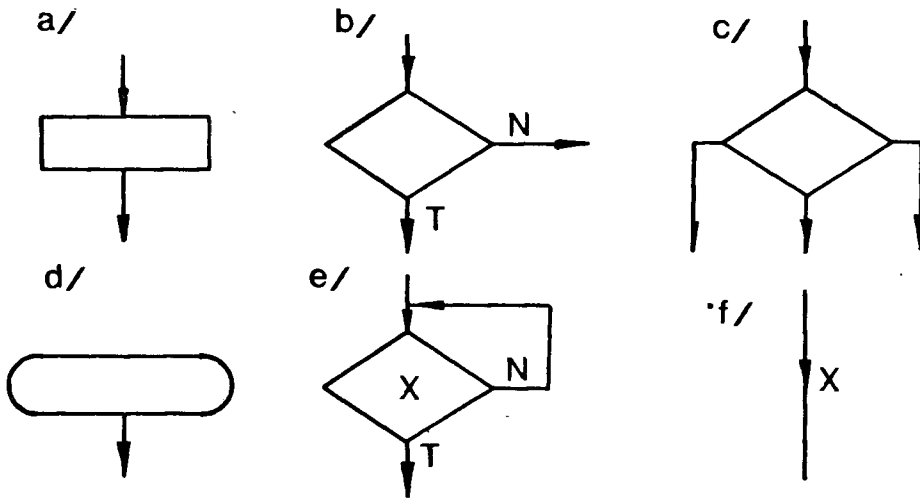
## 2. Opis algorytmu działania układu sterującego

Jednym ze sposobów przedstawiania algorytmu działania układu sterującego jest sieć działań. Buduje się ją z dwóch podstawowych elementów:

- 1/ klatek operacyjnych, opisujących jedną lub kilka równocześnie wykonywanych czynności;
- 2/ klatek warunkowych, opisujących warunki jakie są stawiane przy przejściu do następnej czynności.

Dodatkowo, dla uproszczenia zapisu, można wprowadzić klatki sieci działań reprezentujące np. początek i koniec ciągu czynności, oczekiwanie na spełnienie warunku itp.

Symbole graficzne elementów sieci działań przedstawione są na rysunku 1.



Rys.1. Symbole graficzne elementów sieci działań  
 a/ klatka operacyjna, b/c/ klatki warunkowe,  
 d/ klatka początku, e/f/ oczekiwania na spełnienie warunku X

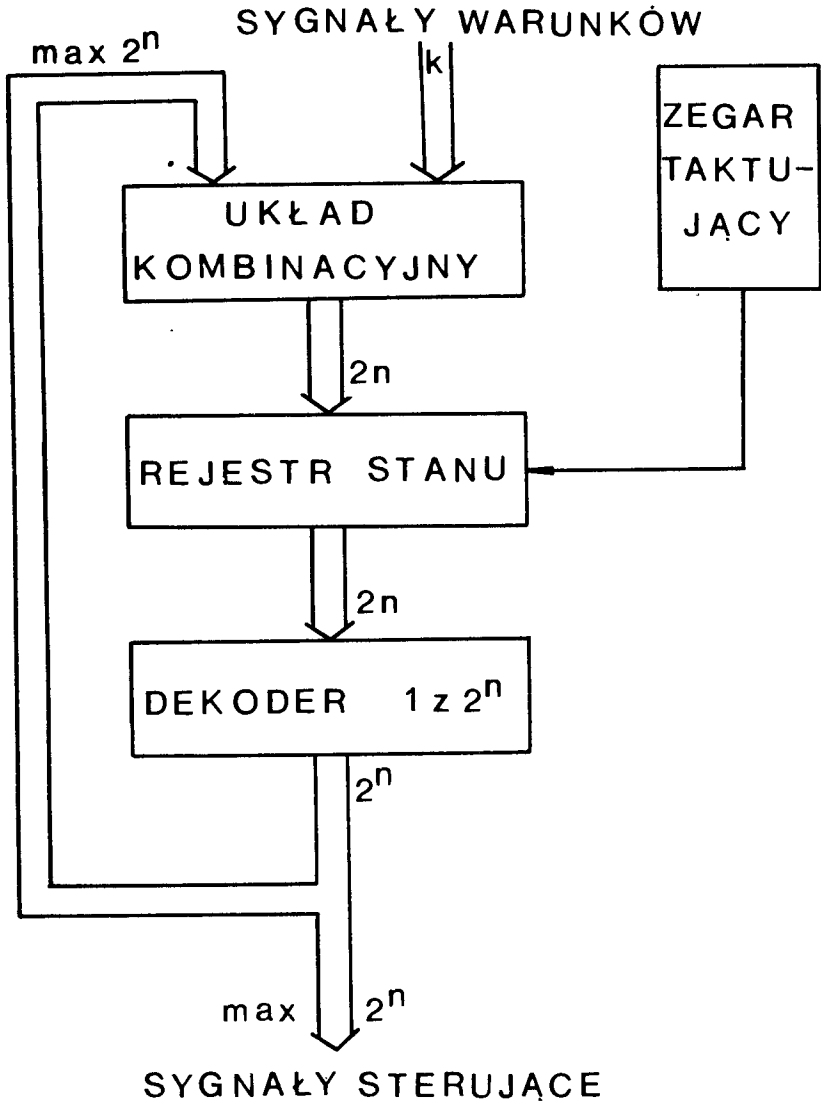
Sieć działań buduje się na podstawie analizy funkcji, którą ma realizować układ cyfrowy oraz zaprojektowanej sieci logicznej poszczególnych bloków. Sekwencja sygnałów sterujących zależna jest od:

- 1/ sieci działań danego układu sterującego;
- 2/ warunków.

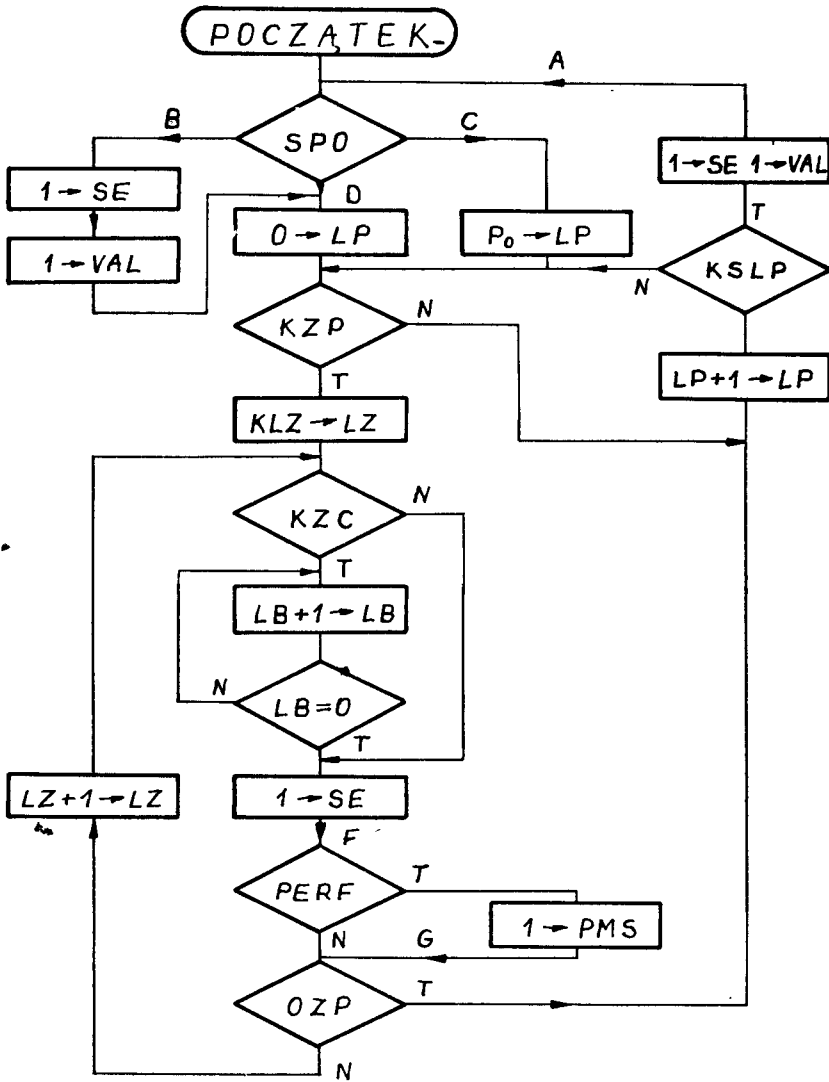
Mając ostateczną postać sieci działań układu sterującego należy dokonać wyboru rodzaju struktury układu sterującego biorąc pod uwagę:

- 1/ stopień skomplikowania sieci działań;
- 2/ wymaganą szybkość działania;
- 3/ prostotę strukturalną układu;
- 4/ rodzaj posiadanych podzespołów.

W pracy tej omówiono sposób projektowania oraz pewne aspekty działania synchronicznych układów sterujących, realizowanych w oparciu o strukturę przedstawioną na rysunku 2.



Rys.2. Schemat blokowy omawianej struktury synchronicznego układu sterującego



Rys.3. Sieć działań układu sterującego rozpatrywanego w pracy jako przykład

Rejestr stanu układu sterującego składa się z  $n$  przerzutników . Maksymalna ilość stanów układu sterującego wynosi więc  $2^n$ .

Sposób postępowania przy projektowaniu układu sterującego najlepiej będzie prześledzić na konkretnym przykładzie. Należy zrealizować układ sterujący, którego algorytm pracy dany jest w postaci sieci działań przedstawionej na rysunku 3. Ponieważ zawiera ona w sumie 18 klatek warunkowych i operacyjnych więc rejestr stanu musi być złożony z co najmniej pięciu przerzutników  $n=5$  /  $2^4 < 18 < 2^5$  /. Dla  $n=5$  rejestr stanu może znajdować się w jednym z 32 stanów. Ponieważ każdej klatce operacyjnej i warunkowej przyporządkujemy inny stan rejestru stanu, wykorzystanych będzie 18 spośród 32 stanów.

### 3. Wskazówki dotyczące kodowania stanów

Sposób przyporządkowania kodów stanów rejestru sterującego klatkom operacyjnym, czyli tzw. kodowanie stanów układu sterującego, decyduje o stopniu rozbudowy układu kombinacyjnego przedstawionego na schemacie blokowym. Przejściu od jednej klatki sieci działań do drugiej odpowiada zmiana stanu układu sterującego zgodnie z przyporządkowanymi tym klatkom kodami. Do kodowania stanów układu sterującego użyto kodu naturalnego. Dla zmiany stanu układu sterującego konieczna jest zmiana stanu co najmniej jednego przerzutnika. Jeśli zapewnimy to, że przejście od jednej klatki sieci działań do drugiej będzie się wiązało ze zmianą stanu tylko jednego przerzutnika, to układ logiczny realizujący funkcje wzbudzeń rejestru stanu będzie najmniej rozbudowany. Wniosek z tego, że należy o ile to możliwe w ten sposób kodować stany układu sterującego, by przejście od jednej klatki do drugiej związane było ze zmianą stanu reje-

stru tylko na jednej pozycji. Jednak nie zawsze jest możliwe takie kodowanie. Może się okazać, że ze względu na postać sieci działań konieczne są w kilku przypadkach zmiany stanu rejestru na dwóch pozycjach przy przejściu od jednej klatki do drugiej. Sytuacje takie występują w przypadkach gdy:

- 1/ dowolna z pętli zawiera nieparzystą ilość klatek;
- 2/ przejście od dowolnej lecz tej samej klatki do dowolnej innej możliwe jest kilkoma drogami, wzdłuż których występuje parzysta i nieparzysta liczba klatek, przy czym przypadków takich wystąpi tyle ile będzie par dróg, w których wzdłuż jednej będzie występowała parzysta zaś wzdłuż drugiej nieparzysta ilość klatek;
- 3/ występować będą klatki warunkowe z ilością  $k$  wyjść, gdzie  $k > n$ ;
- 4/ do dowolnej klatki będą istniały przejścia bezpośrednie z  $p$  klatek, gdzie  $p > n$ .

Można podać przykłady sieci działań, dla których będzie istniała konieczność zmiany kodu stanu rejestru na trzech pozycjach. Przy czym istnieje możliwość zmniejszenia lub wyeliminowania konieczności zmian kodów stanu na dwóch lub trzech pozycjach przez

- 1/ zwiększenie ilości klatek sieci działań w celu wyeliminowania części lub wszystkich wyszczególnionych przypadków, co jest możliwe gdy ilość klatek jest mniejsza od  $2^n$ ;
- 2/ zwiększenie  $n$  - przypadek niekorzystny ze względu na konieczność rozbudowy dekodera 1 z  $2^n$  / rysunek 2/.

Stosując więc kryterium minimalizujące sumaryczną liczbę zmian stanów przerzutników rejestru stanu przy wszystkich przejściach układu sterującego można:

- 1/ dokonać kodowania metodą kilkakrotnych prób;



2/ wykorzystać do kodowania heurystyczny algorytm kodowania stanów automatu przedstawiony przez Morozowa [ 8 ].

Stosując to kryterium zmniejszamy złożoność układów realizujących dyzjunkte na wejściach rejestru stanu tzn. minimalizujemy układ kombinacyjny realizujący funkcje wzbudzeń rejestru stanu układu sterującego.

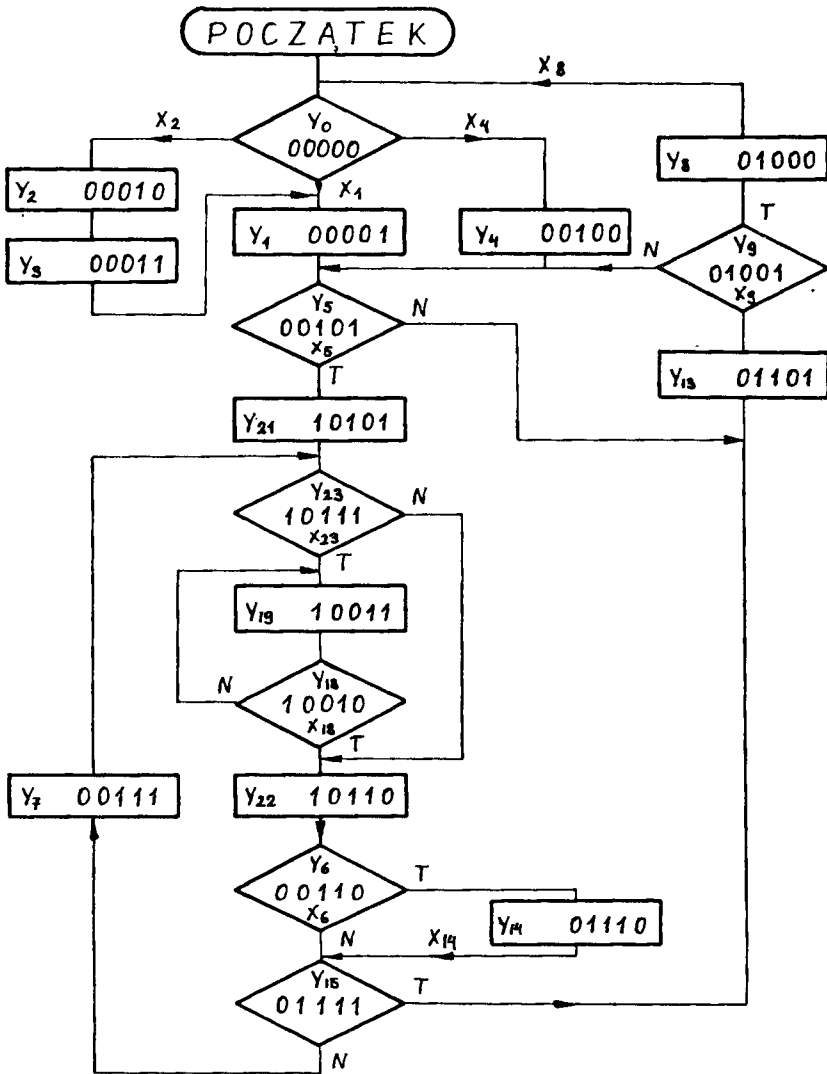
Oceną złożoności układu kombinacyjnego może być funkcja wagi  $W = \sum d_{ms}$ , gdzie  $d_{ms} = |K_m - K_s|^2$  - odległość między kodami  $K_m$  i  $K_s$  stanów  $Y_m$  i  $Y_s$ , równa liczbie przerzutników zmieniających swój stan przy przejściu  $Y_m \rightarrow Y_s$ . Sumowania dokonuje się po wszystkich przejściach układu. Metodą kilkakrotnych prób oraz metodą przedstawioną przez Morozowa przeprowadzono kodowanie stanów układu o sieci działań przedstawionej na rysunku 3. Uzyskano dwa różne rozwiązania posiadające tę samą funkcję wagi  $W_1 = W_2 = 20$ .

Do realizacji wybrano rozwiązanie pierwsze ze względu na prosty układ dekodera. Sieć działań z przyporządkowanymi kodami przedstawia rysunek 4. Klatka POCZĄTEK oznacza włączenie zasilania. Po włączeniu zasilania układ przechodzi do klatki o kodzie 00000. Zrealizowane jest to przez asynchroniczne zerowanie rejestru stanu układu sterującego. Jak wynika z zakodowanej sieci działań tylko dwa przejścia między sąsiednimi klatkami nie mają sąsiednich kodów tzn. kodów różniących się na jednej pozycji. Są to przejścia ze stanów  $Y_9 \rightarrow Y_5$  oraz  $Y_6 \rightarrow Y_{15}$ .

Każda klatka opisana jest przez:

1/ stan np.  $Y_6$  ;

2/ kod stanu np. 00110, przy czym wagi poszczególnych pozycji wzrastają przy poruszaniu się od strony prawej ku lewej  $2^4, 2^3, 2^2, 2^1, 2^0$ .



Rys.4. Sieć działań układu sterującego z przyporządkowanymi poszczególnym klatkcom kodami

Dodatkowo każda klatka warunkowa zawiera warunek np.  $\bar{X}_6$ . Jeżeli wzdłuż linii prowadzącej od jednej klatki do drugiej znajduje się symbol np.  $X_{14}$ , oznacza to, że dla przejścia układu sterującego od stanu odpowiadającego jednej klatce do stanu odpowiadającego drugiej klatce konieczne jest spełnienie warunku np.  $X_{14} = 1$ . Natomiast jeśli brak jest przy linii takiego symbolu to przejście jest przejściem bezwarunkowym i następuje w następnym cyklu zegarowym.

#### 4. Określenie funkcji wzbudzeń rejestru stanu

W oparciu o sieć działań i przyporządkowane poszczególnym klatkom kody określa się funkcje wzbudzeń przerzutników rejestru stanu. Dla rozważanego przykładu oraz rejestru składającego się z przerzutników J-K, mamy następujące zależności:

$$J_0 = Y_0 \cdot X_1 + Y_2 \cdot X_3 + Y_4 \cdot 1 + Y_6 \cdot \bar{X}_6 + Y_{14} + X_{14} \cdot Y_{18} \cdot \bar{X}_{18} \quad /4-1/$$

$$K_0 = Y_{19} \cdot 1 + Y_9 \cdot X_9 + Y_{23} \cdot \bar{X}_{23} \quad /4-2/$$

$$J_1 = Y_0 \cdot X_2 + Y_{21} \cdot 1 \quad /4-3/$$

$$K_1 = Y_3 \cdot 1 + Y_{15} \cdot X_{15} \quad /4-4/$$

$$J_2 = Y_0 \cdot X_4 + Y_1 \cdot 1 + Y_{18} \cdot X_{18} + Y_9 \cdot \bar{X}_9 \quad /4-5/$$

$$K_2 = Y_{23} \cdot X_{23} + Y_{13} \cdot 1 \quad /4-6/$$

$$J_3 = Y_6 \cdot 1 + Y_5 \cdot \bar{X}_5 \quad /4-7/$$

$$K_3 = Y_8 \cdot X_8 + Y_{15} \cdot \bar{X}_{15} + Y_9 \cdot \bar{X}_9 \quad /4-8/$$

$$J_4 = Y_5 \cdot X_5 + Y_7 \cdot 1$$

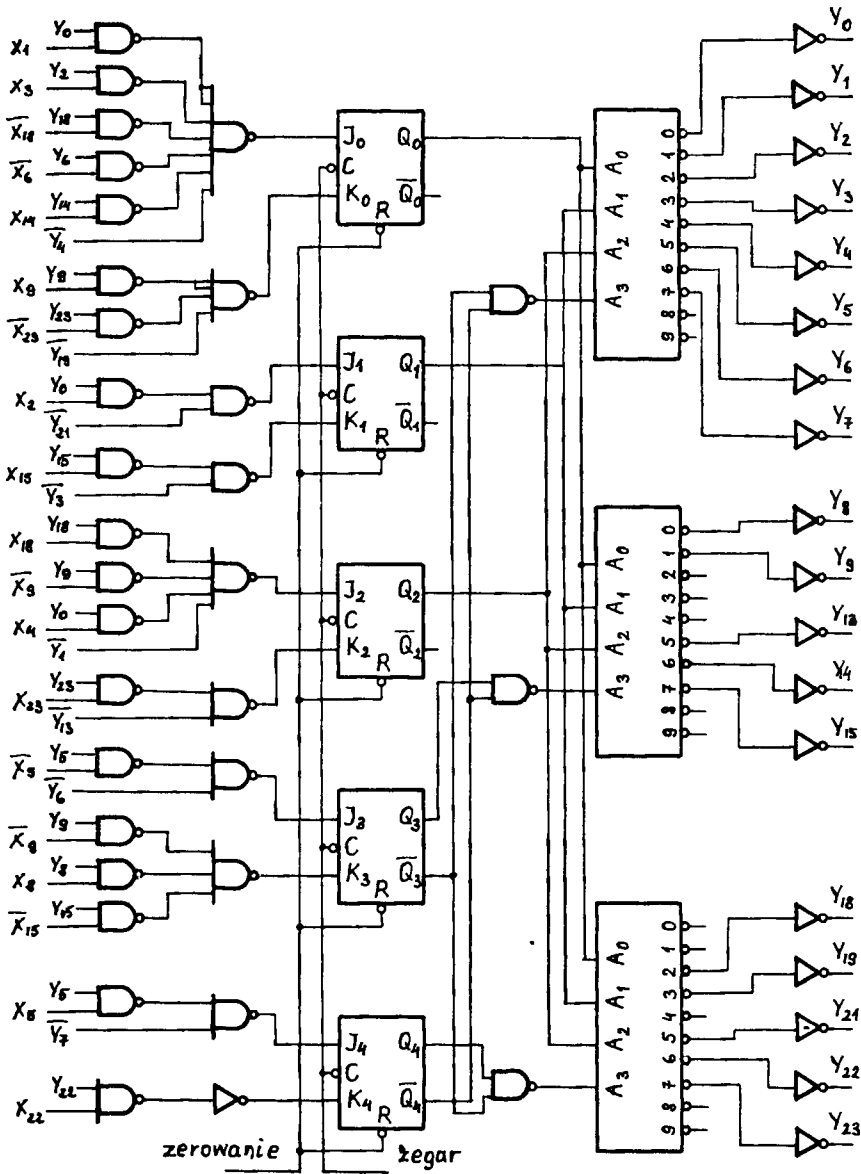
$$K_4 = Y_{22} \cdot X_{22}$$

Na podstawie analizy zmiany z 0-1 stanów przerzutników rejestru stanu o wagach  $2^k$ , przy przejściu między sąsiednimi klatkami, dla  $k = 0, 1, 2, 3, 4, \dots, n$  określamy funkcje wzbudzeń wejść

$J_k$  w ten sposób, że tworzymy sumy iloczynów stanu odpowiadającego klatce wyjściowej i warunku, którego spełnienie jest konieczne do przejścia do sąsiedniej klatki. Można uważać, że dla przejść bezwarunkowych warunki są równe 1. W ten sam sposób, na podstawie analizy zmiany z 1 → 0 stanów przerzutników rejestru stanu o wagach  $2^k$ , przy przejściach między sąsiednimi klatkami dla  $k = 0, 1, 2, \dots, n$  określamy funkcje wzbudzeń wejść  $K_k$ . Schemat logiczny w ten sposób zaprojektowanego układu przedstawiony jest na rysunku 5.

W przypadku projektowania synchronicznego układu sterującego o innej sieci działań w oparciu o proponowaną strukturę zmianie ulegnie tylko układ kombinacyjny, realizujący funkcje wzbudzeń rejestru stanu. Ale nawet ten układ kombinacyjny posiada stałą strukturę układów wzbudzeń poszczególnych wejść składającą się z sumy iloczynów dwuwejściowych. Ilość obiegów poszczególnych pętli zależy od pojemności dodatkowych układów licznikowych. Jeżeli chodzi o warunki  $X_1, X_2, X_4$  to przez zastosowanie pomocniczych układów zapewniono, że tylko jeden z nich może mieć wartość logiczną 1.

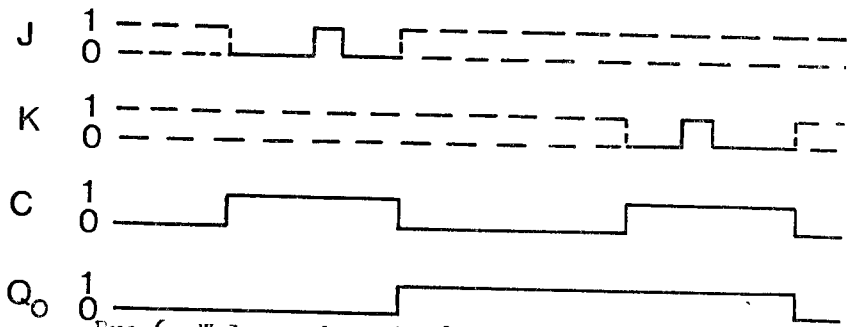
W oparciu o przedstawiony projekt zrealizowany został układ zgodnie ze schematem logicznym przedstawionym na rysunku 5. W dalszej części artykułu omówione zostały pewne aspekty działania tego układu.



Rys. 5. Schemat logiczny układu sterującego

## 5. Możliwości niewłaściwego działania układu sterującego

Jeżeli ilość klatek sieci działań jest mniejsza od  $2^n$ , to przy zakłóceniach działających na układ istnieje możliwość przejścia układu sterującego do stanów o kodach, które nie są przyporządkowane żadnej z klatek sieci działań. W takim przypadku praca układu zostaje przerwana. Należy wówczas przeprowadzić układ do stanu o kodzie przyporządkowanym jednej z klatek sieci działań, na przykład przez zerowanie rejestru, do stanu  $Y_0$ . Jeżeli natomiast ilość klatek sieci działań jest równa  $2^n$ , to zakłócenia mogą spowodować takie przejścia między klatkami, które są niezgodne z siecią działań. Dodatkowo zastosowanie w rejestrze stanu układu sterującego przerzutników J-K master-slave z otwartymi bramkami wejściowymi dla wysokiego poziomu sygnału zegarowego  $C = 1$ , / na przykład przerzutniki typu UCY 74107/, stwarza możliwości niewłaściwego działania układu sterującego. Wadą przerzutników master - slave bez strobowania wejścia jest to, że bramki wejściowe przerzutnika slave są otwarte przez cały czas, gdy  $C = 1$ . Wówczas stan wejść: J, K wpływa na stan wyjścia w sposób przedstawiony na rysunku 6. Sytuacje takie wystąpią wówczas, gdy układ sterujący będzie się znajdował w jednym ze stanów odpowiadającym dowolnej z klatek warunkowych i podczas wysokiego poziomu sygnału zegarowego  $C = 1$  wystąpi choć jedna zmiana warunku przyporządkowanego danej klatce. Skutki tego typu przypadków ilustruje tabela 1.



Rys.6. Wpływ zmian stanów wejść przerzutnika J-K master - slave, w okresie gdy  $C = 1$ , na stan wyjściowy

Tabela 1

L.p.	Stany odpowiadające klatkom warunkowym, /kody stanów /	Zmiany warunków w czasie, gdy $C = 1$	Stany, do których przejdzie układ sterujący w następnym takcie zegarowym, /kody stanów/
1.	$Y_0$ /00000/	$X_1=0$ $X_1=0$ $X_2=0 \rightarrow X_2=1$ $X_4=1$ $X_4=0$	$Y_6$ /00110/
2.	$Y_0$ /00000/	$X_1=0$ $X_1=1$ $X_2=1 \leftrightarrow X_2=0$ $X_4=0$ $X_4=0$	$Y_3$ /00011/
3.	$Y_0$ /00000/	$X_1=0$ $X_1=1$ $X_2=0 \leftrightarrow X_2=0$ $X_4=1$ $X_4=0$	$Y_5$ /00101/
4.	$Y_0$ /00000/	$X_1=0$ $X_1=0$ $X_1=1$ $X_2=0 \leftrightarrow X_2=1 \leftrightarrow X_2=0$ $X_4=1$ $X_4=0$ $X_4=0$	$Y_7$ /00111/
5.	$Y_6$ /00110/	$X_6=1 \leftrightarrow X_6=0$ $X_6=0 \leftrightarrow X_6=1$	$Y_{15}$ /01111/
6.	$Y_9$ /01001/	$X_9=1 \leftrightarrow X_9=0$ $X_9=0 \leftrightarrow X_9=1$	$Y_4$ /00100/
7.	$Y_{18}$ /10010/	$X_{18}=1 \leftrightarrow X_{18}=0$ $X_{18}=0 \leftrightarrow X_{18}=1$	$Y_{23}$ /10111/
8.	$Y_{23}$ /10111/	$X_{23}=0 \leftrightarrow X_{23}=1$ $X_{23}=1 \leftrightarrow X_{23}=0$	$Y_{18}$ /10010/
9.	$Y_5$ /00101/	$X_5=0 \leftrightarrow X_5=1$ $X_5=1 \leftrightarrow X_5=0$	$Y_{29}$ /11101/



W ostatnim przypadku /9/ układ przechodzi do stanu  $Y_{18}$  o kodzie, który nie jest przyporządkowany żadnej z klatek sieci działań.

W pozostałych wyszczególnionych przypadkach następuje przejście między klatkami niezgodne z przyjętą siecią działań.

Stosując jako sygnał taktujący przebieg o małym współczynniku wypełnienia  $\frac{t_1}{T}$  - można zmniejszyć prawdopodobieństwo wystąpienia przejść niezgodnych z siecią działań.

gdzie:

$t_1$  - czas trwania impulsu

$T$  - okres sygnału zegarowego

Całkowita eliminacja jest możliwa przez zastosowanie przerzut - ników J-K dwutaktowych ze strobowaniem wejścia, na przykład typu 74110. Oczywiście problemy te będą nieistotne jeśli z zasady działania całego urządzenia wynikać będzie niezmiennosc sygnału warunku w okresie, gdy układ sterujący znajduje się w stanie, który przyporządkowany jest danej klatce warunkowej.

## 6. Wnioski:

- 1/ przedstawiona w pracy struktura jest bardzo przejrzysta i umożliwia prostą realizację synchronicznych układów sterujących;
- 2/ omawiana struktura nadaje się szczególnie do realizacji synchronicznych układów sterujących małej i średniej wielkości;
- 3/ czasy trwania sygnałów sterujących odpowiadających poszczególnym klatkom sieci działań, przy spełnionych warunkach oczekiwania, równe są okresowi  $T$  sygnału taktującego;
- 4/ minimalna wartość okresu  $T$  sygnału taktującego ograniczona jest od dołu czasami propagacji użytych podzespołów.

7. Wyszczególnienie zalet i wad omawianej struktury

Zalety:

- 1/ duża przejrzystość strukturalna układu
- 2/ łatwy sposób wprowadzania zmian w realizowanej sieci działań przez zmianę układu kombinacyjnego realizującego funkcje wzbudzeń przerzutników rejestru stanu;
- 3/ możliwość realizacji na ogólnie dostępnych podzespołach;
- 4/ prosta struktura układu kombinacyjnego / suma iloczynów dwuwęściowych /
- 5/ funkcje wzbudzeń przerzutników rejestru stanu wynikają w prosty sposób z postaci realizowanej sieci działań oraz kodów przyporządkowanych poszczególnym klatkom.

Wady:

- 1/ trudności przy kodowaniu stanów układu o bardzo rozbudowanej sieci działań;
- 2/ wyszczególnione w pracy możliwości niewłaściwego działania.

## Literatura

1. Baranow C.I. : Sintez mikroprogramowanych awtomatow. "Energia", 1974
2. Bromirski J.: Teoria automatów. WNT Warszawa 1969
3. Głuszkow W.M. : Synteza automatów cyfrowych WNT Warszawa 1968
4. Grzybek P., Misiurewicz P. : Półprzewodnikowe układy logiczne. WNT Warszawa 1975
5. Grzybek P., Misiurewicz P. : Wybrane tranzystorowe układy cyfrowe WNT Warszawa 1969
6. Łakomy M., Zabrodzki I. : Cyfrowe układy scalone TTL PWN Warszawa 1974
7. Majewski W. : Układy logiczne WNT Warszawa 1974
8. Moroz D.Z. : Algoritm kodowania sostojnij koniecznowo awtomata "Awtomatyka i wycislitielnaja Tiechnika" No.4, 1970
9. Traczyk W. : Układy cyfrowe automatyki WNT Warszawa 1974
10. Waligórski S. : Układy przełączające WNT Warszawa 1970
11. Wawikow E.N., Pertnej G.P. : Synteza układów elektronicznych maszyn cyfrowych WNT Warszawa 1967

## THE STRUCTURE OF SYNCHRONOUS CONTROL CIRCUITS

## Summary

In the paper a structure of synchronous control circuits has been presented. The structure enables to design and realize a synchronous circuit controlling other parts of digital network according to the assumed flow diagram. Several problems connected with the above-said have been presented. The network controlling UCRD was used / it was designed and realized within research works in The Electronic Department/.

## О ОДНОЙ СТРУКТУРЕ СИНХРОННЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

## Резюме

В статье представлена одна структура синхронных управляющих систем на основании которой можно запроектировать и реализовать синхронную систему управляющую работой отдельных блоков вычислительного устройства согласно с принятой сетью действий. Несколько вопросов касающихся этой проблемы представлены на примере системы управляющей работой Устройства Центральной Регистрации Данных, которая была запроектирована и выполнена как исследовательская работа на кафедре Основ Электроники.



Marian Rakowski  
Maciej Pietraszek

## KSZTAŁTOWANIE SYGNAŁÓW PRZYPADKOWYCH

W artykule przedstawiony został wpływ  $m$ -sekwencji i doboru współczynników wagowych na funkcję gęstości prawdopodobieństwa i funkcję gęstości mocy widmowej.

Omówione również zasady kształtowania widma częstotliwościowego za pomocą układów z modelami czasowymi.

Przedstawiono wyniki badań otrzymane za pomocą korelatora firmy Hewlett Packard.

### 1. Wstęp

W eksploatacji urządzeń technicznych napotyka się na wymuszenia mające charakter ściśle zdeterminowany jak i na wymuszenia o charakterze przypadkowym. Tak więc w teorii modelowania w celu dokładnego przebadania modelu obiektu zachodzi potrzeba wytwarzania sztucznie sygnałów przypadkowych. Niekoniecznie musi być to sygnał prawdziwie przypadkowy, ale taki, który przejdzie pewne testy przypadkowości. W praktyce najczęściej są to sygnały ściśle zdeterminowane. Mają one tę przewagę nad sygnałami przypadkowymi, że można je w bardzo łatwy sposób odtwarzać, a więc i różne eksperymenty mogą być powtarzane w identycznych warunkach.

Istnieją dwa podstawowe sposoby podejścia do problemu generacji ciągów przypadkowych. Pierwszy z nich polega na konstruowaniu specjalnych układów generujących, drugi opiera się na wykorzystaniu komputerów. Niniejszy artykuł tematycznie będzie znajdował się w pierwszej grupie.

Binarne  $m$ -sekwencje o okresie  $L = R^m - 1$  mogą być generowane

przez  $n$ -stopniowy przesuwający rejestr objęty pętlą sprzężenia zwrotnego PSR. Otrzymane w ten sposób sekwencje istnieją dla wszystkich  $n$ . Binarna fala otrzymana z szeregowego rejestru objętego pętlą sprzężenia zwrotnego może być przetworzona w falę ciągłą przez użycie niskopasmowych filtrów analogowych lub przez wielopoziomowe stopniowanie fali za pomocą ważnego sumowania cyfr zmagazynowanych w szeregowym rejestrze. Niekoniecznie sumowanie to musi się ograniczyć do tych komórek rejestru, które są użyte do generacji binarnej fali.

Niniejszy artykuł przedstawia analizę oraz wyniki przeprowadzonych badań kształtowania funkcji gęstości prawdopodobieństwa oraz funkcji gęstości widmowej mocy.

Badanie własności wyjściowych fal wielopoziomowych przeprowadzono na korelatorze zbudowanym przez firmę Hewlett Packard.

Źródłem sygnału przypadkowego był generator zbudowany z rejestru przesuwającego o dwudziestu komórkach, który charakteryzuje się długością generowanego ciągu wynoszącą  $2^{20} - 1$ .

## 2. Przekształcanie sekwencji binarnej

Przed rozważeniem sposobu kształtowania odpowiednich charakterystyk sygnałów przypadkowych przedstawiona zostanie jedna z cech  $m$ -sekwencji, która będzie przydatna w dalszych rozważaniach.

Jeżeli  $m$ -sekwencja jest rozpatrywana jako ciąg impulsów powstających w chwilach taktu, wówczas harmoniczne mają stałą wielkość amplitudy i są położone między całkowitymi wielokrotnościami częstotliwości zegara, a gęstość mocy widmowej zgodnie z [4], podana jest przez:

$$S_M(\omega) = \frac{1}{L^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ (L+1) \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi k f}{L}\right) - L \cdot \delta\left(\omega - 2\pi k f\right) \right] \quad (1)$$

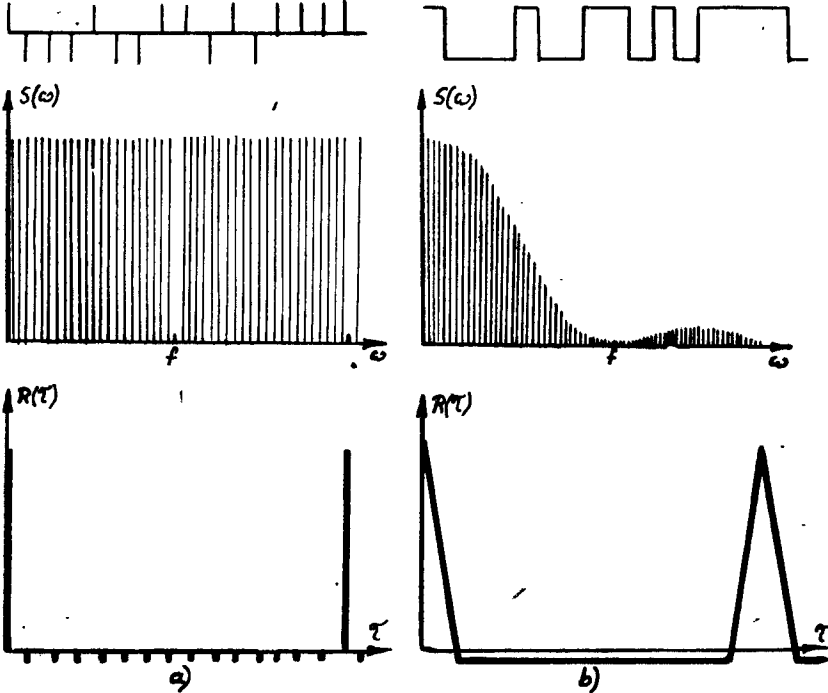
gdzie:

$\omega$  - pulsacja,

$f$  - częstotliwość zegara,

$L$  - maksymalna długość m-sekwencji  $L = 2^n - 1$ ,

$\delta(\cdot)$  - symbol delty Diraca.



Rys. 1.

Na rysunku 1 jest przedstawiona m-sekwencja o okresie 15, gęstość mocy widmowej oraz funkcja autokorelacji: a/ dla dyskretnej sekwencji, b/ dla binarnej sekwencji.

W przypadku kiedy m-sekwencja przyjmuje stałe wartości  $+1$  lub  $-1$  pomiędzy impulsami zegara / dla sekwencji binarnej/, gę-

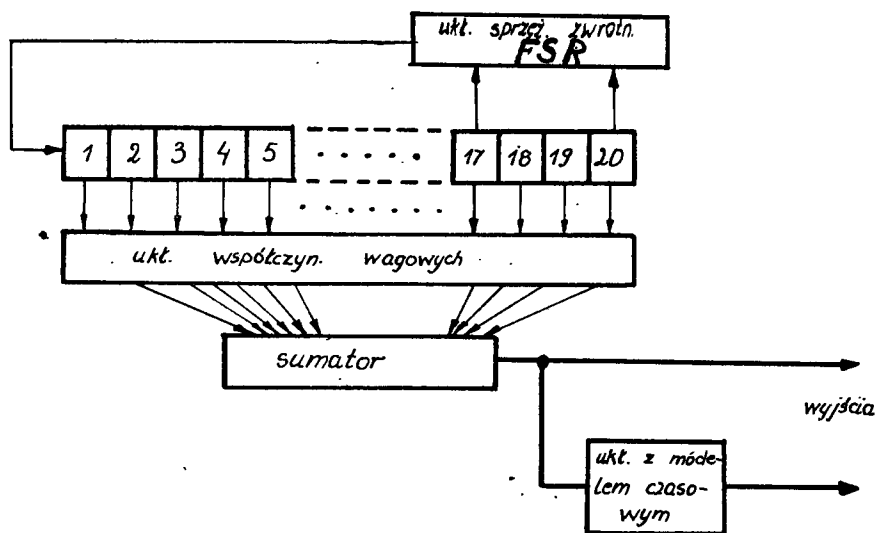


stość mocy widmowej podana jest przez [4]

$$S(\omega) = \frac{L+1}{L^2} \cdot \left( \frac{\sin \frac{\omega}{2f}}{\frac{\omega}{2f}} \right)^2 \cdot \sum_{-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k f}{L}\right) + \frac{1}{L^2} \delta(\omega) \quad (2)$$

Fermowanie wielopoziomowej fali  $W$  dokonuje się przez wagowe sumowanie cyfr zmagazynowanych w szeregowym rejestrze z FSR, który generuje  $m$ -sekwencje.

Rejestr szeregowy pracuje jako dyskretna linia opóźniająca i sumowanie nie jest niczym innym tylko dodawaniem opóźnionych  $m$ -sekwencji - proces ten jest pokazany na rysunku 2. Sumowanie to jest równoważne przepuszczeniu  $m$ -sekwencji przez nierekursywny filtr cyfrowy.



Rys. 2.

Jeżeli sumowanie rozciąga się nad  $m$ -stopniowym rejestrem szeregowym, wówczas efektywna wartość  $W$  jest podana przez

$$W_i = \sum_{k=0}^{-1} h_k \cdot b_{k-i}, \quad (3)$$

gdzie:

$h_k$  - jest współczynnikiem wagowym ;

$b_i$  - jest to sekwencja z elementami +1, -1..

### 2.1. Gęstość prawdopodobieństwa wyjściowej fali.

Gęstość prawdopodobieństwa z fali wyjściowej  $W$  jest łatwa do określenia przy założeniu, że rozpatrujemy  $m$ -sekwencję o powiększonym okresie równym  $2^n$ . Jeżeli fala ta jest pobierana z  $k$ -tego stopnia rejestru i jest mnożona przez współczynnik wagowy  $h_k$ , to gęstość prawdopodobieństwa jest podana przez [4] :

$$P_k = \frac{1}{2} \sqrt{r - h_k} + \frac{1}{2} \sqrt{r + h_k} \quad (4)$$

Wielopoziomowa fala  $W$  jest sumą  $m$  takich fal.

Dla przypadku, gdy  $m \ll n$  możemy rozpatrywać wyjścia z każdego stopnia rejestru jako statystycznie niezależne, a gęstość prawdopodobieństwa fali  $W$  jest wówczas splotem gęstości każdego z indywidualnych wyjść

$$P_w = P_0 * P_1 * P_2 * \dots * P_n - 1 \quad (5)$$

Poprzez użycie Z-transformaty operacja splotu może być zastąpiona mnożeniem wielomianów. Symbol  $y$  jest użyty do oznaczenia Z-transformaty zmiennej gęstości prawdopodobieństwa.

$$P_w(y) = \frac{1}{2^n - 1} \cdot \prod_{k=0}^{n-1} (y^{-h_k} + y^{+h_k}) - y^u \quad (6)$$

gdzie:

- $y^x$  - jest prawdopodobieństwem, że fala ma amplitudę  $r$  ;  
 $u$  - jest sumą współczynników wagowych wprowadzaną w celu zredukowania wartości  $P_w(y)$  dla  $m$ -sekwencji o długości  $2^n - 1$ .

W przypadku gdy  $m > n$  dodawanie  $m$  fal wyjściowych nie jest statystycznie niezależne i dlatego równanie (6) nie jest słuszne. Gęstość prawdopodobieństwa nie jest symetryczna oraz zależy ona od długości  $m$ -sekwencji i od wybreru jednej spośród wielu możliwych sekwencji o tej samej długości.

W celu określenia gęstości prawdopodobieństwa używa się  $m$ -wymiarowej połączonej [4] gęstości prawdopodobieństwa.

Istnieje drugi sposób określania gęstości prawdopodobieństwa, który znacznie redukuje obliczenia poprzez podział  $m$ -wyjść na statystycznie niezależne grupy, a gęstość fali  $W$  może być wówczas otrzymana poprzez splot.

Inna metoda określania gęstości prawdopodobieństwa fali  $W$  wykorzystuje własności próbkowania  $m$ -sekwencji.

W ogólnym przypadku określenie gęstości prawdopodobieństwa jest skomplikowane i najczęściej jest możliwe tylko przez wykorzystanie metod numerycznych.

## 2.2. Widmo fali wyjściowej

Ogólna zależność określająca gęstość mocy widmowej wyjściowej fali wielopoziomowej jest podana przez:

$$S_W(\omega) = |H^*(j\omega)|^2 \cdot |G(j\omega)|^2 \cdot S_M(\omega) \quad (7)$$

gdzie:

$H^*(j\omega)$  - jest funkcją przejścia filtru cyfrowego,

$G(j\omega)$  - jest funkcją przejścia elementu przetwarzającego sekwencje dyskretne w ciągłą falę.

Poprzez wprowadzenie podstawienia  $z = e^{j\omega T}$  rozpatruje się  $H(z)$  zamiast  $H^*(j\omega)$ .

Przypadek równych współczynników wagowych

Dla tego przypadku otrzymujemy dwumianowy rozkład prawdopodobieństwa, który przy dużych  $m$  jest dobrą aproksymacją rozkładu Gaussa. Jeżeli tylko współczynniki mają dodatkowo jeszcze ten sam znak, to  $H(z)$  przybiera postać postępu geometrycznego, która w ostatecznej formie może być zapisana:

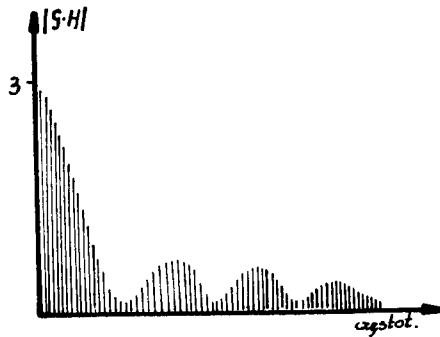
$$H(z) = \sum_{k=0}^{m-1} z^{-k} = \frac{1-z^{-m}}{1-z^{-1}}, \quad (8)$$

$$G(j\omega) \cdot H(j\omega) = \left| \frac{m \cdot \sin\left(\frac{m\omega}{2f}\right)}{f \cdot \frac{m\omega}{2f}} \right| \cdot e^{-j\frac{m\omega}{2f}} \quad (9)$$

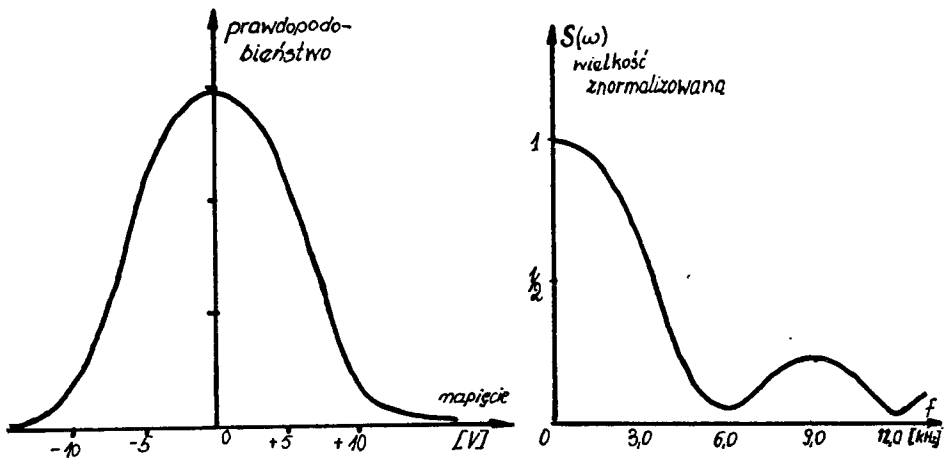
Dlatego obwiednia jest identyczna w kształcie jak obwiednia  $m$ -sekwencji.

Dla badań w tym przypadku przyjęliśmy  $m=20$ , co dało nam:

$$G(j\omega) \cdot H^*(j\omega) = \left| \frac{20}{f} \cdot \frac{\sin \frac{20\omega}{2f}}{\frac{20\omega}{2f}} \right| \cdot e^{j \frac{20\omega}{2f}} \quad (10)$$



Rys. 3.



Rys. 4.

Na rysunku 4 przedstawiona jest gęstość prawdopodobieństwa oraz gęstość mocy widmowej otrzymane dla przypadku, gdy  $f = 125 \text{ kHz}$ .

Przypadek, gdy współczynniki wagowe są równe kolejnym potęgom dwójki.

Dla tego przypadku otrzymujemy równomierny rozkład gęstości prawdopodobieństwa. W przypadku, gdy współczynniki wagowe zwiększają / lub zmniejszają / kolejne swoją wartość, to wyrażenie opisujące widno w końcowej formie może być zapisane

$$H(z) = 1 + \frac{1}{2} \cdot z^{-1} + \frac{1}{4} z^{-2} + \dots = \sum_{k=0}^{m-1} \frac{1}{2^k} \cdot z^{-k}$$

$$= \frac{1 - (2z)^{-m}}{1 - (2z)^{-1}} \quad (11)$$

w następstwie czego dla dużych  $m$  ( $m > 7$ ) wyrażenie to można a - preksymować.

$$|H^*(j\omega)|^2 = \frac{4}{5 - 4 \cos(\omega/f)} \quad (12)$$

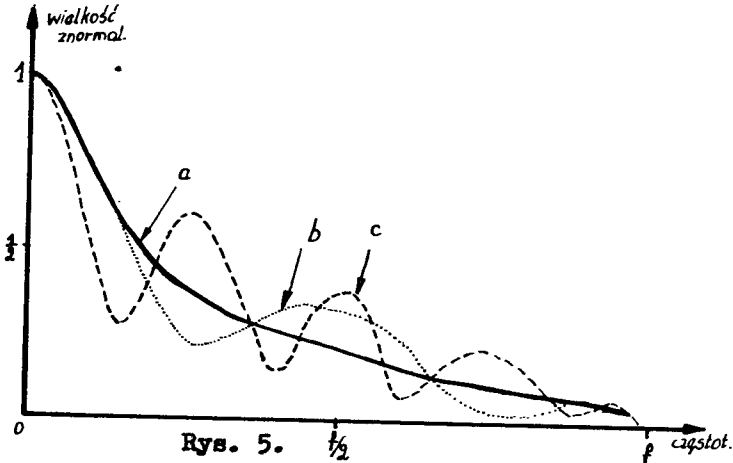
Zmiana kolejności współczynników wagowych nie wpływa na zmianę gęstości prawdopodobieństwa, natomiast powoduje zmianę funkcji gęstości widmowej mocy. Dlatego istnieje możliwość otrzymania dla tej samej gęstości prawdopodobieństwa kilku zupełnie różnych widn.

Na rysunku 5 pokazane są obwiednie widn dla trzech kolejności zmian współczynników wagowych

$$a/ \quad h = / 1, 2, 4, 8, 16 / ,$$

$$b/ \quad h = / 1, 8, 4, 16, 2 / ,$$

$$c/ \quad h = / 16, 4, 1, 2, 8 / ,$$



Rys. 5.

W przeprowadzonych badaniach przyjęliśmy  $m = 9$ , w efekcie czego

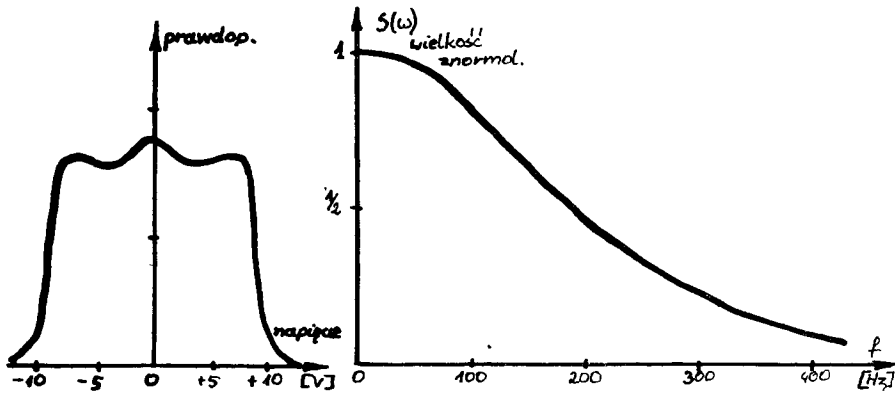
$$H(z) = \frac{1 - (2z)^{-9}}{1 - (2z)^{-1}} \quad (13)$$

co można apromować wyrażeniem

$$|H^*(j\omega)|^2 = \frac{4}{5 - 4 \cos(\omega/f)}$$

$$|H^*(j\omega)|^2 \cdot |G(j\omega)|^2 = \frac{4}{5 - 4 \cos(\omega/f)} \cdot \left( \frac{1}{T} \cdot \frac{\sin \frac{\omega}{2T}}{\frac{\omega}{2T}} \right)^2 \quad (14)$$

Na rysunku 6 przedstawiono otrzymaną funkcję gęstości prawdopodobieństwa oraz funkcję gęstości mocy widmowej otrzymanej dla  $f = 1, 2$  kHz.



Rys. 6.

## Przypadek dwumianowych współczynników wagowych

Dobierając współczynniki według tej zasady można osiągnąć zbliżenie do Gaussowskiej gęstości prawdopodobieństwa.

Wówczas

$$H(z) = (1 + z^{-1})^{m-1} \quad (15)$$

dla dużych  $m$  /  $m > 7$  / możemy aproksymować to wyrażeniem

$$|H^*(j\omega)| = 2^{m-1} \cdot \cos^{m-1}(\omega/2f) \quad (16)$$

Jeżeli  $m$  wzrasta, to szerokość pasma głównego płata widma skupionego wokół  $\omega = 0$  zwęża się, ale jeżeli równocześnie częstotliwość zegara wzrasta, to ten efekt może być zrównoważony tak, że widmo w ten sposób otrzymane staje się Gaussowskim przy  $m \rightarrow \infty$ .

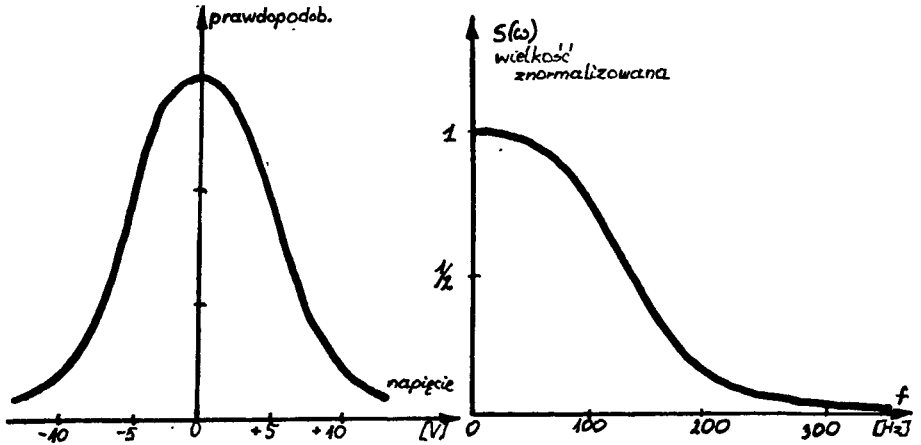
W przeprowadzonych badaniach przyjęliśmy  $m = 10$ , co daje:

$$H(z) = (1 + z^{-1})^9, \quad (17)$$



w następnym razie:

$$|H^*(j\omega)| \cdot |G(j\omega)| = \frac{2^9}{f} \cdot \cos^9(\omega/2f) \cdot \frac{\sin(\omega/2f)}{\frac{\omega}{2f}} \quad (18)$$



Rys. 7.

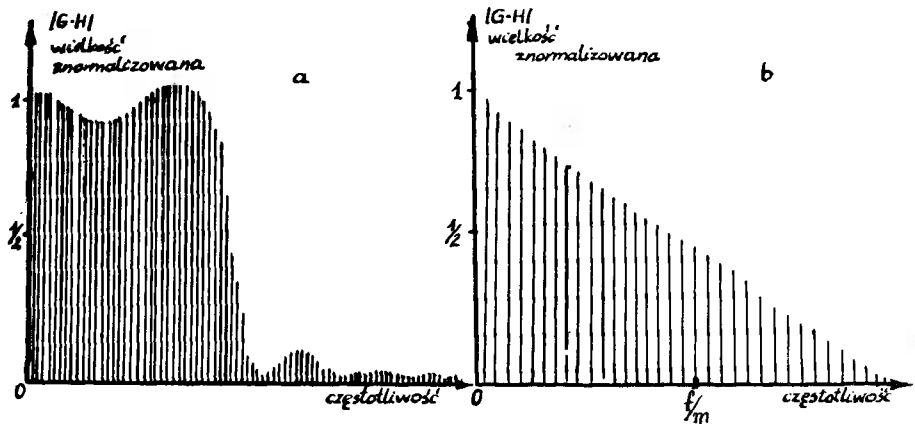
Na rysunku 7 przedstawiona jest funkcja gęstości rozkładu prawdopodobieństwa oraz funkcja gęstości mocy widmowej otrzymana dla przypadku gdy  $f = 1, 2$ , kHz.

Apreksymacja widma do idealnego widma niskopasmowego

Jeżeli dobierzemy w układzie współczynniki wagowe [7] w ten sposób, aby aprekymowały one funkcję  $\sin x/x$ , wówczas będzie on pracował jak idealny niskopasmowy filtr z prostokątnym widmem. Współczynniki wagowe należy dobrać zgodnie z zależnością

$$h_k = \frac{\sin \pi \frac{2k+1-m}{\epsilon}}{\pi \frac{2k+1-m}{\epsilon}} \quad (19)$$

Ponieważ  $H^*(j\omega)$  jest okresowe, dlatego koniecznym jest  $\xi > 2$ , aby uniknąć zakłócenia się szerokości pasma. Włączenie więcej niż głównego pędu funkcji wymaga większego  $m > \xi + 1$ .



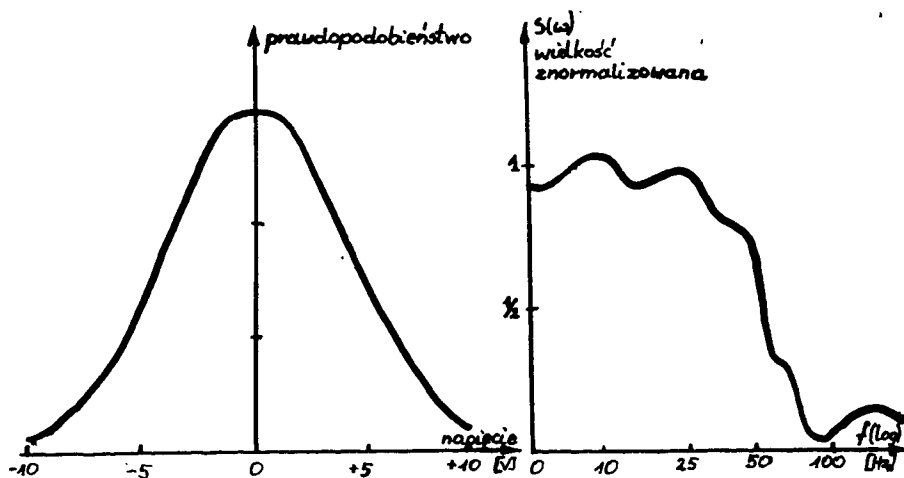
Rys. 8.

Na rysunku 8a pokazana jest wartość widma dla  $\xi = 10$   $m = 30$   $n = 7$ .

Debiując współczynniki wagowe [7] w ten sposób, aby aproksymowały one funkcję  $\sin^2 x/x$  otrzymamy trójkątne widmo częstotliwości / rysunek 8b/.

Dla badań praktycznych przyjęto  $m = 20$ .

Na rysunku 9 przedstawiona jest funkcja rozkładu gęstości prawdopodobieństwa i funkcja gęstości mocy widmowej otrzymana dla  $f = 1, 2$  kHz.



Rys. 9.

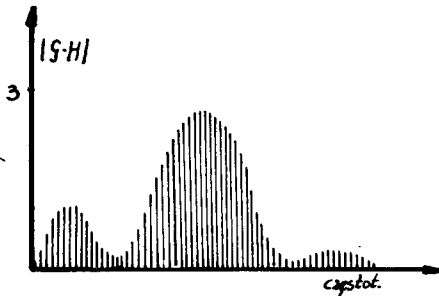
### Transformacja z niskiego w wysokie pasmo

Zmieniając znaki współczynników wagowych w ten sposób, że zmieniają się kolejno na przeciwne, otrzymujemy efekt przesunięcia z niskiego do wysokiego pasma w każdym przedziale częstotliwości

$$z \left(\frac{k}{2}\right) \cdot f \quad \text{do} \quad \left(\frac{k+1}{2}\right) \cdot f \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (20)$$

Jeżeli współczynniki wagowe mają jednakową wartość i przeciwne znaki to

$$H(z) = \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k z^{-k} = \frac{1 + (-1)^{m-1} \cdot z^{-m}}{1 + z^{-1}} \quad (21)$$



Rys. 10.

Na rysunku 10 przedstawiona jest przykładowa wielkość widma pokazanego dla przypadku z rysunku 3, przy zmienionych znakach współczynników wagowych.

Przekształcanie gęstości widmowej za pomocą układów z medelami czasowymi

Fermowanie procesów tak, aby miały określoną funkcję autokorelacyjną czy gęstości widmowej, można przeprowadzić również za pomocą odpowiednich filtrów. Spesób rozwiązania filtru zależy od danych wyjściowych. Najczęściej występujące w praktyce funkcje autokorelacji można aprekymować wyrażeniami:

$$R(\tau) = \sum_{k=1}^n A_k e^{-c_k |\tau|} \quad (22)$$

lub:

$$R(\tau) = A_0 e^{-c_0 |\tau|} \cdot \cos b\tau + \sum_{k=1}^n A_k e^{-c_k |\tau|} \quad (23)$$

Gęstości widmowe mocy odpowiadające powyższym funkcjom autokorelacyjnym są równe odpowiednio:

$$S(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} R(\tau) \cos \omega \tau d(\omega \tau) = \frac{2}{\pi} \sum_1^n \frac{A_k \cdot C_k}{C_k^2 + \omega^2}, \quad (24)$$

oraz:

$$S(\omega) = \frac{2}{\pi} A_0 C_0 \frac{C_0^2 + b^2 + \omega^2}{\omega^4 + 2(C_0^2 - b^2)\omega^2 + (C_0^2 + b^2)^2} + \frac{2}{\pi} \sum_1^n \frac{A_k C_k}{C_k^2 + \omega^2} \quad (25)$$

Przy konstruowaniu filtra korzystamy z podstawowych zależności wiążących funkcje gęstości widmowych na wejściu i jego wyjściu:

$$S_y(\omega) = |G(j\omega)|^2 \cdot S_x(\omega), \quad (26)$$

stąd:

$$G(j\omega) \cdot G(-j\omega) = \frac{S_y(\omega)}{S_x(\omega)} \quad (27)$$

Najbardziej proste zależności uzyskuje się, gdy przekształceniu poddajemy przebieg, który charakteryzuje się równomiernym rozkładem amplitud w funkcji częstotliwości. Załóżmy, że proces ulega przekształceniu w ten sposób, aby uzyskać funkcję gęstości widmowej daną przez:

$$S_y(\omega) = \frac{2}{\pi} A_0 C_0 \frac{C_0^2 + b^2 + \omega^2}{\omega^4 + 2(C_0^2 - b^2)\omega^2 + (C_0^2 + b^2)^2} + \frac{2}{\pi} \frac{A_1 C_1}{C_1^2 + \omega^2} \quad (28)$$

Przekształcamy ją w następujący sposób:

$$S_y(\omega) = \frac{2A_0 C_0 [(C_0^2 + b^2) + \omega^2](C_1^2 + \omega^2) + A_1 C_1 [\omega^4 + 2(C_0^2 - b^2)\omega^2 + (C_0^2 + b^2)^2]}{\pi [\omega^4 + 2(C_0^2 - b^2)\omega^2 + (C_0^2 + b^2)^2](C_1^2 + \omega^2)} \quad (29)$$

dla zależnego procesu:

$$R_x(\tau) = W_x \cdot \delta(\tau), \quad (30)$$

$$S_x(\omega) = \frac{W_x}{2\pi} \quad (31)$$

wstawiając powyższe zależności do (21) otrzymamy po przekształceniu

$$G(j\omega) \cdot G(-j\omega) = \frac{4(A_0 C_0 + A_1 C_1)}{W_x} \cdot \frac{\omega^4 + \omega^2(B_1 - 2B_2) + B_2^2}{[\omega^4 + 2\omega^2(C_0^2 - b^2) + (C_0^2 + b^2)^2](C_1 + j\omega)(C_1 - j\omega)} \quad (32)$$

gdzie w S p.  $B_1$  i  $B_2$  wynikają bezpośrednio z przedostatniej zależności.

Wynika z tego

$$G(j\omega) \cdot G(-j\omega) = \frac{4(C_0 A_0 + A_1 C_1)}{W_x} \cdot \frac{(-\omega^2 + j\omega B_1 + B_2)(-\omega^2 - j\omega B_1 + B_2)}{(-\omega^4 + 2j\omega C_0^2 + b^2 + C_0^2)(-\omega^2 - j2\omega C_0^2 + b^2 + C_0^2)(C_1 + j\omega)(C_1 - j\omega)} \quad (33)$$

to

$$G(s) = \frac{2\sqrt{A_0 C_0 + A_1 C_1}}{6_x} \cdot \frac{s^2 + B_1 s + B_2}{(s^2 + 2C_0 s + b^2 + C_0^2)(C_1 + s)} \quad (34)$$

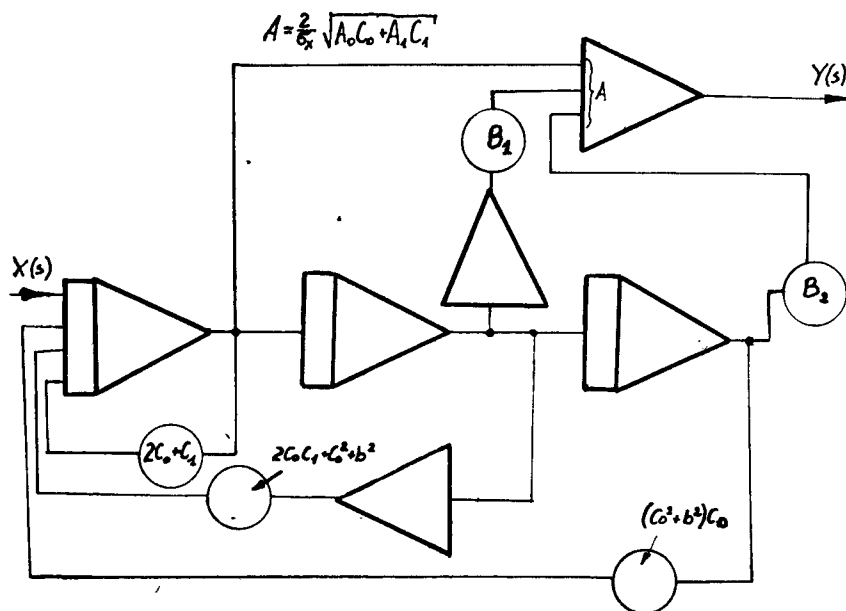
Modelujemy to analogowo

$$Z(S^2 + B_1 S + B_2) \sqrt{A_0 C_0 + A_1 C_1} \cdot X(S) = G_X [S^3 + S^2(2C_0 + C_1) + S(2C_0 C_1 + C_0^2 + b^2) + (C_0^2 + b^2)] Y(S) \quad (35)$$

$$Y_k(S) = \frac{Y(S)}{\frac{2\sqrt{C_0 A_0 + C_1 A_1}}{d_X} (S^2 + B_1 S + B_2)} \quad (36)$$

$$S^3 Y_k(S) = X(S) - S^2(2C_0 + C_1) \cdot Y_k(S) - S(2C_0 C_1 + C_0^2 + b^2) Y_k(S) - (C_0^2 + b^2) C_0 Y_k(S) \quad (37)$$

$$Y(S) = \frac{2\sqrt{A_0 C_0 + A_1 C_1}}{d_X} [S^2 Y_k(S) + B_1 S Y_k(S) + B_2 Y_k(S)] \quad (38)$$



Rys. 11.

Na rysunku 11 przedstawiony jest model analogowy budowanego filtra.

Możemy do tego zagadnienia podejść jeszcze inaczej, modelując nie funkcję gęstości mocy widmowej, a funkcję autokorelacyjną. Załóżmy, że dążymy do otrzymania przebiegu o funkcji autokorelacyjnej w postaci

$$R_Y(\tau) = A_0 e^{-C_0 |\tau|} \cos b\tau + A_1 e^{-C |\tau|} \quad (39)$$

Można to osiągnąć przez zastosowanie filtra zbudowanego z równoległe połączonego członu oscylacyjnego i inercyjnego o następującej transmitancji:

$$G(s) = \frac{As + B}{s^2 + 2as + a^2 + k^2} + \frac{K_1}{1 + T_1 s} \quad (40)$$

odpowiedź impulsowa takiego filtra jest następująca:

$$g(t) = e^{-at} \left[ A \cdot \cos kt + \frac{B - aA}{k} \sin kt \right] + \frac{K_1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} \quad (41)$$

Wykorzystując zależność wiążącą funkcję autokorelacyjną na wyjściu układu o odpowiedzi impulsywnej  $g(t)$  z funkcją autokorelacyjną na jego wejściu otrzymujemy:

$$R_Y(\tau) = \int_0^\infty g(\tau_1) d\tau_1 \int_0^\infty g(\tau_2) \cdot R_X(\tau - \tau_1 - \tau_2) d\tau_2 \quad (42)$$

oznaczamy  $R_Y(\tau) = D \cdot E$

$$D = \int_0^\infty g(\tau) d\tau = \int_0^\infty \left( A \cos \tau_1 e^{-a\tau_1} + \frac{B - aA}{k} \sin \tau_1 e^{-a\tau_1} + \frac{K_1}{T_1} e^{-\frac{\tau_1}{T_1}} \right) d\tau_1 =$$

$$= A \frac{e^{-a\tau_1}}{a^2 + k^2} (-a \cos \tau_1 + k \sin \tau_1) + \frac{B - aA}{k} \cdot \frac{e^{-a\tau_1}}{a^2 + 1} (a \sin \tau_1 + k \cos \tau_1) + K_1 e^{-\frac{\tau_1}{T_1}} \Big|_0^\infty =$$



$$= \frac{A}{a^2+l^2} a + \frac{B-aA}{l} \cdot \frac{l}{a^2+l^2} + K_1 = \frac{B}{a^2+l^2} + K_1 \quad (43)$$

oraz

$$\begin{aligned} E &= \int_0^{\infty} \left( A \cos l \tau_2 e^{-a\tau_2} + \frac{B-aA}{l} \sin l \tau_2 e^{-a\tau_2} + \frac{K_1}{T_1} e^{-\frac{\tau_2}{T_1}} \right) W_x \delta(\tau - \tau_1 - \tau_2) d\tau_2 = \\ &= W_x A \int_0^{\tau - \tau_1} \cos l \tau_2 e^{-a\tau_2} \cdot \delta(\tau - \tau_2) d\tau_2 + W_x \frac{B-aA}{l} \int_0^{\tau} \sin l \tau_2 e^{-a\tau_2} \delta(\tau - \tau_2) d\tau_2 + \\ &+ W_x \cdot \frac{K_1}{T_1} \int_0^{\tau} e^{-\frac{\tau_2}{T_1}} \cdot \delta(\tau - \tau_2) d\tau_2 \end{aligned} \quad (44)$$

Wykorzystując operację spletu otrzymujemy:

$$W_x A \frac{s+a}{(s+a)^2+l^2} e^{-s\tau_2} + W_x \frac{B-aA}{l} \cdot \frac{l}{(s+a)^2+l^2} e^{-s\tau_2} + W_x \frac{K_1}{T_1} \cdot \frac{1}{s+\frac{1}{T_1}} e^{-s\tau_2} \quad (45)$$

Przechodząc z powrotem na postać czasową otrzymamy dla  $\tau = t - \tau_2$

$$W_x A \cos l \tau e^{-a\tau} + W_x \frac{B-aA}{l} \sin l \tau e^{-a\tau} + W_x \frac{K_1}{T_1} e^{-\frac{\tau}{T_1}} \quad (46)$$

Ostatecznie otrzymamy

$$\begin{aligned} R_y(\tau) &= W_x A \left( \frac{B}{a^2+l^2} + K_1 \right) \cos l \tau e^{-a\tau} + W_x \frac{B-aA}{l} \left( \frac{B}{a^2+l^2} + K_1 \right) \sin l \tau e^{-a\tau} + \\ &+ W_x \frac{K_1}{T_1} \cdot \left( \frac{B}{a^2+l^2} + K_1 \right) e^{-\frac{\tau}{T_1}} \end{aligned} \quad (47)$$

Porównując otrzymane wyniki z funkcją aproksymującą  $R_y(\tau)$  otrzymamy

$$\begin{aligned} a &= C_0 & C &= \frac{1}{T_1} \\ \lambda &= b & & \end{aligned} \quad (48)$$

$$R_0 = W_X A \left( \frac{B}{C_0^2 + b^2} + K_1 \right) \quad (49)$$

$$R_1 = W_X K_1 C \left( \frac{B}{C_0^2 + b^2} + K_1 \right) \quad (50)$$

$$W_X \frac{B - C_0 R}{b} \left( \frac{B}{C_0^2 + b^2} + K_1 \right) = 0 \quad (51)$$

Teraz możemy przystąpić do modelowania transmitancji

$$G(S) = \frac{A_S + B}{S^2 + 2\alpha S + \alpha^2 + \beta^2} + \frac{K_1}{1 + T_1 S} \quad (52)$$

Jest to połączenie równoległe dwóch członów i dlatego możemy modelować każdy z członów oddzielnie

$$\frac{Y_1(S)}{X(S)} = \frac{A_S + B}{S^2 + 2\alpha S + \alpha^2 + \beta^2} \quad (53)$$

$$Y_K(S) = \frac{Y_1(S)}{A_S + B} \quad (54)$$

$$S^2 Y_K(S) = X(S) - 2\alpha S Y_K(S) - \alpha^2 Y_K(S) - \beta^2 Y_K(S) \quad (55)$$

$$Y_1(S) = A_S Y_K(S) + B Y_K(S) \quad (56)$$

oraz

$$\frac{Y_2(S)}{X(S)} = \frac{K_1}{1 + T_1 S} \quad (57)$$

$$S Y_2(S) = \frac{K_1}{T_1} X(S) - \frac{1}{T_1} Y_2(S) \quad (58)$$



Na rysunku 13a przedstawione widmo otrzymane z obliczeń teoretycznych, a na rysunku 13b przedstawiona została funkcja gęstości widmowej otrzymana z badań praktycznych za pomocą korelatora.

### 3. Wnieski

Na podstawie przeprowadzonej analizy oraz wyników badań można zauważyć, że przenieszone pasmo częstotliwości najbardziej zależy od częstotliwości zegara.

Charakterystyczną cechą cyfrowego filtrowania jest to, że częstotliwość odcięcia pozostaje w liniowej zależności z częstotliwością zegara; nawet dla najmniejszej częstotliwości pozostaje w bezpośredniej relacji z częstotliwością zegara.

Drugim istotnym czynnikiem, który wpływa na kształt widma jest dobór współczynników wagowych, kolejność zmian wartości tych współczynników oraz znaki tych współczynników.

Szczególnie cenną zaletą jest to, że dla jednego zestawu współczynników wagowych / dla tej samej funkcji gęstości prawdopodobieństwa / możemy otrzymać kilka zupełnie różnych widm poprzez zmianę kolejności występowania tych współczynników. Możemy również dokonać transformacji widma dolnopasmowego do środkowopasmowego poprzez zmianę znaków współczynników wagowych.

Ostatecznie kształtować widmo można przy pomocy układów z medelami czasowymi, dla których można dobrać takie parametry, aby otrzymać szukaną funkcję gęstości mocy widmowej.

W rozwiązaniach praktycznych musimy się zadowolić określoną dokładnością, gdyż dysponując tylko skończonym  $m$  wprowadzamy

dyskretne odstępy pomiędzy współczynnikami wagowymi, co powoduje niedokładną aproksymację realizowanej funkcji.

W obudowanym modelu kształtowano widmo poprzez zmianę współczynników wagowych przez użycie układów z modelami czasowymi. Wyniki badań przeprowadzonych na korelatorze HP zamieszczono w pracy są w pełni zgodne z obliczeniami.

#### Literatura

1. Budkowski St., Kończyk T. : Licznik łańcuchowy jako generator liczb pseudolosowych. Rozpr. Elektr. nr 1 XVIII 1972
2. Davies Anthony C.: Digital filtering of binary sequences. Elektron. Letters vol 3 nr 7 1967
3. Davies A.C.: Delayed versions of maximal - length binary sequences. Elektron. Letters vol 1 1965
4. Davies A.C.: Properties of waveforms obtained by nonrecursive digital filtering of pseudorandom binary sequences. IEEE Transactions on computers vol 20 nr 3 1972
5. Matthews S.B.: Generation of pseudorandom noise having a Gaussian Spectral Density. IEEE Transactions on computers April 1968
6. Mędrzycki J.: Technika analogowa i hybrydowa. WNT -1974
7. Noise generator model 3722 A Technical data June 1967. Hewlett Packard

## FORMING PSEUDORANDOM SIGNALS

## Summary

The paper deals with the influence of  $m$ -sequences and the selection of weight coefficients on density function of probability and density function of spectral power. Some principles of forming frequency spectre by means of circuits with temporary models have been presented and discussed. Research results received by the correlator of the Hewlett Packard firm have been presented.

## ФОРМИРОВАНИЕ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

## Резюме

В статье представлено влияние  $m$ -секвенции и подбора весовых коэффициентов на функцию плотности вероятности и функцию плотности спектральной мощности. Рассмотрены также принципы формирования частотного спектра при помощи систем с современными моделями.

Представлены результаты исследований полученных при помощи коррелятора фирмы Hewlett Packard.



Andrzej Borys  
Ryszard Wojtyna

OPTIMALIZACJA LINIOWYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH  
W OPARCIU O METODĘ MACIERZY RZADKICH

W pracy przedstawiono sposób komputerowej optymalizacji liniowych układów elektronicznych ze względu na wybrane charakterystyki częstotliwościowe z wykorzystaniem analizy czułościowej opartej na twierdzeniu Tellegena i metodzie macierzy rzadkich. W proponowanym algorytmie optymalizacyjnym wykorzystano opracowany uprzednio program NS [1] .

1. Wstęp

W projektowaniu układów elektronicznych często sięga się do metod analizy liniowej. Żąda się przy tym, aby projektowane układy jak najdokładniej spełniały określone charakterystyki częstotliwościowe / moduł i fazę funkcji  $T/j\omega$  / , impedancję wejściową  $Z_{we}/j\omega$  / układu itp.

Ze względu na powyższe wymagania projektowanie dużych układów elektronicznych, oprócz analizy, musi również wykorzystywać optymalizację, którą można szybko i sprawnie wykonać przy pomocy komputera. W niniejszej pracy pokazano, że zastosowanie analizy czułościowej opartej na twierdzeniu Tellegena i metodzie macierzy rzadkich w optymalizacji w znacznym stopniu usprawnia obliczenia komputerowe.

2. Sposób formułowania funkcji celu dla optymalizowanego układu elektronicznego

W komputerowej optymalizacji wygodnie jest formułować wymagania stawiane układowi elektronicznemu przy pomocy prądów i napięć w określonych węzłach układu [2] . Jeżeli weźmie się pod uwagę liniowy układ elektroniczny o stałych skupionych pobudzony w określonych węzłach za pomocą generatorów napięciowych i prądowych o wydajnościach



$$\begin{aligned} \hat{v}_1(j\omega), \hat{v}_2(j\omega), \dots, \hat{v}_{n_V}(j\omega), \\ \hat{i}_{n_V+1}(j\omega), \hat{i}_{n_V+2}(j\omega), \dots, \hat{i}_{n_V+n_I}(j\omega), \end{aligned} \quad (1)$$

i o żądanych odpowiedziach prądowych i napięciowych w tych węzłach

$$\begin{aligned} \hat{i}_1(j\omega), \hat{i}_2(j\omega), \dots, \hat{i}_{n_V}(j\omega), \\ \hat{v}_{n_V+1}(j\omega), \hat{v}_{n_V+2}(j\omega), \dots, \hat{v}_{n_V+n_I}(j\omega), \end{aligned} \quad (2)$$

w pasmie częstotliwości  $\omega \in \Omega$ , gdzie  $n_V$  jest liczbą niezależnych źródeł napięciowych, a  $n_I$  jest liczbą niezależnych źródeł prądowych, to optymalizowaną, ważoną funkcję celu można określić jako

$$\begin{aligned} \mathcal{E} = \sum_V \int_{\Omega} \frac{1}{2} w_V(j\omega) |I_V(j\omega) - \hat{i}_V(j\omega)|^2 d\omega + \\ + \sum_I \int_{\Omega} \frac{1}{2} w_I(j\omega) |V_I(j\omega) - \hat{v}_I(j\omega)|^2 d\omega \end{aligned} \quad (3)$$

gdzie:

$V, I$  - indeksy sumowania po wszystkich niezależnych źródłach napięciowych i prądowych,

$I_V(j\omega), V_I(j\omega)$  - obliczone w wyniku analizy częstotliwościowej prądy wypływające ze źródeł napięciowych i napięcia na źródłach prądowych,

$w_V(j\omega), w_I(j\omega)$  - rzeczywiste, nieujemne funkcje wagowe

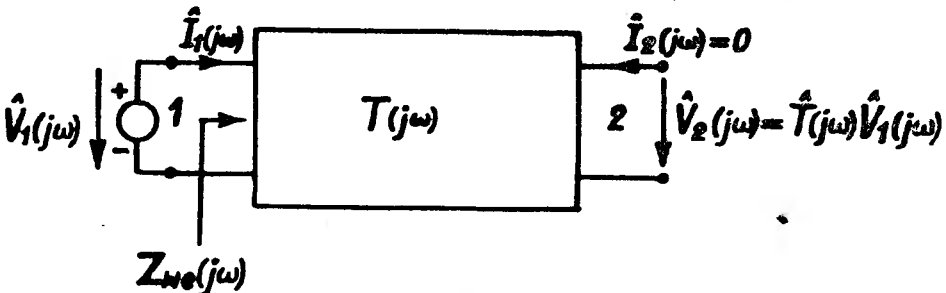
Sformułowana w sposób ogólny funkcja dla czwórnika z rysunku (1) redukuje się do postaci:

$$\begin{aligned} = \frac{1}{2} \int_{\Omega} w_1(j\omega) \left| \frac{\hat{v}_1(j\omega)}{Z_{we1}(j\omega)} - \frac{\hat{v}_1(j\omega)}{Z_{we1}(j\omega)} \right|^2 d\omega + \\ + \frac{1}{2} \int_{\Omega} w_2(j\omega) |T(j\omega) \hat{v}_1(j\omega) - \hat{i}_1(j\omega) \hat{v}_1(j\omega)|^2 d\omega \end{aligned} \quad (4)$$

gdzie:

$Z_{we} (j\omega)$  ,  $Z_{we} (j\omega)$  - żądana i obliczona w kolejnym kroku optymalizacyjnym impedancja wejściowa układu

$T (j\omega)$  ,  $\hat{T} (j\omega)$  - funkcja przenoszenia układu /obliczona i żądana/



Rys. 1. Układ elektroniczny jako czwórnik

Jeżeli założy się dodatkowo we wzorze (4)  $W_1(j\omega) = 0$  oraz  $W_2(j\omega) = \frac{1}{|\hat{V}_1(j\omega)|^2}$ , to postać funkcji celu jest następująca

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} \int_{\Omega} |T(j\omega) - \hat{T}(j\omega)|^2 d\omega \quad (5)$$

Funkcja celu jest funkcją parametrów układu / rezystancji, pojemności, indukcyjności, wydajności prądowych, napięciowych źródeł zależnych elementów aktywnych /, a jej zmiana określona jest wzorem

$$\Delta \mathcal{E} = \sum_p \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial p} \Delta p \quad (6)$$

gdzie:  $p$  - indeks sumacji po wszystkich elementach układu.

Z zależności (3) wynika, że pochodne  $\frac{\partial \mathcal{E}}{\partial p}$  mają postać

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial p} = & \sum_v \int_{\Omega} \text{Re} \left\{ W_v(j\omega) [I_v^*(j\omega) - \hat{I}_v^*(j\omega)] \frac{\partial V_v(j\omega)}{\partial p} \right\} d\omega + \\ & + \sum_i \int_{\Omega} \text{Re} \left\{ W_i(j\omega) [V_i^*(j\omega) - \hat{V}_i^*(j\omega)] \frac{\partial V_i(j\omega)}{\partial p} \right\} d\omega \quad (7) \end{aligned}$$

W celu ich obliczenia konieczne jest określenie nieznormalizowanych czułości  $\frac{\partial I_v(j\omega)}{\partial p}$  i  $\frac{\partial V_I(j\omega)}{\partial p}$ , co można osiągnąć w wyniku analizy czułościowej układu [1],

3. Wykorzystanie analizy czułościowej w obliczeniach gradientu funkcji celu

Korzystając z twierdzenia Tellegena [4] można wykazać, że zachodzi następująca równość

$$\sum_V [\Delta V_V \Phi_V - \Delta I_V \Psi_V] + \sum_V [\Delta V_I \Phi_I - \Delta I_I \Psi_I] = G^T \Delta p \quad (8)$$

gdzie:

$\Phi_{V,I}$ ;  $\Psi_{V,I}$  -odpowiedni prąd i napięcie w sieci dołączonej układu [4]

$G^T$  -macierz transponowana czułości elementów układu / rys.2 /.

Typ elementu	Relacja między prądem i napięciem układu oryg.	Czułość /składowik macierzy G/	Relacja między prądem i napięciem układu dołączonego	Składowik $\Delta p$
Rezystancja	$V_R = R I_R$	$-I_R \Phi_R$	$\Psi_R = R \Phi_R$	$\Delta R$
Pojemność	$I_C = j\omega C V_C$	$j\omega V_C \Psi_C$	$\Phi_C = j\omega C \Psi_C$	$\Delta C$
Indukcyjność	$V_L = j\omega L I_L$	$-j\omega I_L \Phi_L$	$\Psi_L = j\omega L \Phi_L$	$\Delta L$
Źródło prądowe ster. napięciem	$I_{VDI} = g_m V_{VCI}$ $I_{VCI} = 0$	$V_{VCI} \Psi_{VDI}$	$\Phi_{VCI} = g_m \Psi_{VDI}$ $\Phi_{VDI} = 0$	$\Delta g_m$

Rys. 2. Czułości elementów układu elektronicznego

Jeżeli weźmie się pod uwagę, że dla niezależnych źródeł napięciowych i prądowych zachodzą następujące związki

$$\Delta V_v = 0 \quad \text{i} \quad \Delta I_I = 0 \quad (9)$$

to zależność (8) przyjmuje postać

$$\sum_I \Delta V_I \Phi_I - \sum_V \Delta I_V \Psi_V = G^T \Delta p \quad (10)$$

Pobudzenie sieci dołączonej układu oryginalnego generatorami napięciowymi i prądowymi o wydajnościach

$$\Psi_V(j\omega) = -w_V(j\omega) [I_V(j\omega) - \hat{i}_V^*(j\omega)]$$

i

$$\Phi_I(j\omega) = w_I(j\omega) [V_I^*(j\omega) - \hat{v}_I^*(j\omega)] \quad (11)$$

oraz porównanie zależności (10), (7) i (6) prowadzi do wzoru [2]

$$\Delta \mathcal{E} = \left[ \int_{\Omega} \text{Re} [G] d\omega \right]^T \Delta p \quad (12)$$

Ze wzoru (12) wynika, że gradient funkcji celu jest określony wyrażeniem

$$\nabla \mathcal{E} = \int_{\Omega} \text{Re} [G] d\omega \quad (13)$$

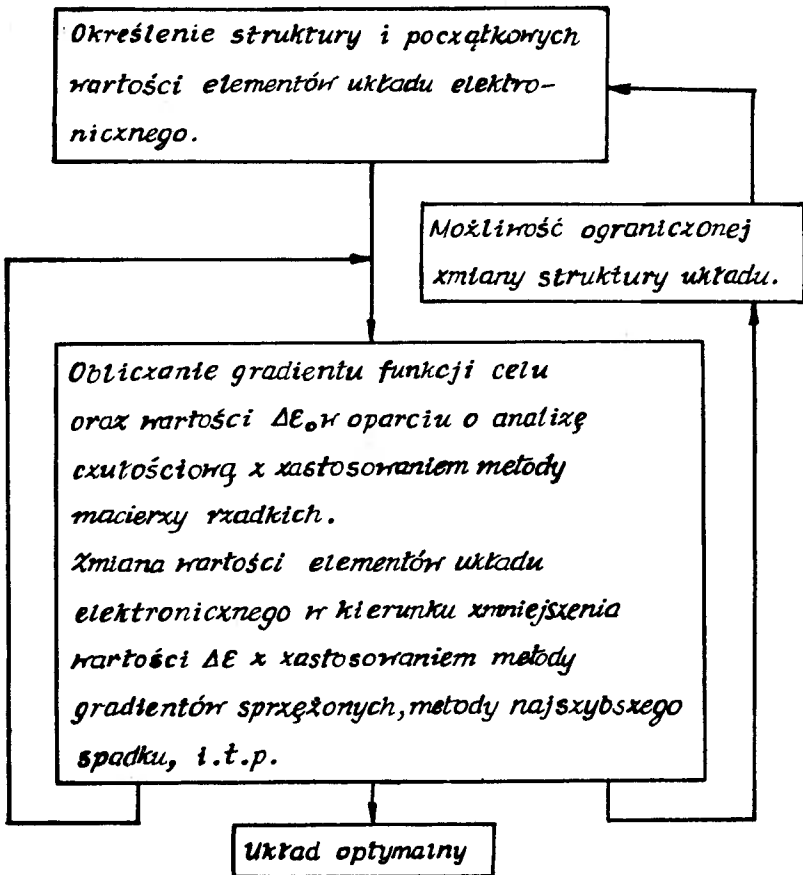
a zatem sposób jego obliczania w kolejnym kroku optymalizacyjnym sprowadza się do wykonania odpowiednio zmodyfikowanej analizy czułościowej.

#### 4. Proponowany algorytm optymalizacyjny

Na rysunku 3 podano w sposób szkicowy strukturę programu optymalizacyjnego wykorzystującego analizę czułościową opartą o metodę macierzy rzadkich [1]. Główne korzyści wynikające z zastosowania w proponowanym algorytmie optymalizacyjnym metody macierzy rzadkich są następujące [3]:

1/ zmniejszenie obszaru pamięci komputera zajmowanego przez program

2/ zmniejszenie czasu obliczeń poprzez zmniejszenie liczby wykonywanych operacji długich / mnożeń i dzielen /.



Rys.3. Proponowany algorytm optymalizacyjny

## 5. Podsumowanie

W oparciu o literaturę [2] pokazano sposób formułowania funkcji celu dla optymalizowanego układu elektronicznego. Obliczenia gradientu funkcji celu oparto o program analizy czułościowej NS [1], w którym wykorzystano metodę macierzy rzadkich. Zaproponowano również algorytm optymalizacyjny pozwalający

jący na zmniejszenie zajmowanego obszaru pamięci komputera i zmniejszenie czasu obliczeń w stosunku do metod klasycznych.

#### Literatura

1. Borys A., Wojtyła R.: Zastosowanie sieci dołączonej w programie analizy częstotliwościowej szumowej i czułościowej na Odrze 1204, Materiały I-go Krajowego Sympozjum URSI, luty 1975.
2. Director S.W., Rohrer R.A.: Automated Network Design - The Frequency - Domain Case, IEEE Trans. on CT, August 1969.
3. Roszkiewicz J., Borys A., Wojtyła R.: Komputerowa analiza liniowych układów scalonych metodą macierzy rzadkich, Rozprawy Elektrotechniczne / ukaże się w numerze 2/77 /.
4. Żurada J.: Koncepcja sieci dołączonej w kompleksowej komputerowej analizie zmiennoprądowej aktywnych układów liniowych, Materiały I-go Krajowego Sympozjum URSI, luty 1975.

COMPUTER OPTIMIZATION PROGRAMME OF LINEAR  
CIRCUITS ON THE BASIS OF THE SPARSE MATRIX METHOD

Summary

This paper presents a computer programme of linear circuits optimization with respect to chosen frequency characteristics. The programme includes sensitivity analysis based on the Tellegen theorem and the method of sparse matrix as well. The worked out NS programme [1] is exploited in the proposed optimization algorithm.

ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ  
НА ОСНОВЕ МЕТОДА РЕДКИХ МАТРИЦ

Резюме

В статье приведен метод оптимизации частотных характеристик линейных электронных цепей с помощью электронных вычислительных машин. Предлагаемый оптимизационный алгоритм основан на предварительно разработанной программе NS [1], в которой была использована теорема Теллегена и метод редких матриц.

Teresa Chyła - Ciołczyk

### SYNTEZA MIKROPROGRAMOWANYCH UKŁADÓW SEKWENCYJNYCH

W pracy zostały omówione problemy, które występują w syntezie mikroprogramowanych układów sekwencyjnych. Przedstawiono podstawową strukturę mikroprogramowanego układu sterującego oraz metody syntezy takiego układu. Podane zostały sposoby określania słów mikrorozkazowych, ze szczególnym uwzględnieniem kodowania części adresowych tych słów.

#### 1. Wstęp

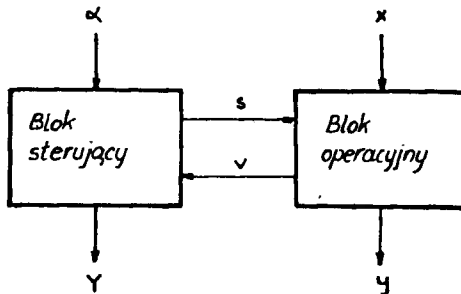
Idea mikroprogramowania zaproponowana przez Wilkesa [7] była początkowo wykorzystywana głównie przy konstruowaniu maszyn cyfrowych [2]. Obecnie obserwuje się tendencje do coraz szerszego wykorzystywania tej metody przy projektowaniu złożonych układów cyfrowych. Związane jest to ze wzrostem stopnia scalania elementów logicznych i pamięciowych oraz ze zmniejszeniem kosztu cyfrowych układów scalonych MSI, głównie scalonych pamięci półprzewodnikowych. Wykorzystanie pamięci z zapisanym mikroprogramem do syntezy układów cyfrowych umożliwia standaryzację struktur tych układów: powoduje redukcję przypadkowej logiki oraz mocy pobieranej przez układ i umożliwia zaoszczędzenie miejsca zajmowanego przez ten układ. Mikroprogramowanie daje również większą elastyczność projektowanych układów, ułatwia diagnozowanie i naprawę układu cyfrowego. W miarę obniżania się kosztów układów scalonych MSI, zastosowanie techniki mikroprogramowania do projektowania układów cyfrowych będzie stawało się coraz bardziej opłacalne. W niniejszej pracy zasygnalizowano problemy występujące przy syntezie mikroprogramowanych układów sekwencyjnych, oraz zaproponowano metody projektowania takich układów.



## 2. Struktura mikroprogramowanego układu sekwencyjnego

W układzie cyfrowym można wyszczególnić dwie zasadnicze części / rysunek 1/:

- część operacyjną, w której są przekształcane i komutowane sygnały informacyjne;
- część sterującą, w której są formowane sygnały sterujące częścią operacyjną układu i urządzeniami zewnętrznymi.

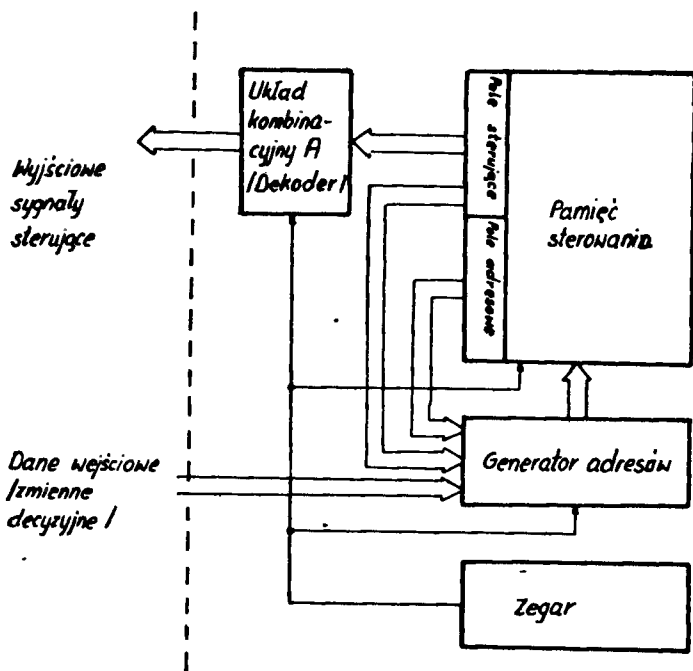


Rys. 1. Podział układu cyfrowego

Sygnały zaznaczone na rysunku mają następujące znaczenie :  
 $x$  - zmienne wejściowe części operacyjnej,  $\alpha$  - warunki zewnętrzne części sterującej,  $s$  - sygnały sterujące,  $v$  - warunki wewnętrzne,  $y$  - sygnały wyjściowe części operacyjnej,  $Y$  - sygnały wyjściowe części sterującej.

Dalsza część pracy dotyczy syntezy części sterującej układu cyfrowego. Podstawowa struktura mikroprogramowanego układu sterującego została przedstawiona na rysunku 2. Kolejność wykonywania operacji określona jest przez mikroprogram, który stanowi zbiór mikrorozkazów. Mikrorozkazem nazywamy zbiór wykonywanych jednocześnie mikrooperacji. Mikrooperacja jest elementarnym procesem przetwarzania informacji w układzie cyfrowym lub ja - kiejs jego części, zachodzącym w czasie jednego taktu pracy automatu. W pamięci sterowania przechowywane są słowa kolejnych mikrorozkazów. Każde z słów może być podzielone na 2 pola;

1 - pole informacji sterującej, 2 - pole informacji adresowej. W polu sterującym zawarta jest informacja o wykonywanych w danym takcie mikrooperacjach oraz informacja sterująca wykonaniem rozgałęzień w mikroprogramie / skoków / lub zatrzymywaniem pracy układu do chwili spełnienia określonych warunków. Pole informacji adresowej zawiera adres kolejnego mikrorozkazu lub adres skoku. Wykorzystywana pamięć może być typu ROM / mikroprogramowanie statyczne / lub typu RAM / mikroprogramowanie dynamiczne /.



Rys. 2. Schemat blokowy układu mikroprogramowanego

Układ kombinacyjny A dekoduje wyjściowe sygnały sterujące. Generator adresów ustala adres następnego słowa pobieranego z pamięci. Ogólnie można wyróżnić układy mikroprogramowane [3] i [6], w których głównym źródłem adresu w generatorze adresów jest:

- 1 - licznik adresów, 2 - rejestr adresów, 3 - układ kombinacyj-

ny określający adres następnej mikroinstrukcji na podstawie sygnałów wejściowych i części adresowej słowa mikrorozkazowego. Należy zaznaczyć, że istnieje wiele modyfikacji wymienionych generatorów adresu.

W układzie mikroprogramowanym z licznikiem adresów, w pamięci występują dwa rodzaje słów mikrorozkazowych: 1 -adresowe, 2 -bezadresowe. Dla przejść bezwarunkowych układ pobiera kolejne słowa z pamięci na podstawie zawartości licznika i emituje odpowiednią sekwencję sygnałów sterujących. Kiedy pojawia się sygnał sterujący skokiem, następny adres wybierany jest z pola adresowego zależnie od spełnienia określonego warunku / skok warunkowy/. Jeżeli źródłem następnego adresu jest rejestr adresowy, wszystkie słowa zawierają adres następnej mikroinstrukcji. Przyjmuje się zasadę, że w przypadku rozgałęzienia adresy słów następnych mogą różnić się tylko na jednej, ustalonej pozycji. Część adresowa słowa mikrorozkazowego będzie zawierała więc jedną pozycję mniej, niż to jest potrzebne do zaadresowania wszystkich słów w pamięci. Ostatni bit będzie ustalany na podstawie bitów sterujących skokiem i określonych warunków.

W obu omówionych przypadkach w każdym taktie mogą być podjęte tylko decyzje binarne. W przypadku rozgałęzień wielokrotnych podejmowanie decyzji należy rozbić na kilka kolejnych kroków.

W generatorze adresów z kombinacyjnym układem obliczającym adres następnego mikrorozkazu, kolejny adres określany jest jako prosta funkcja sygnałów wejściowych i informacji z części adresowej. Takie podejście eliminuje potrzebę sygnałów sterujących skokami i pozwala na bezpośrednie wielokrotne rozgałęzienia. Wybór realizacji generatora adresów zależy od zedań narzucanych na układ sterujący / zasadniczo od sieci działań tego u-

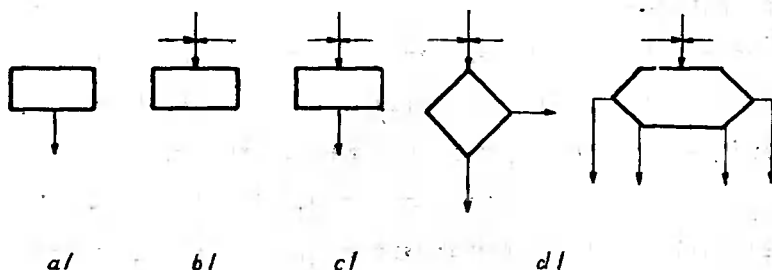
kładu/ oraz od pamięci jaką dysponujemy i rzutuje na postać słowa mikrorozkazowego, na jego długość oraz na wymaganą pojemność pamięci, a także na szybkość działania układu.

### 3. Synteza mikroprogramowanego układu sterującego

#### 3.1 Sieć działań

Pierwszym krokiem przy syntezie układów mikroprogramowanych jest opisanie działania układu przy pomocy sieci działań. Sieć działań jest uproszczonym, skierowanym grafem zawierającym cztery typy węzłów: początkowy, końcowy, operacyjny, warunkowy /decyzyjny/, którego gałęzie reprezentują przejścia pomiędzy kolejnymi operacjami sterowania. Węzły: początkowy i operacyjne mają po jednym wyjściu, natomiast węzły warunkowe mają dwa lub więcej wyjść. W każdym węźle operacyjnym zapisywany jest mikrorozkaz  $Y_i$  będący zbiorem mikrooperacji  $y_j$ . Natomiast w  $i$ -tym węźle warunkowym o  $n_i$  wyjściach zapisywana jest  $n_i$  wartościowa zmienna stanowiąca warunek logiczny. W przypadku dwuwyjściowych węzłów warunkowych, w każdym z nich zapisywana jest zmienna binarna  $x_i$ .

Symbole węzłów wykorzystywanych w sieci działań przedstawione zostały na rysunku 3.



Rys. 3. Symbole węzłów występujących w sieciach działań a/ początkowy, b/ końcowy, c/ operacyjny, d/ warunkowe

### 3. 2 Kodowanie słów mikrorozkazowych

Przy rozwiązywaniu zadania syntezy mikroprogramowanego układu sterowania występują dwa podstawowe problemy:

- 1 - określenie części sterujących słów mikrorozkazowych
- 2 - ustalenie sposobu określania następnego adresu i kodowanie adresów

Istnieją dwie metody kodowania części sterującej słowa mikrorozkazowego [2] / pomijane są sygnały sterujące zmianą sekwencji wykonywanych mikrorozkazów /:

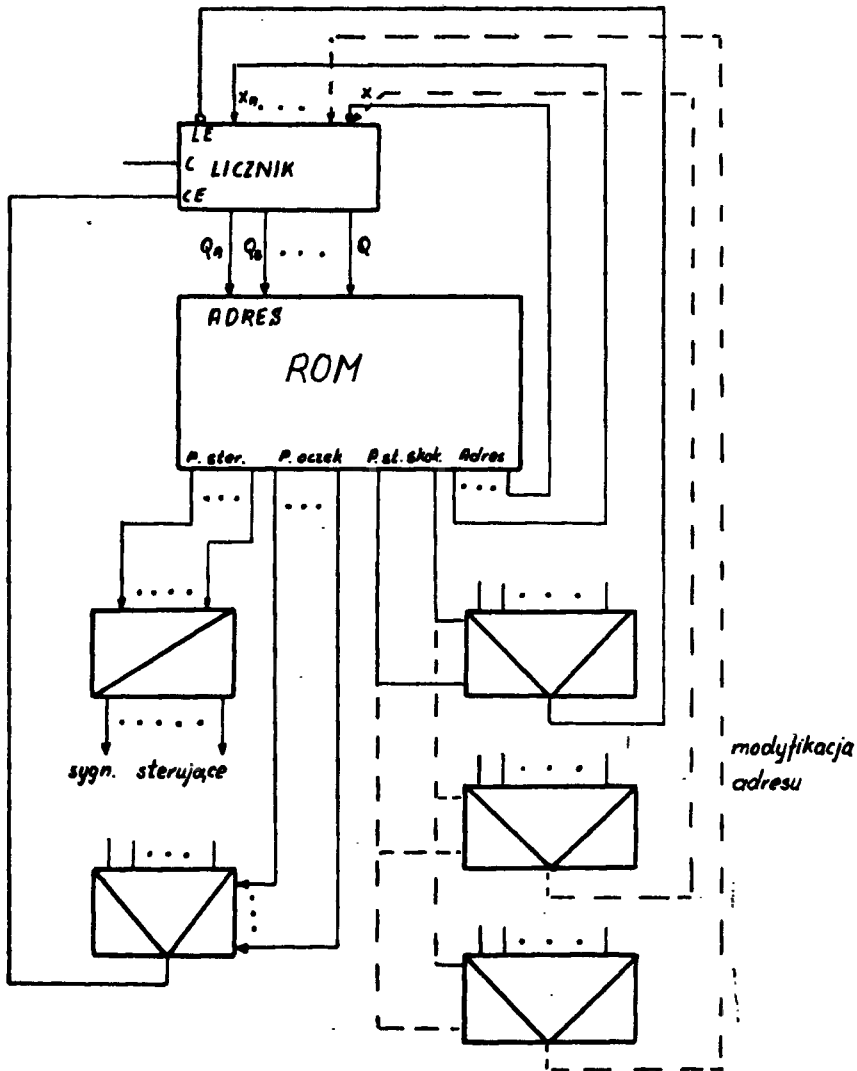
- 1/ mikroprogramowanie poziome - każdemu sygnałowi sterującemu odpowiada oddzielny bit;
- 2/ mikroprogramowanie pionowe - w polu sterującym zapisany jest kod wykonywanej operacji. Do zakodowania  $n$  różnych operacji potrzebnych jest  $\lceil \log_2 n \rceil$  bitów.

Pierwsza metoda nie wymaga żadnego dekodera sygnałów sterujących, ale jest to okupione zwiększeniem długości słowa. Druga metoda natomiast wymaga dekodowania sygnałów sterujących, ale słowa pamiętane w pamięci są krótsze. Możliwe jest również łączenie obu metod. W celu wybrania odpowiedniej techniki należy porównać liczby bitów wymaganych w polu sterującym dla obu metod oraz oszacować złożoność odpowiadającego dekodera. Kodowanie adresów zależy od rozwiązania generatora adresów.

W dalszej części pracy rozpatrzono kolejno wymienione typy generatorów i odpowiadające im kodowania adresów.

#### 3.2. 1. Generator adresów z licznikiem adresów

Schemat układu mikroprogramowanego z licznikiem adresów został przedstawiony na rysunku 4.



Rys. 4. Ogólny schemat układu mikroprogramowanego z licznikiem adresów

Przed przystąpieniem do kodowania części adresowych należy określić sposób przypisywania słów mikrorozkazowych poszczególnym fragmentom sieci działań. Proponowane są dwie metody:

**Metoda I.**

Słowa mikrorozkazowe przypisywane są węzłom operacyjnym oraz

tym węzłom warunkowym, do których prowadzi wyjście z innego węzła warunkowego. Przy czym należy zaznaczyć, że węzłom warunkowym przypisywany jest wówczas zerowy zbiór mikrooperacji w części sterującej słowa mikrorozkazowego. Takie podejście daje prostą strukturę układu mikroprogramowanego. Realizacja tego układu wymagać będzie tylko jednego poziomu multiplekserów sterujących skokiem. Zaletą tej metody jest również prosty sposób kodowania części adresowych słów mikrorozkazowych. Natomiast wadami tej metody są: 1/ pewna nadmiarowość słów w pamięci; 2/ zwiększenie liczby wejść multipleksera sterującego skokiem, co w szczególnym przypadku może powodować zwiększenie liczby bitów części sterującej skokiem w słowie mikrorozkazowym; 3/ zmniejszenie szybkości działania układu, ze względu na to, że każdy warunek rozpatrywany jest w oddzielnym takcie pracy układu.

#### Metoda II.

Słowa mikrorozkazowe przypisywane są tylko węzłom operacyjnym. W takim przypadku, dla sieci działań z łańcuchem kolejno następujących po sobie węzłów warunkowych, koniecznym staje się wprowadzenie dodatkowych poziomów multiplekserów, które służą do modyfikacji adresu skoku / na rysunku 4 zaznaczone linią przerywaną/. Warunki logiczne zapisane w tych węzłach rozpatrywane są kolejno, przy czym analiza wszystkich warunków może zachodzić w czasie jednego taktu pracy układu ze względu na to, że realizowana jest układowo, a nie programowo. Zaletami tej metody w porównaniu z poprzednią są: większa szybkość działania oraz wymagana mniejsza pojemność pamięci. Wadą natomiast jest konieczność wprowadzania dodatkowych poziomów multiplekserów, co przy długich i rozgałęzionych łańcuchach węzłów warunkowych prowa-

dzi do coraz bardziej złożonych układów. Ponadto uzyskana struktura układu jest mało uniwersalna.

W dalszej części zostanie dokładniej rozpatrzona synteza układu mikroprogramowanego z wykorzystaniem I metody przypisywania słów mikrorozkazowych. Z węzłem, któremu przypisywane jest słowo mikrorozkazowe związane jest pojęcie stanu. Odpowiada ono stanowi licznika adresów, na podstawie którego pobierane jest słowo z pamięci. Po wydzieleniu wszystkich stanów w sieci działań można przystąpić do zakodowania adresów.

Kody adresów będą kodami przypisanymi poszczególnym stanom w sieci działań. Do zakodowania wszystkich adresów mikrorozkazów należących do mikroprogramu opisanego siecią działań o  $n$  stanach, potrzebnych jest  $k = \lceil \log_2 n \rceil$  zmiennych. Kodowanie adresów należy przeprowadzić w następujący sposób:

1. Sekwencji kolejnych stanów w sieci liniowej należy przypisać kody będące binarnymi odpowiednikami kolejnych liczb.
2. W przypadku wystąpienia rozgałęzienia, jeden ze stanów następnym koduje się kolejną liczbą binarną, natomiast drugiemu przypisuje się kod wybrany arbitralnie. Jeżeli w sieci działań występuje kilka węzłów warunkowych z zapisanymi w nich jednakowymi warunkami logicznymi, dobrze jest ustalić jednaki sposób przypisywania kodów stanom następującym po tych węzłach, tzn. przy spełnieniu warunku kod następnego stanu jest np. zawsze kolejną liczbą binarną, a przy niespełnieniu warunku kod stanu następnego wybrany jest zawsze arbitralnie. Takie przypisywanie kodów minimalizuje liczbę wejść multiplekserów, a w szczególnym przypadku powoduje zmniejszenie liczby bitów w części sterującej skokiem w słowie mikrorozkazowym.



3. Jeżeli podczas kodowania stanów następujących po węźle warunkowym okaże się, że odpowiednie stany są już zakodowane i kod żadnego z nich nie jest kolejną liczbą binarną, kodowanie należy przeprowadzić powtórnie dążąc do uniknięcia tej sytuacji. Gdy nie istnieje możliwość takiego zakodowania adresów mikrorozkazów należy wprowadzić dodatkowy węzeł operacyjny, z zerowym zbiorem mikrooperacji, na jednym z wyjść rozpatrywanego węzła warunkowego. Temu stanowi należy przypisać oddzielne słowo. Po zakodowaniu wszystkich wyznaczonych w sieci działań węzłów można przystąpić do określenia części sterującej skokiem i oczekiwaniem w słowie mikrorozkazowym. Liczba bitów każdej z tych części szacowana jest na podstawie liczby  $s$  różnych warunków skoków i  $l$  warunków oczekiwania w zakodowanej sieci działań. Liczba bitów w polu sterowania skokiem będzie wynosiła  $k = \lceil \log_2 s \rceil$ , a w polu sterowania oczekiwaniem  $t = \lceil \log_2 l \rceil$ . Z kolei różnym warunkom oczekiwania i skoku należy przypisać jednoznaczne kody wybierane arbitralnie. Będą one stanowiły adresy wejść odpowiednich multiplekserów w układzie mikroprogramowanym.

### 3.2.2. Generator adresów z rejestrem adresów

Wyznaczanie stanów w sieci działań odbywa się tak samo jak w omówionej w poprzednim punkcie metodzie I. Pojęcie stanu odpowiada w tym przypadku stanowi rejestru. Do zakodowania  $n$  stanów w sieci działań potrzebnych jest  $\lceil \log_2 n \rceil$  zmiennych. Część adresowa słów mikrorozkazowych zawierać więc będzie  $\lceil \log_2 n \rceil - 1$  bitów. Kodowanie adresów należy przeprowadzić w następujący sposób:

1. Zakodować wszystkie stany będące następnikami stanów z węzłem warunkowym. Kody stanów następnych powinny różnić się

tylko na jednej z góry określonej pozycji. Kody stanów następujących po węzłach warunkowych z jednakowymi warunkami logicznymi powinny być ustalone w taki sam sposób, podobnie jak w punkcie poprzednim.

2. W przypadku stanu z węzłem warunkowym, do którego wejścia dochodzi kilka wyjść węzłów warunkowych nie istnieje możliwość zakodowania tego stanu zgodnie z pkt.1. Należy wtedy wprowadzić dodatkowe węzły operacyjne z zerowymi zbiorami mikrooperacji, którym przypisane są oddzielne stany.

3. Po zakodowaniu wszystkich następników węzłów warunkowych, pozostałym stanom można przypisać dowolnie wybrane kody.

Po zakodowaniu stanów należy przystąpić do ustalenia postaci części sterujących skokiem i oczekiwaniem tak jak w punkcie poprzednim.

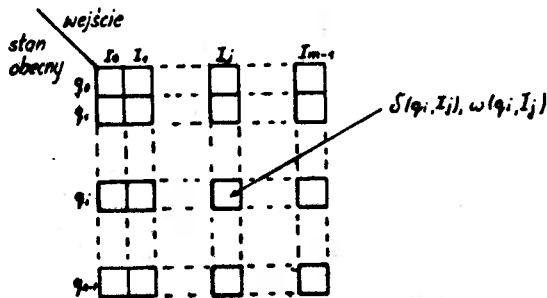
### 3.2.3. Generator z układem kombinacyjnym obliczającym adres

Przy takim rozwiązaniu generatora adresu w pamięci sterowania zapisane są słowa, które odpowiadają poszczególnym klatkom tablicy przejść odpowiadającej rozpatrywanej sieci działań. Kolejne etapy syntezy układu mikroprogramowanego z tego typu generatorem są następujące:

1. Przejście od sieci działań do odpowiadającej jej tablicy przejść.
2. Reprezentacja tablicy przejść w pamięci.
3. Jednoczesne kodowanie zmiennych adresowych, wejściowych i zmiennych stanu.
4. Określenie struktury układu obliczającego adres i ustalenie ostatecznej postaci słów w pamięci.

Obecnie zostaną krótko omówione kolejne etapy.

Tablica przejść definiowana jest przez zbiory stanów  $/Q/$ , wejścia  $/X/$  i wyjścia  $/Y/$  oraz przez odwzorowanie stanu następnego  $/\delta/$  i wyjścia  $/\omega/$  /rysunek 5/.



Rys. 5. Tablica przejść

Algorytm przejścia od sieci działań do tablicy przejść [1,6] jest następujący:

1. Związywanie stanów z gałęziami grafu

- a/ przez  $q_0$  oznaczamy stan początkowy i symbol ten przypisujemy wejściu do węzła następującego po początkowym i wejściu do węzła końcowego,
- b/ wejścia wszystkich węzłów następujących po operatorowych należy oznaczyć pojedynczymi symbolami  $q_j$ ,
- c/ jeżeli do wejścia pewnego węzła dochodzi kilka wyjść węzłów operacyjnych, to temu wejściu przypisuje się tylko jeden symbol.

Utworzonym zbiorem stanów jest  $Q = /q_0, q_1, \dots, q_{n-1}/$ .

2. Określenie odwzorowania stanu następnego  $\delta$  i odwzorowania wyjścia  $\omega$

- a/ jeżeli istnieje ścieżka z  $q_1$  do  $q_j$  przechodząca przez jeden węzeł operacyjny  $Y_k$  i nie przechodząca przez żaden węzeł decyzyjny, to:

$$\delta /q_i, I_n/ = \begin{cases} q_j & \text{jeżeli } I_n \text{ może wystąpić w stanie } q_i, \text{nie-} \\ & \text{określony w przypadku przeciwnym} \end{cases}$$

$$\omega / q_i, I_n / = \begin{cases} Y_k & \text{jeżeli } I_n \text{ może wystąpić w stanie } q_i, \text{ nie-} \\ & \text{określone w przypadku przeciwnym} \end{cases}$$

$I_n$  jest wartością n-wartościowej zmiennej decyzyjnej.

b/ jeżeli istnieje ścieżka z  $q_i$  do  $q_j$  zawierająca jeden węzeł operacyjny  $Y_k$  i jeden decyzyjny  $x_n^c$ , to:

$$\delta / q_i, I_n / = q_j$$

$$\omega / q_i, I_n / = z_k$$

dla tych wartości  $I_n$ , które reprezentują wartość  $x_n^c$

Należy zaznaczyć, że przy określaniu tablicy przejść możliwe jest również wiązanie stanów z węzłami operacyjnymi sieci działań, zamiast z jej gałęziami. Powoduje to wzrost liczby słów w pamięci. Taki sposób określania stanów nie wnosi żadnych zmian w omawianej obecnie metodzie syntezy i w związku z tym szczegółowe rozpatrzenie tego przypadku zostanie pominięte.

Komórka tablicy przejść identyfikowana jest przez stan obecny oraz obecne wejście i zawiera zarówno odwzorowanie stanu następnego jak i wyjścia. Każdej zdefiniowanej komórce w tablicy przejść przypisuje się słowo w pamięci, przy czym odwzorowanie wyjścia zapisywane jest w części sterującej słowa, a odwzorowanie stanu następnego w części adresowej. Adres każdego słowa w pamięci jest prostą funkcją informacji zawartej w części adresowej i zmiennych wejściowych. Następnym krokiem jest zakodowanie zmiennych adresowych, zmiennych stanu i zmiennych wejściowych. Liczba zmiennych potrzebnych do jednoznacznego zakodowania:

1/ sygnałów wejściowych wynosi  $m_x = \lceil \log_2 m \rceil$ ,

2/ stanów  $n_q = \lceil \log_2 n \rceil$ ,

3/ adresów słów w pamięci  $k = \lceil \log_2 p \rceil$ ;

gdzie  $m$  jest liczbą różnych wartości zmiennych wejściowych,  $n$  jest liczbą stanów wyznaczonych w sieci działań, a  $p$  jest liczbą

bą zdefiniowanych komórek w tablicy przejść.

Podstawowym problemem jest teraz takie zakodowanie zmiennych wejściowych, stanu i adresowych, aby zminimalizować złożoność układu obliczającego adres następnego mikrorozkazu. Do rozwiązania problemu kodowania można wykorzystać algebrę podziałów. Niech  $y_i, x_j, a_k$  będą odpowiednio zmiennymi stanu wejścia i adresu, a  $\prod y_i, \prod x_j, i \tau_k$  podziałami kodującymi te zmienne, gdzie  $i = 1, 2, \dots, \lceil \log_2 n \rceil, j = 1, 2, \dots, \lceil \log_2 m \rceil$  i  $k = 1, 2, \dots, \lceil \log_2 p \rceil$ . Kodowanie musi spełniać kryterium jednoznaczności i minimalnej zależności zmiennych adresowych od zmiennych stanu i wejścia. Kryterium jednoznaczności wymaga, aby każdy element w zbiorze stanów wejść i adresów miał pojedynczy kod tzn.:

$$\prod_{j=1}^{\lceil \log_2 m \rceil} \prod x_j = \underbrace{(x_0)(x_1) \dots (x_{m-1})}_{m \text{ bloków}}$$

$$\prod_{i=1}^{\lceil \log_2 n \rceil} \prod y_i = \underbrace{(y_0)(y_1) \dots (y_{n-1})}_{n \text{ bloków}}$$

$$\prod_{k=1}^{\lceil \log_2 p \rceil} \tau_k = \underbrace{(q_0 x_0)(q_1 x_1) \dots (q_i x_j) \dots (q_{n-1} x_{m-1})}_{p \text{ bloków}}$$

Kryterium minimalnej zależności narzuca wymaganie, aby suma

$$\sum_{k=1}^{\lceil \log_2 p \rceil} |a_k| \text{ była minimalna, gdzie } |a_k| \text{ oznacza liczbę}$$

zmiennych stanu i wejść, od których zależna jest zmienna adresowa  $a_k$ .

Definiowane jest odwzorowanie podziału  $\Pi, \tau = m/\Pi /$ , gdzie  $m/\Pi /$  jest podziałem utworzonym przez odwzorowanie bloków podziału  $\Pi$  w adresy komórek tablicy przejść i odpowiadająca tym podziałom para podziałów  $/\Pi, \tau /$  taka, że  $\tau = m/\Pi /$ . Niech  $n_x$  będzie zbiorem podziałów  $\{ m/\Pi x_i /, m/\Pi y_i / \}$ , a  $n_k$  podzbiorem  $n_x$ . W celu uzyskania minimalnej zależności zmiennej adresowej  $a_k$  od zmiennych stanu i wejścia należy wybrać taki podział kodujący  $\tau_k$ , aby był spełniony warunek:

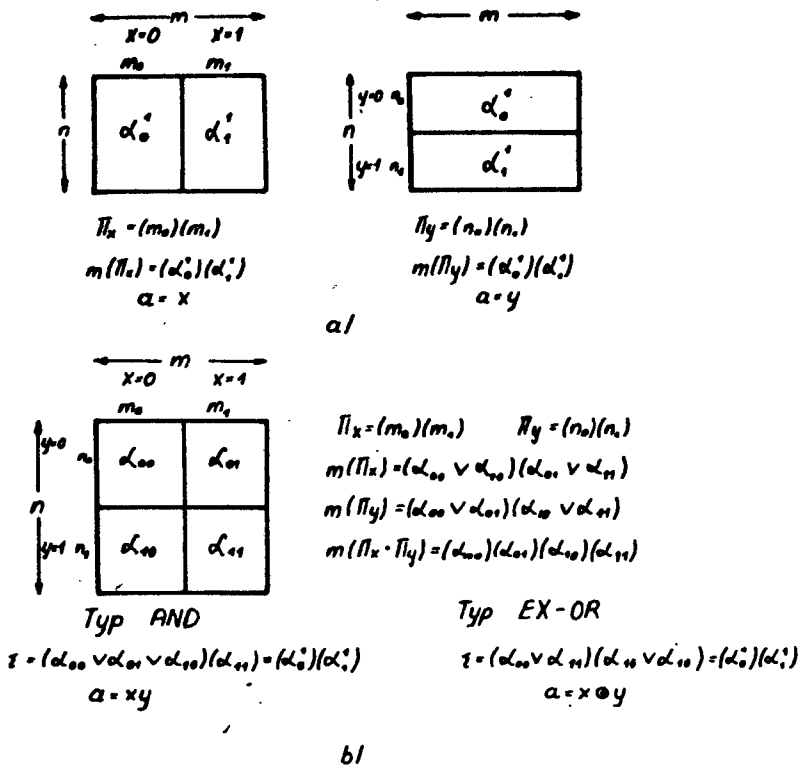
$$\tau_k \gg \frac{m/\Pi /}{m/\Pi / \in n_k} \quad \text{i} \quad \sum_{k=1}^{\lfloor \log_2 p \rfloor} |n_k| \quad \text{jest minimalna}$$

gdzie  $|n_k|$  oznacza licznosc zbioru  $n_k$ .

Dla ustalenia takich podziałów należy utworzyć listę par podziałów  $/\Pi, \tau /$  i znaleźć rozwiązanie o minimalnej zależności. Przedstawiona wyżej procedura jest stosunkowo żmudna. W celu ułatwienia kodowania zmiennych adresowych, stanu i wejścia Shall

[6] zaproponował graficzny sposób kodowania adresów komórek tablicy przejść poprzez kolejną jej dekompozycję. Podziały na zmiennych adresowych odwzorowywane są na podziały przestrzeni adresowej. Dzielenia tablicy przejść należy dokonywać w taki sposób, aby zakodowane zmienne adresowe były zależne od jednej zmiennej / stanu lub wejścia/ lub od dwóch zmiennych / jednej zmiennej stanu i zmiennej wejściowej/. W przypadku zależności od dwóch zmiennych brane są pod uwagę dwa typy odwzorowań odpowiadające bramkom logicznym AND i EXCLUSIVE OR. Odpowiednie odwzorowania podziałów kodujących zmienne adresowe na podział przestrzeni adresowej i odpowiadające im zależności logiczne, dla tablicy przejść o  $n$  wierszach i  $m$  kolumnach zostały przed-

stawione na rysunku 6.



Rys. 6. Odwzorowanie podziałów kodujących

a/ zależność pojedyncza, b/ zależność podwójna

Sholl w swoim artykule [6] wykazał, że większość tablic przejść można tak podzielić aby uzyskać zależność najwyżej od dwóch zmiennych. Przy dekompozycji tablicy dającej zakodowanie pewnej zmiennej adresowej, zmienna ta powinna być zdolna do podziału przestrzeni adresowej na dwa bloki, takie, że największy z nich może być dalej dzielony przez pozostałe zmienne adresowe. Jeżeli dla tablicy przejść jest spełniony warunek:

$$\lceil \log_2 m \rceil + \lceil \log_2 n \rceil - \lceil \log_2 mn \rceil = 0$$

wówczas liczba zmiennych adresowych jest równa sumie zmiennych

stanu i wejść i można znaleźć kodowanie, które daje tylko pojedyncze zależności zmiennych adresowych. W przypadku przeciwnym występują również zależności podwójne. Dekompozycję tablicy należy przeprowadzić wtedy tak, aby na początku określić wszystkie zmienne adresowe o pojedynczej zależności a następnie o zależności podwójnej.

Algorytm kodowania jest następujący:

1. Sprawdzenie możliwości podziału tablicy przez zmienną o pojedynczej zależności.

Dla wszystkich podtablic tablicy przejść należy sprawdzić spełnienie przynajmniej jednego z poniższych warunków

1°  $m_j$  - parzyste

2°  $n_i$  - parzyste

3°  $\lceil \frac{m_j + 1}{2} \rceil n_i \leq 2^{k_{ij}-1}$

$k_{ij} = \lfloor \log_2 mn \rfloor - p_m - p_n$

4°  $\lceil \frac{n_i + 1}{2} \rceil m_j \leq 2^{k_{ij}-1}$

gdzie  $1 \leq i \leq 2^{p_m}$

$1 \leq j \leq 2^{p_n}$

$p_m$  - liczba wybranych już zmiennych wejściowych dających pojedynczą zależność zmiennej adresowej,  $p_n$  - liczba wybranych już zmiennych stanu dających pojedynczą zależność zmiennej adresowej.

Jeżeli jakiś warunek jest spełniony /dla każdej z podtablic/ przejście do punktu 2, w przypadku przeciwnym do punktu 5.

2. Podzielić wszystkie podtablice na dwa bloki wzdłuż wybranego kierunku, tak aby różnica w wymiarze bloków wzdłuż tego kierunku po podzieleniu wynosiła  $\Delta \leq 1$ .
3. Określić równanie logiczne odpowiadające zmiennej  $a_i$ .
4. Jeżeli zostały zakodowane wszystkie zmienne zakończyć proces kodowania, a w przypadku przeciwnym powrót do punktu 1.



5. Wybrać rodzaj podwójnej zależności dla zmiennej i dokonać podziału podtablic na bloki o wymiarach:

a/ zależność typu AND

$$m_0/n_0/ = 2^{\lceil \log_2 m/n \rceil - 1}$$

$$m_1/n_1/ = m/n - 2^{\lceil \log_2 m/n \rceil - 1}$$

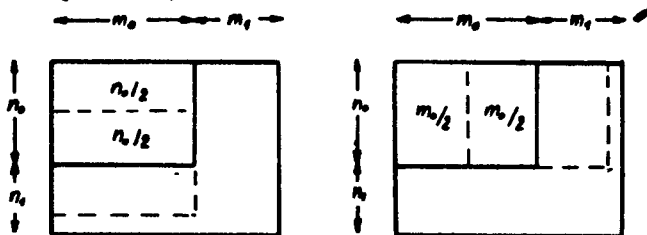
b/ zależność typu EX - OR

$$m_0/n_0/ = \frac{m/n + 1}{2}$$

$$m_1/n_1/ = \frac{m/n - 1}{2}$$

6. Ustalić równanie logiczne dla zmiennej  $a_i$ .

7. Jeżeli nie wszystkie zmienne zostały ustalone podzielić podtablice na bloki z uwzględnieniem podwójnej zależności. Sposób przeprowadzenia drugiego podziału typu AND przedstawiony jest na rysunku 7.



Rys. 7. Drugie podziały typu AND

Proces kodowania kończy się po zakodowaniu wszystkich zmiennych stanu wejścia i adresowych.

W przypadku tablic niecałkowicie określonych, jeżeli spełniony jest warunek  $\lceil \log_2 mn \rceil > \lceil \log_2 p \rceil$  może być zredukowany wymiar słowa. Proces podziału tablicy przejść można prowadzić zgodnie z powyższą procedurą. Przy czym przy dekompozycji tablicy brane są pod uwagę nie wymiary tablicy /m i n/, a liczba zde-

finiowanych komórek. Zmienna o pojedynczej zależności może być zdolna do podziału niecałkowicie określonej tablicy przejść, jeżeli dla każdej z nowotworzonych podtablic spełniony jest warunek:

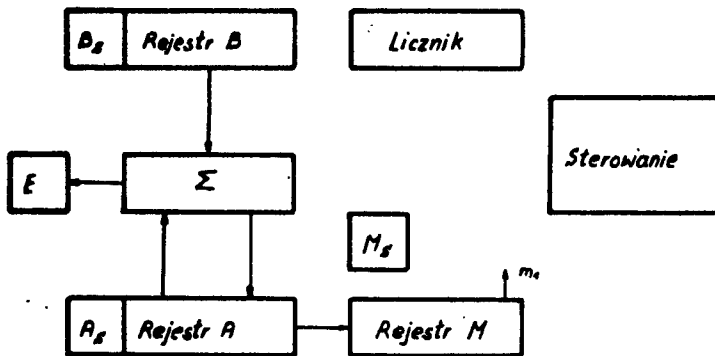
$$P^{0ij} \leq 2^{kij} - 1 \quad P^{1ij} \leq 2^{kij} - 1$$

gdzie  $P^{0ij}$  jest liczbą zdefiniowanych komórek w bloku pierwszym / po dekompozycji/, a  $P^{1ij}$  jest liczbą zdefiniowanych komórek w bloku drugim,  $kij$  jest liczbą zmiennych adresowych, które należy jeszcze zakodować.

### 3.2.4. Przykład syntezy mikroprogramowanego układu sterowania

Obecnie zostanie przedstawiony przykład ilustrujący problem omawiane w artykule.

Projektowany jest mikroprogramowany układ sterujący urządzeniem arytmetycznym wykonującym operacje dodawania, odejmowania i dzielenia. Odpowiednie sieci działań zostały wzięte z [5]. Schemat blokowy tego układu został przedstawiony na rysunku 8.



Rys. 8. Schemat blokowy urządzenia arytmetycznego.

Liczby przedstawione są w zapisie znak - moduł. Liczby podlegające operacji dodawania i odejmowania przechowywane są w n-bitowych rejestrach A i B. Znaki tych liczb pamiętane są w przerzutnikach  $A_8$  i  $B_8$ . Przerzutnik E służy do przechowywania bitu nadmiaru. Wynik operacji przesyłany jest do rejestru A. W przypadku mnożenia, mnożna zapisywana jest do rejestru B, a mnożnik do rejestru M. Iloczyn częściowy przesyłany jest do rejestru A. Sieć działań opisująca pracę bloku sterowania urządzeniem została przedstawiona na rysunku 9. Na rysunku tym podano również znaczenie symboli opisujących węzły operacyjne i warunkowe.

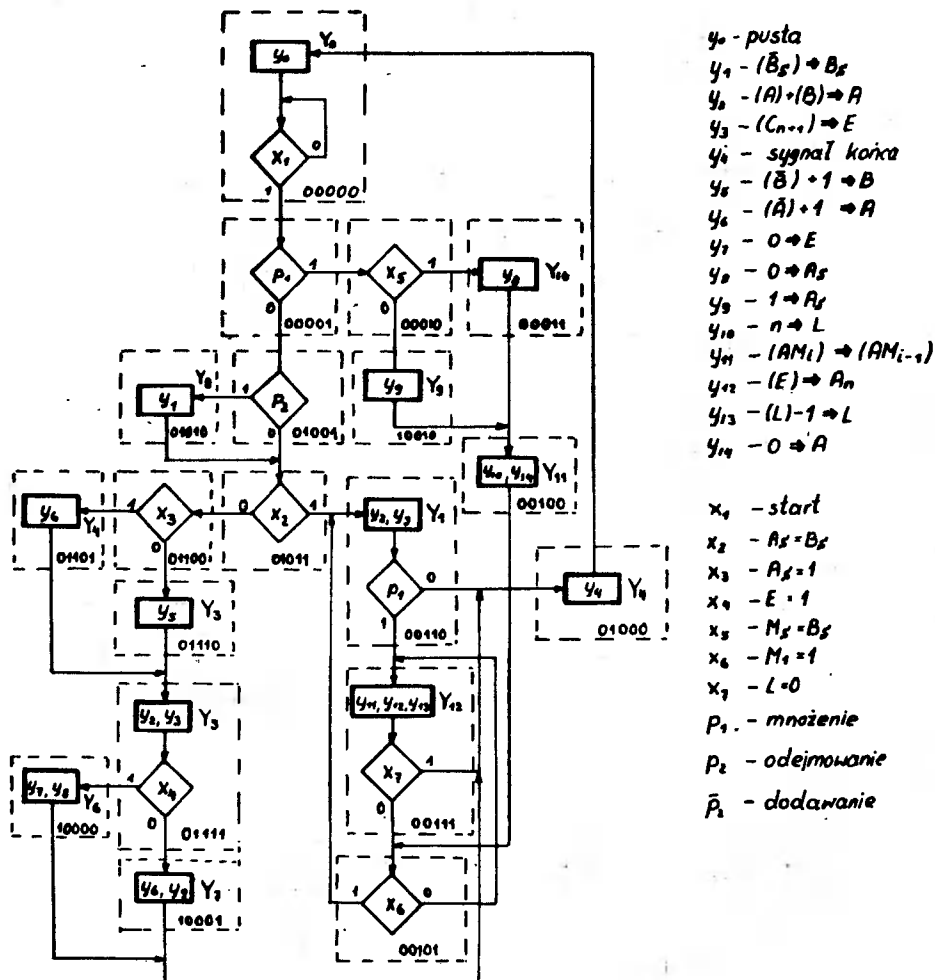
Układ sterowania zostanie zaprojektowany raz jako układ z licznikiem adresów, a drugi raz jako układ z kombinacyjnym układem obliczania adresu. Do kodowania pola informacji sterującej w obu układach przyjęto technikę mikroprogramowania pionowego, ze względu na to, że mikroprogramowanie poziome wymagałoby 13-bitowej części sterującej słowa mikrorozkazowego.

$Y_0$	-	0000	$Y_7$	-	0111
$Y_1$	-	0001	$Y_8$	-	1000
$Y_2$	-	0010	$Y_9$	-	1001
$Y_3$	-	0011	$Y_{10}$	-	1010
$Y_4$	-	0100	$Y_{11}$	-	1011
$Y_5$	-	0101	$Y_{12}$	-	1100
$Y_6$	-	0110			

Następną sprawą jest ustalenie adresów słów w pamięci.

Układ mikroprogramowany z licznikiem adresów.

Na rysunku 9 zostały zaznaczone liniami przerywanymi stany wyszczególnione w sieci działań. Kodowanie tych stanów zostało przeprowadzone zgodnie z punktem 3.2.1. Kody przypisane poszczególnym stanom zostały również zaznaczone na rysunku 9.



Rys. 9. Sieć działań układu sterującego urządzeniem arytmetycznym

Realizacja układowa została przedstawiona na rysunku 10. Natomiast w tabelicy I został uwidoczniiony obraz zapisu słów w pamięci. Dla zrealizowania tego układu potrzebna jest pamięć o pojemności 19 słów 14-bitowych.

Układ z kombinacyjnym układem obliczającym adres.

Przed przystąpieniem do realizacji układu mikroprogramowanego z kombinacyjnym układem obliczającym adres stosuje się

wprowadzone dla wygody nowe zmienne decyzyjne oznaczające jednoczesne spełnienie kilku warunków. Poniżej zostały wyszczególnione te zmienne.

$$I_1 - \bar{x}_1, \quad I_2 - x_1 \bar{p}_1 x_5, \quad I_3 - \bar{p}_1 x_1 \bar{x}_5, \quad I_4 - \bar{p}_1 \bar{p}_2 x_1,$$

$$x_1 \bar{p}_1 \bar{p}_2 x_2 - I_5, \quad I_6 - \bar{p}_1 \bar{p}_2 x_1 \bar{x}_2 x_3, \quad I_7 - \bar{p}_1 \bar{p}_2 x_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3,$$

$$I_8 - x_2, \quad I_9 - \bar{x}_2 x_3, \quad I_{10} - \bar{x}_2 \bar{x}_3, \quad I_{11} - \bar{p}_1, \quad I_{12} - \bar{p}_2, \quad I_{13} - x_7,$$

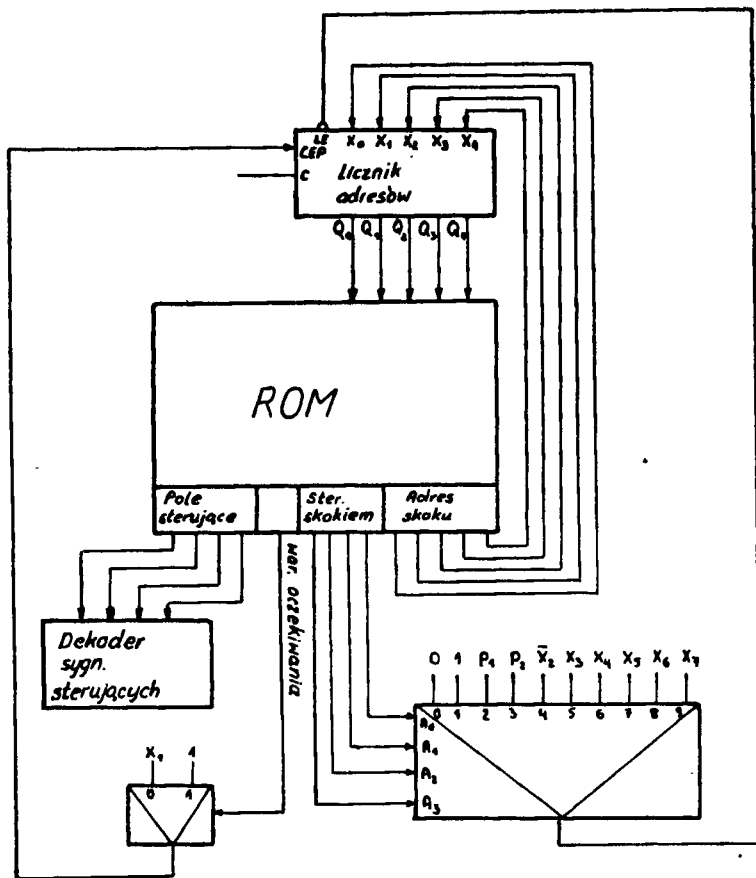
$$I_{14} - \bar{x}_7 x_6, \quad I_{15} - \bar{x}_7 \bar{x}_6, \quad I_{16} - x_4, \quad I_{17} - \bar{x}_4, \quad I_{18} - x_6,$$

$$I_{19} - \bar{x}_6, \quad I_{20} - \bar{p}_1$$

Zmodyfikowana sieć działań z wprowadzonymi nowymi zmiennymi została przedstawiona na rysunku 11. Na rysunku tym zaznaczono również stany przypisane odpowiednim gałęziom.

	Pole sterujące	N. oc.	St. skokiem	Adres skoku
1	0 0 0 0	0	0 0 0 1	
2	0 0 0 0	1	0 0 1 0	0 1 0 0 1
3	0 0 0 0	1	0 1 1 1	1 0 0 1 0
4	1 0 1 0	1	0 0 0 1	
5	1 0 1 1	1	0 0 0 1	
6	0 0 0 0	1	1 0 0 1	0 0 1 1 1
7	0 0 0 1	1	0 0 1 0	0 1 0 0 0
8	1 1 0 0	1	1 0 0 1	0 0 1 0 1
9	0 0 1 0	1	0 0 0 0	0 0 0 0 0
10	0 0 0 0	1	0 0 1 1	0 1 0 1 1
11	1 0 0 0	1	0 0 0 1	
12	0 0 0 0	1	0 1 0 0	0 0 1 1 0
13	0 0 0 0	1	0 1 0 1	0 1 1 1 0
14	0 1 0 0	1	0 0 0 0	0 1 1 1 1
15	0 0 1 1	1	0 0 0 1	
16	0 1 0 1	1	0 1 1 0	1 0 0 0 1
17	0 1 1 0	1	0 0 0 0	0 1 0 0 0
18	0 1 1 1	1	0 0 0 0	0 1 0 0 0
19	1 0 0 1	1	0 0 0 0	1 0 0 1 0

Tablica I - Postać sków zapisanych w pamięci układu z licznikiem adresów



Rys.10. Realizacja układu mikroprogramowanego z licznikiem adresów

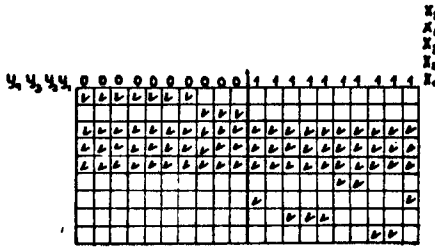
Tablica II przedstawia tablicę przejść odpowiadającą sieci działań z rysunku 11. Zdefiniowanych zostało 79 komórek, którym powinny być przypisane oddzielne słowa w pamięci. Do zaadresowania pamięci potrzebnych jest więc 7 zmiennych adresowych. Kodowanie przeprowadzono z wykorzystaniem metody graficznej.

	$I_1$	$I_2$	$I_3$	$I_4$	$I_5$	$I_6$	$I_7$	$I_8$	$I_9$	$I_{10}$	$I_{11}$	$I_{12}$	$I_{13}$	$I_{14}$	$I_{15}$	$I_{16}$	$I_{17}$	$I_{18}$	$I_{19}$	$I_{20}$
$q_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$	$q_0/N_0$
$q_1$								$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$	$q_1/N_1$
$q_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$	$q_2/N_2$
$q_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$	$q_3/N_3$
$q_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$	$q_4/N_4$
$q_5$																				
$q_6$														$q_6/N_6$						$q_6/N_6$
$q_7$													$q_7/N_7$	$q_7/N_7$	$q_7/N_7$	$q_7/N_7$	$q_7/N_7$	$q_7/N_7$	$q_7/N_7$	$q_7/N_7$
$q_8$																			$q_8/N_8$	$q_8/N_8$

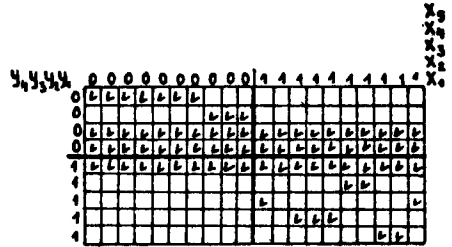
Tablica II - Tablica przejść odpowiadająca sieci działań z rys. 11.



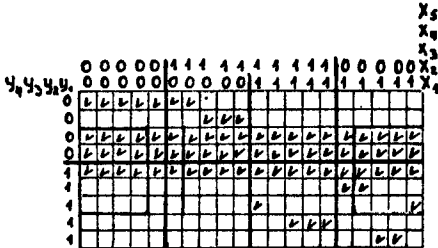




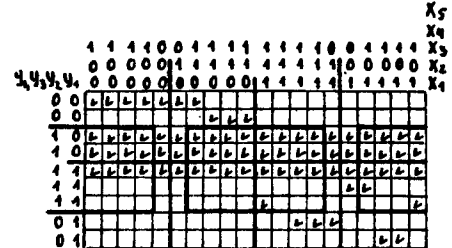
$a_1 = x_1$



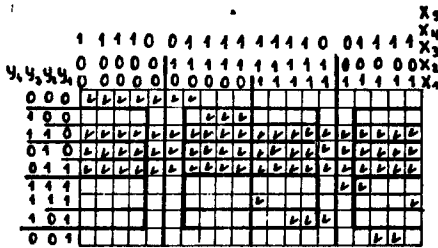
$a_2 = y_1$



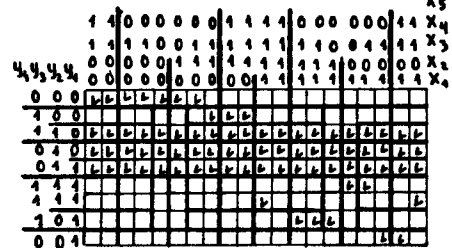
$a_3 = x_2$



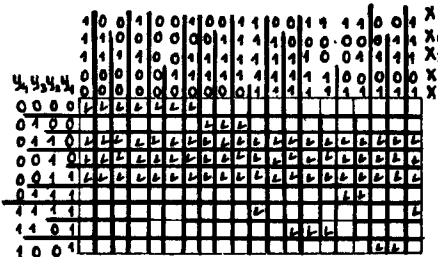
$a_4 = x_3 \cdot y_2$



$a_5 = y_3 \cdot x_3$

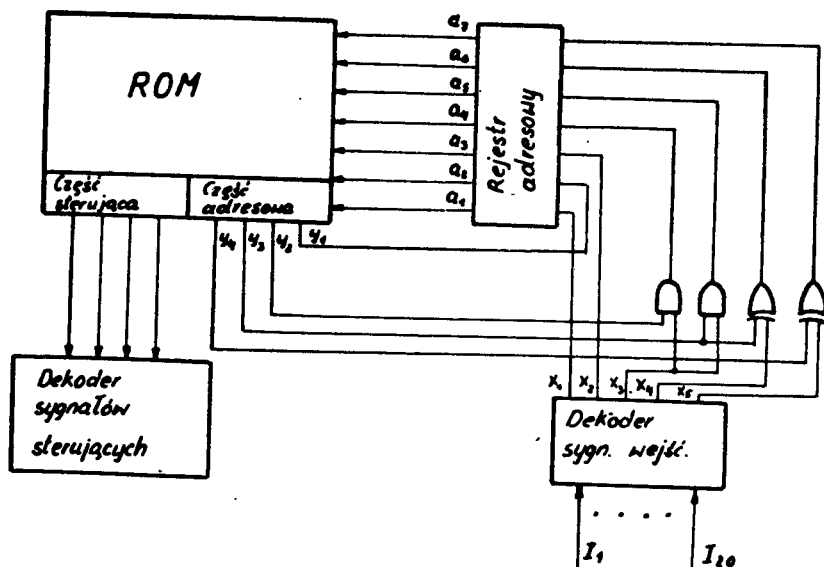


$a_6 = y_3 \oplus x_4$



$a_7 = y_4 \oplus x_5$

Rys. 12. Kolejne etapy kodowania zmiennych stanu wejść i adresu



Rys. 13. Układ sterowania z kombinacyjnym układem obliczającym adres

#### 4. Uwagi końcowe

W artykule przedstawione zostały różne możliwości rozwiązania problemu syntezy układów mikroprogramowanych, przy czym dwie z nich zostały zilustrowane przykładami.

W przypadku użycia układu z kombinacyjnym układem obliczającym adres, uzyskuje się redukcję liczby bitów w słowie w stosunku do obu pozostałych wersji, oraz większą szybkość działania układu. Zwiększenie szybkości działania spowodowane jest dwoma czynnikami:

- 1/ niewymagane są instrukcje skoku lub skoku warunkowego;
- 2/ układ ma zdolność podejmowania wielowartościowych decyzji w każdym punkcie decyzyjnym bez konieczności sekwencyjnego analizowania warunków logicznych.

Wadami takiego rozwiązania / w porównaniu z układami z licznikiem lub rejestrem rozkazu / są:

- 1/ nadmiarowość ilości słów w pamięci;
- 2/ układ obliczający adres jest odpowiedni tylko dla szczególnego przypadku.

Przy wyborze wariantu rozwiązania należy wziąć pod uwagę koszt pamięci oraz wymaganą szybkość działania układu, a także złożoność układu obliczającego adres. Należy przy tym zaznaczyć, że obecnie projektanci zmuszeni są do oszczędzania liczby bitów w pamięciach półprzewodnikowych, podobnie jak w ubiegłych latach oszczędzali przerzutniki i bramki. W miarę jak będą malały koszty pamięci i rosła ich gęstość, czynnik ten będzie coraz mniej krytyczny. Już obecnie dąży się do używania dłuższych słów. Powoduje to wzrost kosztów poniesionych na pamięć, ale jednocześnie upraszcza pozostałą logikę. Na przykład przy wykorzystaniu techniki mikroprogramowania poziomego odpada konieczność użycia dekodera sygnałów sterujących.

## Literatura

1. Baranow S.I. : Sintez mikroprogrammnych awtomatow, Leningrad. 1974 r., Energia
2. Husson Samir S. : Microprogramming, Englewood Cliffs N.I. 1970 r., Prentice-Hall, Inc.
3. Marczyński R.W., Tudruj M.S. : Mikroprogramowany układ sterowania maszyny cyfrowej. Prace CO PAN nr 102 Warszawa 1973 r.
4. Misiurewicz P., Grzybek M.: Półprzewodnikowe układy logiczne, Warszawa 1975 r., WNT
5. Morris Mano M.: Projektowanie systemów logicznych maszyn cyfrowych. Warszawa 1975 r., WNT
6. Sholl Howard A.: Direct Transition Memory and its Application in Computer Design. IEEE Transactions on Computers-vol. c-23, No 10 October 1974 r.
7. Wilkes M.V.: The best way to design an automatic calculation machine. Manchester University Prac. Inaugural Conference, p. 16. 1951 r.

## MICROPROGRAMMED SEQUENTIAL CIRCUITS SYNTHESIS

## Summary

The paper deals with problems appearing in programmed / microprogrammed/ sequential network synthesis. The basic structure of a microprogrammed controller and some methods for synthesis of this network have been presented. The paper presents some methods of defining micro-order words with special regard to the assignment of the address parts of these words.

СИНТЕЗ МИКРОПРОГРАММНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ  
УСТРОЙСТВ

## Резюме

В статье рассмотрены проблемы, которые выступают при проектировании микропрограммных последовательных устройств. Представлены структура микропрограммного устройства управления и методика синтеза этого устройства. В работе описаны методы определения микрокомандных слов, с особым учётом кодирования адресных частей этих слов.

Ryszard Choraś

ZMNIEJSZENIE NADMIARU INFORMACJI GRAFICZNEJ  
DLA CELÓW CYFROWEJ TRANSMISJI OBRAZÓW

Część 2. Przetwarzanie składowej obrazu o wielkiej  
częstotliwości. <sup>1/</sup>

W artykule przedstawiono problem zmniejszenia nadmiaru informacji graficznej metodą kodowania "konturów" tj. połączonych punktów obrazu z dużymi jaskrawościami oraz omówiono obiektywne kryteria oceny subiektywnej jakości obrazu. Widmo obrazu można rozdzielić na dwie części wykorzystując filtr m. cz oraz układ różnicowego operatora. Część widma o małej częstotliwości kwantowana jest na 3 poziomy i kodowana metodą adaptacyjnej DPCM stosując zmodyfikowany filtr Kalmana. Część obrazu o wielkiej częstotliwości wydzielona jest przez układ różnicowego operatora i przedstawia sobą linie ciągłe w płaszczyźnie  $/x,y/$ . W idealnym przypadku można opisać linię ciągłą za pomocą funkcji  $f/s/$  wyrażającej krzywiznę w zależności od długości łuku lub też aproksymując kontury /tj. linie ciągłe/ odcinkami linii prostych wg. metody najmniejszych kwadratów.

1. Wstęp

W pierwszej części artykułu omówiono problem dwuwymiarowego przetwarzania obrazu oraz przetwarzanie składowej obrazu o małej częstotliwości dla celów zmniejszenia nadmiaru informacji graficznej. Obraz reprezentowany przez sygnał opisany funkcją  $p/x,y/$  doprowadzany był na wejście dwuwymiarowego filtra małej częstotliwości. Na wyjściu filtra pojawia się sygnał  $a/x,y/$  o częstotliwości tyle razy mniejszej ile razy pasmo przepuszczenia filtra jest mniejsze od pasma częstotliwości odpowiadającego obrazowi wyjściowemu  $p/x,y/$ .

Następnie składowa obrazu o małej częstotliwości  $a/x,y/$  kwantowana jest na 3 poziomy oraz kodowana metodą adaptacyjnej DPCM stosując zmodyfikowany filtr Kalmana.

---

1/ Pierwsza część artykułu zamieszczona jest w Zeszytach Naukowym Elektroniki Nr 2

W tej części artykułu rozpatrzmy przetwarzanie składowej obrazu o wielkiej częstotliwości oraz rozpatrzmy kryteria jakości obrazu odtwarzanego po stronie odbiorczej.

## 2. Wydzielenie i kodowanie składowych obrazu o wielkiej częstotliwości

System wzrokowy człowieka - przetwornik obrazu - posiada właściwości izotropowe. Siatkówka oka w przybliżeniu zachowuje się jak adaptacyjny filtr przestrzennych częstotliwości obrazu. Wzmocnieniu wielkich i osłabieniu małych przestrzennych częstotliwości odpowiada wydzielenie linii konturowych obrazu. Kontury w obrazie można wydzielić za pomocą kilku operatorów. W charakterze takiego operatora można wykorzystać dowolny operator typu

$$D_{xy} = \sum_{\alpha_1 + \alpha_2 = 1} C_{\alpha_1, \alpha_2} \frac{\partial^{\alpha_1 + \alpha_2}}{\partial x^{\alpha_1} \partial y^{\alpha_2}} \quad (1)$$

Dla obrazów czarno-białych wykorzystuje się operatory drugiego rzędu - gradient lub laplasjan tzn.

$$D_{xy} = C \left( \frac{\partial}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \right)^2 = C (\text{grad})^2 \quad (2a)$$

lub

$$D_{xy} = C \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) = \Delta \quad (2b)$$

W przypadku obrazów o bardziej złożonym rozkładzie jaskrawości wykorzystuje się operatory wyższych rzędów

$$D_{x,y} = C \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right)^N \quad (3)$$

wydzielające kontury obrazów półtonowych, jaskrawość których zmienia się według rozkładu N-tego stopnia.

Operacja wydzielenia punktów obrazu z dużymi jaskrawościami przy wykorzystaniu operatora Laplace'a, może być przedstawiona jako:

$$\begin{aligned}
 P_n(x,y) = \Delta p(x,y) &= \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) \iint_{-\infty}^{\infty} S(\omega_x, \omega_y) e^{i(\omega_x x + \omega_y y)} d\omega_x d\omega_y \\
 &= - \iint_{-\infty}^{\infty} (\omega_x^2 + \omega_y^2) S(\omega_x, \omega_y) e^{i(\omega_x x + \omega_y y)} d\omega_x d\omega_y \quad (4)
 \end{aligned}$$

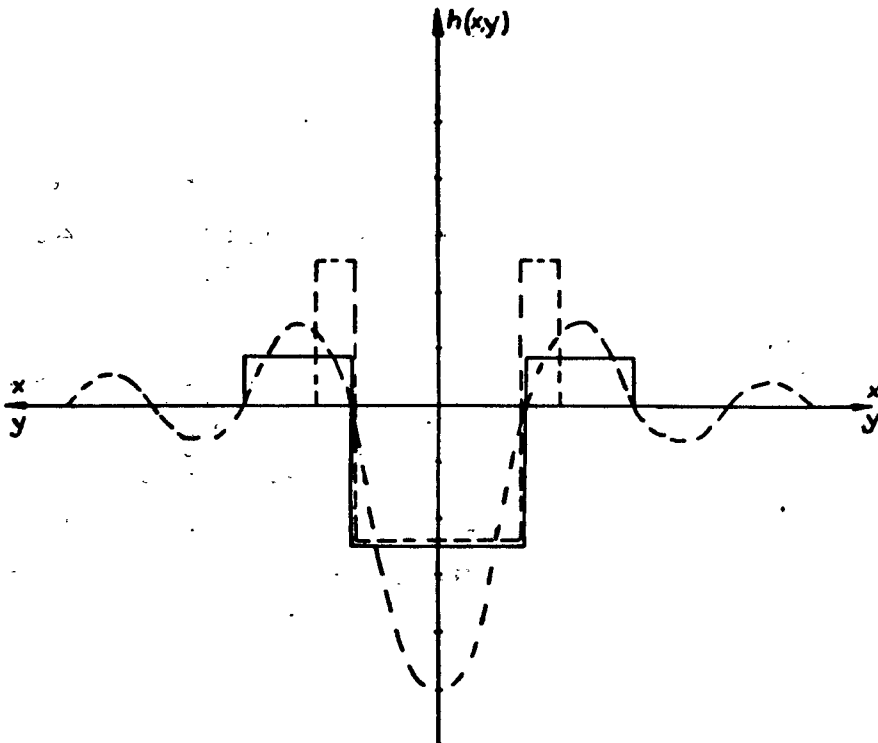
Widmo obrazu po przekształceniu Laplace'a jest określone przez

$$\Delta S(\omega_x, \omega_y) = -(\omega_x^2 + \omega_y^2) \cdot S(\omega_x, \omega_y) \quad (5)$$

stąd więc charakterystyka filtru wydzielającego kontury ma postać:

$$H_{\Delta}(\omega_x, \omega_y) = -(\omega_x^2 + \omega_y^2) \quad (6)$$

Idealną impulsową charakterystykę filtru wydzielającego kontury /rys.1/ można przedstawić w formie dyskretnej aproksymując ją metodami cyfrowymi.



Rys. 1. Idealna i aproksymowana charakterystyka filtru wydzielającego kontury



W przypadku analizy obrazu na maszynie cyfrowej dogodniejsze jest obliczanie operatorów wydzielających kontury aproksymujące skończonymi różnicami na podstawie wartości jaskrawości poszczególnych elementów. I tak, operacja obliczenia kwadratu gradientu może być przedstawiona w postaci

$$(\nabla p)^2 = (p(k+1, l+1) - p(k, l))^2 + (p(k+1, l) - p(k, l+1))^2 \quad (7)$$

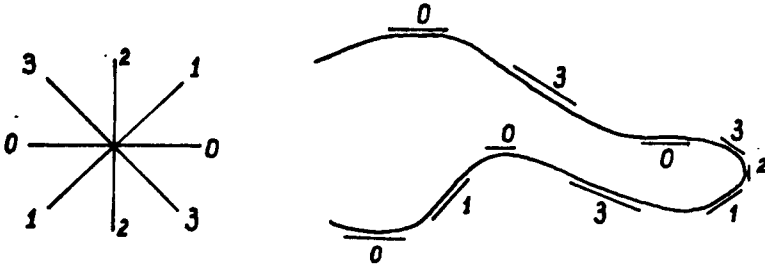
natomiast laplasjanu jako

$$\Delta p = p(k+1, l) + p(k, l+1) + p(k-1, l) + p(k, l-1) - 4p(k, l) \quad (8)$$

Przy wydzieleniu konturów określany jest z góry pewien próg jaskrawości określający punkt konturowy, elementy obrazu dla których kwadrat gradientu / lub moduł operatora Laplace  $\Delta$  / jest większy od ustalonego prógu przyjmuje się za elementy linii konturowej [1].

Elementy konturowe na płaszczyźnie obrazu reprezentują ciągłe linie konturowe, których każdy punkt jest określony dwuwymiarowymi współrzędnymi.

Linie konturowe dla celów transmisji są kodowane. W idealnym przypadku mogą być one opisane pewną funkcją  $f/s/$  wyrażającą krzywiznę w zależności od długości łuku. Przesyłając parametry krzywej  $f/s/$  oraz wartości jaskrawości niektórych jej punktów uzyskujemy znaczną redukcję czasu transmisji i pojemności kanału. Kodowanie linii konturowej polega na określeniu nachylenia linii /rysunek 2/. Przesyłając współrzędne punktów, dla których zmierzono nachylenie, wartości nachyleń linii konturowej i jaskrawości w tych punktach uzyskuje się po stronie odbiorczej aproksymację linii konturowej.



kod nachylenia

0 3 0 3 2 1 3 0 1 0

Rys.2. Zasada kodowania konturów w oparciu o kodowanie nachylenia linii konturowej

W przypadku gdy linia konturowa posiada większą liczbę punktów z identycznym nachyleniem występuje niejednoznaczność. W celu wyeliminowania tego

- wprowadzamy określenie nachylenia jak na rysunku 3;
- każdej wartości nachylenia przypisujemy współrzędną środkowego punktu ze wszystkich sąsiednich punktów posiadających jednakowe nachylenie;
- wybieramy najczęściej spotykaną wartość nachylenia i przypisujemy jej wartość 0 / odpowiednio modyfikując wartości innych nachyleń/ tzn. eliminujemy wpływ obrótu linii na proces kodowania.

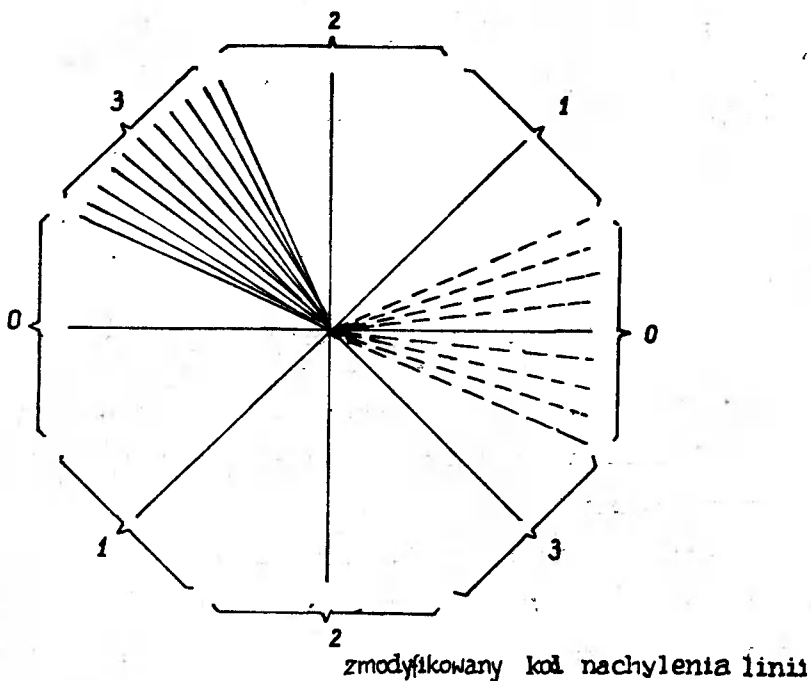
Linie konturowe można również kodować zastępując pewne ich odcinki prostymi. Jeżeli liczba punktów konturowych jest równa  $T$ , współrzędne tych punktów  $/x_i, y_i /$ , to równanie prostej aproksymującej linię konturową jest

$$y = ux + v \quad (9)$$

gdzie

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n x_i y_i - n \bar{x} \bar{y}}{\sum_{i=1}^n (x_i)^2 - n (\bar{x})^2} \quad ; \quad v = y - \bar{x}$$

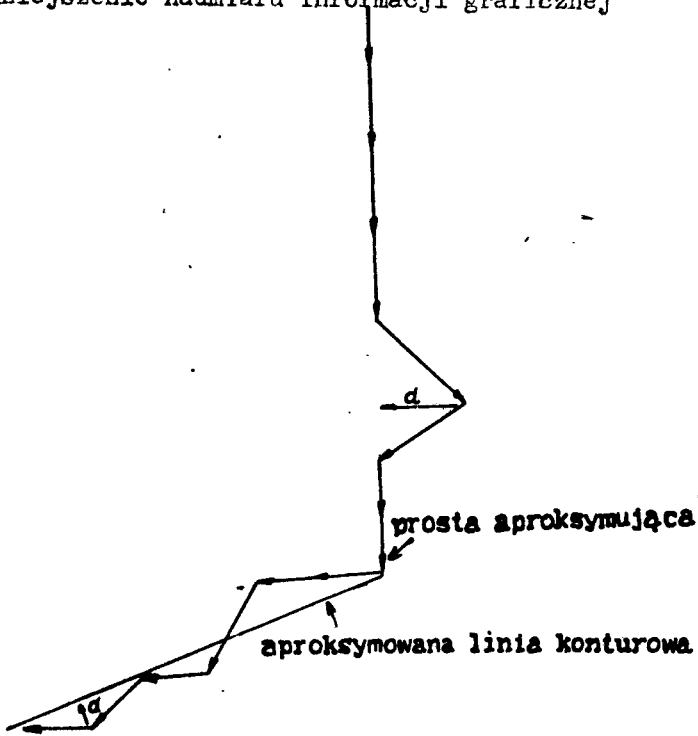
$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n} \quad , \quad \bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^n y_i}{n} \quad (10)$$



Rys. 3. Zmodyfikowany kod nachylenia linii

Z (10) otrzymujemy równanie prostej dla pierwszych dwóch punktów linii konturowej, następnie znajdujemy odległość  $d$  pomiędzy prostą aproksymującą a następnym punktem linii. Jeżeli  $d$  jest mniejsze od pewnej progowej wielkości  $\epsilon$ , przyjmujemy że punkt krzywej jest aproksymowany przez prostą określoną (10). Jeżeli  $d$  jest większe od  $\epsilon$  prosta aproksymująca określona na bazie tych punktów kończy się i rozpoczynamy aproksymację kolejnych punktów linii konturowej inną prostą /rysunek 4/.

Realizacja w/w operacji na maszynie cyfrowej oparta jest o wykorzystanie programu LINES [3].



Rys. 4. Aproksymacja linii konturowej odcinkami linii prostych

### 3. Kryteria jakości odbieranego obrazu

Po stronie odbiorczej kanału transmisyjnego otrzymujemy dwa sygnały a mianowicie  $a^*/\alpha$  / reprezentujący odtworzoną składową obrazu o małej częstotliwości oraz  $p_w^*$  przedstawiający sobą odtworzony aproksymowany odcinkami prostych sygnał składowej obrazu o wielkiej częstotliwości. Całkowity sygnał reprezentujący obraz jest określany równaniem

$$\begin{aligned}
 P^*(x,y) &= a^*(\alpha) + p_w(x,y) \cdot h_w(x,y) \\
 &= a^*(\alpha, n+1) + p_w^*(x,y) h^*(x,y)
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

gdzie:  $h_w$  - charakterystyka impulsowa filtra odtwarzającego składową obrazu o wielkiej częstotliwości

Proces kodowania i transmisji musi zapewniać minimalną różnicę pomiędzy obrazami wejściowym i odtworzonym po stronie odbiorczej kanału transmisyjnego. Wpływ różnych czynników na jakość odtwarzanego obrazu rozpatrywał Schreiber [6,2]. W większości przypadków jakość obrazu określa się kryteriami subiektywnymi, zazwyczaj za pomocą 4-6 stopniowej skali od "nieprzyjemny dla wzroku" do "bardzo dobra jakość obrazu" [2,6]. Subiektywna ocena parametrów układu transmisji wpływających na jakość obrazu jest procedurą bardzo trudną i uciążliwą. W związku z tym opracowano kilka obiektywnych kryteriów jakości obrazu, z których najbardziej rozpowszechnionym jest kryterium błędu średniokwadratowego i jego liczne warianty. Zaletą tych kryteriów jest ich matematyczna prostota. Prócz tego, w licznych przypadkach są one zgodne z subiektywnymi ocenami jakości obrazu.

Jeżeli  $p(x,y)$  jest sygnałem reprezentującym obraz wejściowy, natomiast  $p^*(x,y)$  jest sygnałem reprezentującym obraz odtworzony po stronie odbiorczej kanału, wtedy błąd średniokwadratowy wynikły na skutek procesu zmniejszenia nadmiar, kodowania i transmisji określamy jako

$$K(p,p^*) = \iint_{-\infty}^{\infty} \mathcal{E}(x,y) dx dy = \iint_{-\infty}^{\infty} E(\omega_x, \omega_y) d\omega_x d\omega_y \quad (12)$$

gdzie:

$$\mathcal{E}(x,y) = p(x,y) - p^*(x,y)$$

$E(\omega_x, \omega_y)$  / -transformata Fouriera funkcji  $\mathcal{E}(x,y)$

$\omega_x, \omega_y$  -przestrzenne częstotliwości

W niektórych przypadkach stosuje się następujące kryterium

$$K(p,p^*) = \iint_{-\infty}^{\infty} |E(\omega_x, \omega_y)| \cdot W(\omega_x, \omega_y) d\omega_x d\omega_y \quad (13)$$

W którym  $W/\omega_x, \omega_y /$  jest funkcją charakteryzującą czułość oka w zależności od przestrzennych częstotliwości obrazu.

Przedstawione kryteria posiadają jednak wady / w porównaniu do oceny subiektywnej obrazu / a mianowicie:

- subiektywna ocena obrazu  $p^*/x,y/$  zależy nie tylko od błędu  $E/x,y/$ , lecz również od  $p/x,y/$ ,
- kryteria te są nieprzystosowane do oceny geometrycznych zniekształceń obrazu.

W pracy [2] zaproponowano następujące kryterium oceny jakości odbieranego obrazu

$$K/p, p^*/ = AK_a /p, p^*/ + BK_w /p, p^*/ \quad (14)$$

gdzie: A, B - dodatnie stałe

$K_a$  - błąd średniokwadratowy zależny od obrazu wejściowego i czułości oka

$K_w$  - błąd wynikający przy transmisji linii konturowych

Błąd  $K_a$  określamy wzorem

$$K_a = \iint_{-\infty}^{\infty} |E(\omega_x, \omega_y)|^2 W_1(\omega_x, \omega_y) \cdot W_2(\omega_x, \omega_y) d\omega_x d\omega_y \quad (15)$$

Funkcja  $W_1/\omega_x, \omega_y /$  charakteryzuje czułość oka w zależności od przestrzennych częstotliwości obrazu, natomiast  $W_2 / \omega_x, \omega_y /$  określa zależność jakości odtwarzanego obrazu od obrazu wejściowego.

Zarówno  $W_2 / \omega_x, \omega_y /$  jak i  $K_w / p, p^*/$  są funkcjami niedostatecznie poznanymi i do dokładnego ich określenia wymagane będzie przeprowadzenie dużej ilości doświadczeń.

#### 4. Wnioski

1/ Do problemu transmisji obrazów można podchodzić dwojako.

Po pierwsze, przy zadanych charakterystykach źródła obrazu, odbiornika i mierze zakłóceń jakości opracowujemy metody zmniejszenia nadmiaru, kodowania i dekodowania pozwalają-

ce zminimalizować przepustowość kanału. Po drugie, przy zadanych charakterystykach źródła obrazu, odbiornika, kanału należy opracować metody zmniejszenia nadmiaru, kodowania i dekodowania zabezpieczające najlepszą jakość odtwarzanego obrazu.

- 2/ Współczynnik zmniejszenia nadmiaru przy transmisji obrazu metodą kodowania składowych obrazu o małej i wielkiej częstotliwości jest bardzo duży / rzędu 20/ w porównaniu z innymi technikami kodowania obrazu.
- 3/ Zmniejszenie nadmiaru w przypadku transmisji obrazów jest niezbędne ze względu na narzuconą, zwykle odgórnie, wartość przepustowości kanału. I tak, w przypadku kodowania sygnału wizyjnego o pasmie 5 MHz metodą 6-bitowej PCM wymagana szybkość transmisji wynosi około 69 Mbit/sek. podczas gdy częstotliwość rytmu systemu PCM 480 wynosi 34,368 MHz. System ten nie umożliwia transmisji sygnałów wizyjnych kodowanych metodą 6-bitowej PCM. Analogiczne wartości dla systemu PCM-120 oraz sygnału wideotelefonicznego o pasmie 1 MHz kodowanego metodą 6-bitowej PCM wynoszą 12,288 Mbit/sek i 8,448 Mbit/sek tj. system ten również nie umożliwia przesyłania kodowanego metodą 6-bitowej PCM sygnału wizyjnego. W celu umożliwienia transmisji sygnałów wizyjnych należy zredukować pasmo obrazów w przybliżeniu o połowę.
- 4/ Metoda transmisji obrazów wykorzystująca zmniejszenie nadmiaru w oparciu o kodowanie składowych obrazu o małej i wielkiej częstotliwości daje doskonałe wyniki w przypadku obrazów o dużej liczbie punktów z dużymi zmianami jaskrawości.

- 5/ W przypadku dużych wartości współczynników zmniejszenia nadmiaru obraz odtwarzany po stronie odbiorczej może nie spełniać narzuconych kryteriów jakości. W takim przypadku można poprawić jakość odbieranego obrazu metodami filtracji Kalmana lub Wienera [4,5,] .
- 6/ Metody poprawy jakości odtwarzanego obrazu są metodami na tyle skutecznymi i prostymi, że opłacalne jest uzyskanie dużych współczynników redukcji redundancji kosztem nawet znacznego pogorszenia jakości obrazu, a następnie stosowanie filtracji Kalmana w celu poprawy jakości obrazu. W tym przypadku jako kryterium jakości obrazu można stosować kryterium błędu średniokwadratowego. Filtracja Kalmana powoduje podkreślenie składowych obrazu o wielkiej częstotliwości /konturów/, eliminuje szum oraz nieostrość obrazu. Postać funkcji  $W_2 / \omega_x, \omega_y /$  i  $K_w / p, p^* /$  nie jest w tym przypadku istotna.

W przypadku filtracji Kalmana / lub ogólnie mówiąc statystycznej poprawy jakości obrazu / eliminuje się również szkodliwe ze względu na jakość obrazu, efekty wywołane ruchem obrazu wejściowego.



## Literatura

1. Greham DN. : Image transmission by two-dimensional contour coding. Proceedings of the IEEE vol 55 no 3 march 67 str. 336 - 346
2. Huang TS., Schreiber WF., Tretiak OJ.: Image Processing. Proc. IEEE vol 60 no 7 july 72 str. 1586 - 1609
3. Guzman A.: Analysis of curved line drawings using context and global information. Machine Intelligence vol 7 1972 r. Edinburg Univ. Press. str. 325 - 375
4. Kailath T.: The innovations approach to detection and estimation theory. Proc. IEEE vol 58 may 70 str. 680 - 695
5. Kailath T.: An innovations approach to least - squares estimation. Part. I and part. II IEEE Trans. Automat Contr. vol AC-13 dec 1968 str. 646 - 660
6. Schreiber WF.: Picture coding. Proc. IEEE vol 55 no 3 march 67 . str. 320 - 330
7. Irmer T.: An overview of digital hierarchies in the world today. IEEE International Conference on Communications 1975 r. San Francisco str. 161 - 164



## A REDUNDANCY REDUCTION METHOD OF GRAPHICAL INFORMATION IN DIGITAL PICTURE TRANSMISSION SYSTEMS

## Part II The Transformation of High Frequency Image.

## Summary

In this paper the problem of redundancy reduction in the graphical information and some objective criteria of the subjective image quality have been discussed. The image spectrum is divisible into two parts by using a low-frequency filter and a differential operator. The low-frequency part of the spectrum is quantized in 3 luminance levels and coded by the DPCM method by using a modified Kalman filter. The high-frequency part of the image can be isolated by means of an arbitrary differential operator.

The high-frequency part of the image consists of lines determined in the  $/x,y/$  plane. These lines can be described with the function  $f/s$  determining their curvature from the arc length or contour approximation with straight line sections to the least squares method accordingly.

**МЕТОД СОКРАЩЕНИЯ ИЗБЫТКА ГРАФИЧЕСКОЙ  
ИНФОРМАЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕ-  
ДАЧИ ИЗОБРАЖЕНИЙ****Ч. II. ПЕРЕРАБОТКА СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ВЫСОКО-  
ЧАСТОТНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ****Резюме**

В статье представлена проблема сокращения избытка графической информации по методу кодирования контуров и несколько объективных критериев оценки субъективного качества изображений. Спектр изображения был разделен на две части с помощью фильтра нижних частот и дифференциального оператора. Низкочастотная часть спектра квантовалась на 3 уровня и кодировалась при помощи адаптивной ДКИМ при использовании модифицированного фильтра Калмана. Высокочастотная часть — это линии, которые определяются в плоскости  $/x,y/$  при помощи множества точек определенных двумерными координатами. В оптимальном случае описание линий может состоять из одной функции  $f/s$ , которая представляет собой кривизну в зависимости от длины дуги или аппроксимация контуров прямыми линиями по методу наименьших квадратов.

Biblioteka Główna ATR  
w Bydgoszczy

Oz

921

3

1970