

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA  
im. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
w Bydgoszczy



ZESZYTY NAUKOWE

Nr 22

ELEKTRONIKA

(1)

Bydgoszcz 1975

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA  
im. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH  
w Bydgoszczy

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 22

ELEKTRONIKA

(1)



Bydgoszcz 1975

REDAKTOR NACZELNY

*Zbigniew Kikiewicz*

REDAKTOR NAUKOWY

*Lech Weiss*

REDAKTOR TECHNICZNY

*Elżbieta Rubaszekiewicz*

Wydano za zgodą Rektora  
Akademii Techniczno-Rolniczej  
w Bydgoszczy

WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ  
W BYDGOSZCZY

---

Druk UMK zam. 812, nakład 200, ark. wyd. 9,9, — S-5 18 VI 75, cena zł 10

---

1721/

## SPIS TREŚCI

Strona

1. Jan Anforowicz, Krzysztof Chwastowski: Realizacja filtrów cyfrowych za pomocą E.M.C.ODRA 1204 ..... 6
2. Andrzej Kubiak: Zastosowanie korekcyjnych kodów Ham - minga do powiększania niezawodności liczników elektronicznych ..... 33
3. Andrzej Niedźwiecki: Żyrator jako element selektywnego wzmacniacza II-go rzędu ..... 81
4. Eugeniusz Polaszek: Analiza możliwości wykorzystania układu różnicowego do pomiarów indukcyjności ..... 97
5. Marian Rakowski: Przetwornik liczb losowych ..... 113
6. Stefan Stróżecki: Urządzenie do automatycznego sterowania procesem parowania warstwy rezystywnej ..... 143
7. Tadeusz Uhl: Projektowanie filtrów elektrycznych na EMC ..... 159
8. Antoni Zabłudowski: Zastosowanie układów wielostanowych do budowy liczników ..... 173



Jan Anforowicz

Krzysztof Chwastowski

## REALIZACJA FILTRÓW CYFROWYCH ZA POMOCĄ E.M.C. ODRA 1204

W artykule przedstawiono przykłady realizacji prostych wersji filtrów cyfrowych za pomocą E.M.C. Odra 1204.

Skrótowo podano ogólne metody projektowania filtrów cyfrowych i ich zastosowanie.

W części praktycznej zamieszczone są struktury zrealizowanych filtrów, odpowiednie wykresy i omówienie uzyskanych wyników.

Załączniki stanowią odpowiednie programy obliczeniowe E.M.C. Odra 1204.

### 1. Wstęp

Filtry są podstawową częścią aparatury elektronicznej stosowanej w wielu dziedzinach nauki i techniki. Ze względu na szybki rozwój produkcji scalonych obwodów cyfrowych, zwiększenie szybkości działania tych obwodów, oraz coraz mniejszy koszt, stało się możliwe realizowanie odpowiedniej charakterystyki częstotliwościowej metodami dyskretnymi. Układy dyskretno posiadające odpowiednie uformowaną, selektywną funkcję przenoszenia noszą nazwę filtrów cyfrowych. Filtry cyfrowe są coraz bardziej popularną alternatywną filtrów analogowych i znalazły z powodzeniem zastosowanie w takich dziedzinach jak: medycyna, oceanografia, hydrolokacja i radiolokacja. Są one również niezbędnym elementem modeli systemów dynamicznych wykonywanych przy pomocy E.M.C.

Należy oczekiwać, że wraz z rozwojem mikroelektroniki i zwiększeniem szybkości działania układów cyfrowych, filtry cyfrowe będą znajdowały coraz szersze zastosowanie ze względu na dużą dobroć, stabilność, możliwości przestrajania i brak elementów indukcyjnych, co ma podstawowe znaczenie zwłaszcza dla zakresu bardzo małych częstotliwości.

## 2. Podstawowe metody projektowania filtrów cyfrowych

Założmy, że mamy zadaną charakterystykę częstotliwościową filtru cyfrowego. Zaprojektowanie tego filtru będzie polegać na ułożeniu odpowiedniego programu obliczeń E.M.C., lub na znalezieniu schematu logicznego układu cyfrowego, w którym realizowałoby się założony algorytm obliczeń.

Należy podkreślić, że istnieje bardzo dużo możliwych sposobów matematycznego rozwiązania tego problemu. Wszystkie te sposoby prowadzą teoretycznie do tego samego celu, jakim jest uzyskanie założonej charakterystyki częstotliwościowej. W praktyce mają zastosowania tylko trzy obszerne klasy algorytmów:

- splotowa
- rekursywna
- wykorzystująca przekształcenie Fouriera

Rozpatrzmy sygnał  $x(nT) = x(0), x(T), x(2T), \dots$  /dla uproszczenia zakładamy  $x(nT) = 0$  dla  $n < 0$  /. Stała  $T$  oznacza okres dyskretyzacji. Zgodnie z powyższym  $x(nT)$  można otrzymać z sygnału ciągłego  $x(t)$  drogą próbkowania co  $T$  s. Przy pracy w rzeczywistym przedziale czasu  $T$  wyrażone jest w sekundach, natomiast w modelach systemów dynamicznych, gdzie liczy się czas maszynowy, przyjmuje się  $T = 1$ . Zgodnie ze splotowym sposobem obliczeń filtrów cyfrowych można napisać [6]:

$$y(nT) = \sum_{m=0}^n h(mT) \cdot x(nT - mT) = \sum_{m=0}^n h(nT - mT) x(mT) \quad (1)$$

gdzie:  $y(nT)$  jest wyjściowym ciągiem liczbowym

$h(nT)$  jest funkcją przejściową filtru

Jak widać z zależności jeżeli  $x(nT) = 1, 0, 0, 0, \dots$  to wówczas  $y(nT)$  jest dokładnie równe  $h(nT)$ .

Filtr będzie stabilny tylko wówczas gdy:

$$\sum_{n=0}^{\infty} |h(nT)| < \infty \quad (2)$$

Nierówność powyższa jest spełniona jeżeli odpowiedź  $h(nT)$  na impuls jednostkowy jest ograniczona tzn.  $h(nT) = 0$  wszędzie oprócz  $N_1 < n < N_2$ , lub jeżeli  $h(nT)$  odpowiednio szybko maleje wraz ze wzrostem  $n$ . Dla zwiększenia efektywności obliczeń dąży się do jak największego ograniczenia funkcji  $h(nT)$ . Metody opracowywania filtrów cyfrowych z taką "obciążoną" odpowiedzią na impuls jednostkowy są dokładnie opracowane w literaturze np. [2].

Filtry cyfrowe należą do tej grupy układów, które mogą być również opisane przy pomocy liniowych równań różnicowych. Znaczenie liniowych równań różnicowych jest w tym przypadku takie samo jak znaczenie liniowych równań różniczkowych w teorii filtrów ciągłych. Liniowe równanie różnicowe stopnia  $m$  może być zapisane w postaci [5]:

$$y(nT) = \sum_{i=0}^r L_i x(nT-iT) - \sum_{i=1}^m K_i y(nT-iT) \quad (3)$$

Jeżeli współczynniki rzeczywiste  $L_i$  i  $K_i$  są różne od zera, wówczas sygnał wyjściowy  $y(nT)$  zależy nie tylko od  $r$  aktualnie występujących wartości wejściowych, ale również od  $m$  poprzednich wartości wyjściowych. Równanie (3) jest podstawą projektowania rekursywnych filtrów cyfrowych. Funkcja przejściowa tych filtrów jest określona przez współczynniki  $L_i, K_i$ .



Ostatnia z wymienionych klas algorytmów obliczeń filtrów cyfrowych bazuje na dyskretnym przekształceniu Fouriera. Dyskretne przekształcenie Fouriera dla sygnału  $x(nT)$  określone jest następująco [7]:

$$X(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) e^{-j \Omega T n k}, \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4)$$

gdzie:  $N$  - ilość próbek sygnału podlegających przekształceniu

$$\Omega = 2\pi / NT$$

Jeżeli  $H(k\Omega)$  jest dyskretnym przekształceniem Fouriera funkcji przenoszenia filtru  $h(nT)$ , to iloczyn  $H(k\Omega)X(k\Omega)$  jest dyskretnym przekształceniem Fouriera splotu  $x(nT)$  i  $h(nT)$ :

$$H(k\Omega)x(k\Omega) = \text{DPF} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) h((m-n)T) \right\} \quad (5)$$

gdzie: DPF - dyskretne przekształcenie Fouriera

$((m-n))$  - oznacza  $(m-n)$  wyrażone w wartościach  $N$ .

Zakładając, że występujący w równaniu (5) splot kołowy jest ekwiwalentny splotowi liniowemu, otrzymamy sygnał wyjściowy przy pomocy odwrotnego przekształcenia Fouriera:

$$y(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k\Omega) H(k\Omega) e^{j \Omega T n k} \quad (6)$$

Wybór określonej metody projektowania filtrów cyfrowych zależy od koniecznej do przeprowadzenia analizy ilości próbek sygnału, poziomu szumów własnych filtru, pojemności pamięci E.M.C., właściwości założonej charakterystyki częstotliwościowej itp.

Problematyka tego zagadnienia została dokładnie omówiona w [2] i [4].

### 3. Rezonatory cyfrowe

Rezonatory cyfrowe są dyskretnym odpowiednikiem układów rezonansowych RLC. Podobnie jak w przypadku filtrów ciągłych, również znaczna grupa filtrów cyfrowych składa się z szeregowo i równolegle połączonych pojedynczych rezonatorów.

Zjawisko rezonansu w układach dyskretnych może być opisane przy użyciu równania różnicowego drugiego rzędu [2]:

$$y(nT) = K_1 y(nT-T) + K_2 y(nT-2T) + x(nT) \quad (7)$$

Stosując przekształcenie z [1] do rozwiązania równania (7) otrzymujemy:

$$Y(z) = \frac{X(z)}{1-z^{-1}K_1-z^{-2}K_2} + \frac{(K_2 z^{-1} + K_1) y(-T)}{1-z^{-1}K_1-z^{-2}K_2} + \frac{K_2 y(-2T)}{1-z^{-1}K_1-z^{-2}K_2} \quad (8)$$

Nie tracąc nic z ogólności analizy można założyć

$y(-T) = y(-2T) = 0$ , wówczas :

$$Y(z) = \frac{X(z)}{1-z^{-1}K_1-z^{-2}K_2} = \frac{z^2 X(z)}{z^2 - K_1 z - K_2} = H(z) X(z) \quad (9)$$

$H(z)$  zależy tylko od parametrów układu i może być rozpatrywane jako funkcja przenoszenia.

Jeżeli sygnałem wejściowym jest impuls jednostkowy:

$$x(nT) = \begin{cases} 1 & \text{dla } n=0 \\ 0 & \text{dla } |n| > 0 \end{cases} \quad \text{wówczas } X(z) = 1 \quad (10)$$

to  $y(nT)$  może być znalezione przez zastosowanie odwrotnego przekształcenia z :

$$y(nT) = \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{z^{n+1} dz}{(z-\gamma_1)(z-\gamma_2)} \quad (11)$$

gdzie:

$$\gamma_{1,2} = \frac{K_1}{2} \pm \sqrt{\frac{K_1^2}{4} + K_2} \quad (12)$$

Po rozwiązaniu (11) otrzymamy:

$$y(nT) = \frac{1}{\gamma_1 - \gamma_2} (\gamma_1^{n+1} - \gamma_2^{n+1}) \quad (13)$$

Dla  $K_1^2/4 + K_2 < 0$ , pierwiastki mianownika funkcji  $H(z)$  są liczbami zespolonymi:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 &= r e^{jbT} \\ \gamma_2 &= r e^{-jbT} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

przy czym:

$$\left. \begin{aligned} r^2 &= -K_2 \\ 2r \cos bT &= K_1 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Sygnal wyjściowy  $y(nT)$  otrzymamy podstawiając  $\gamma_1$  i  $\gamma_2$  do równania (13):

$$y(nT) = \frac{r^n}{\sin(bT)} \sin(n+1)bT \quad (16)$$

Równanie (16) opisuje drgania sinusoidalne o częstotliwości  $b$  radianów i z amplitudą malejącą wykładniczo do zera. Tak więc uzyskany rezultat jest dyskretnym wariantem odpowiedzi obwodu RLC na impuls jednostkowy.

W celu bliższego poznania właściwości układu dyskretnego danego równaniem (7) założymy, że sygnał wejściowy  $x(nT)$  jest drganiem kosinusoidalnym o pulsacji  $\omega_0$ . Można wykazać [5], że wówczas:

$$y(nT) = |H| \cos(n\omega_0 T + \psi) \quad (17)$$

gdzie:

$$|H| e^{j\psi} = [H(z)]_{z=e^{j\omega T}} = \frac{e^{2j\omega T}}{(e^{j\omega T} - \gamma_1)(e^{j\omega T} - \gamma_2)} \quad (18)$$

Podobnie jak operatorowa funkcja przenoszenia  $H(s)$  układu ciągłego [1], również funkcja  $H(z)$  może być opisana /z dokładnością do stałego współczynnika/ przez podanie jej zer i biegunów na płaszczyźnie  $z$ .

Ponieważ ogólnie:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^r L_i z^{-i}}{\sum_{i=m}^m K_i z^{-i}} \quad (19)$$

oraz  $L_i$  i  $K_i$  są współczynnikami rzeczywistymi, to bieguny i zera  $H(z)$  są albo rzeczywiste, albo występują w parach sprzężonych.

Układ opisany funkcją przenoszenia  $H(z)$  jest stabilny jeżeli wszystkie jej bieguny leżą na płaszczyźnie z wewnątrz koła jednostkowego /odpowiada to położeniu wszystkich biegunów funkcji  $H(s)$  w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej  $s$  /.

Na rys. 1 przedstawiono geometryczną interpretację funkcji przenoszenia omawianego rezonatora cyfrowego. Funkcja ta posiada bieguny w punktach  $\gamma_1$  i  $\gamma_2$  oraz podwójne zero początku układu współrzędnych.

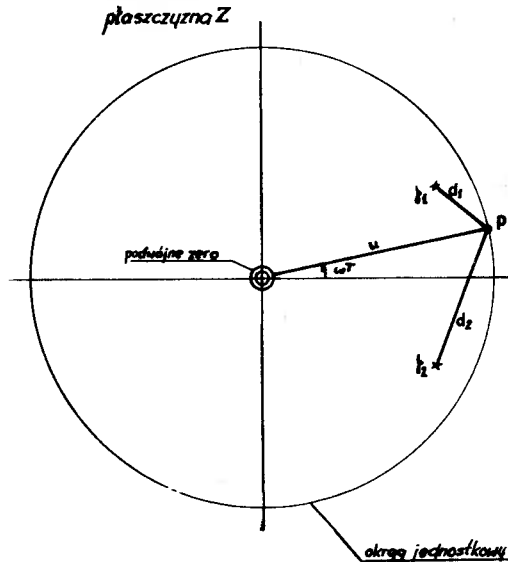
Zgodnie z rys.1 dla zadanej wartości  $\omega T$ , mierzonej wzdłuż okręgu jednostkowego, otrzymamy:

$$|H| = [(1 - K_1 \cos \omega T - K_2 \cos 2\omega T)^2 + (K_1 \sin \omega T + K_2 \sin 2\omega T)^2]^{-\frac{1}{2}} \quad (20)$$

oraz

$$\psi = - \arctg \frac{K_1 \sin \omega T + K_2 \sin 2\omega T}{1 - K_1 \cos \omega T - K_2 \cos 2\omega T} \quad (21)$$

Rezonans będzie tym bardziej widoczny, im mniejsza będzie odległość biegunów od okręgu jednostkowego.



Rys.1. Rozkład zer i biegunów na płaszczyźnie z funkcji przenoszenia rezonatora cyfrowego

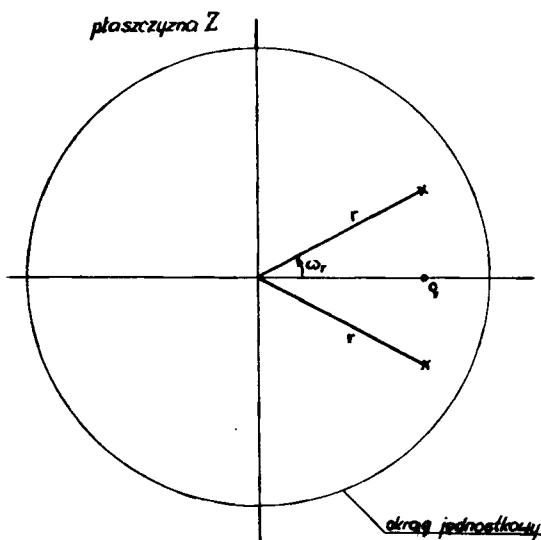
#### 4. Przykład realizacji rezonatora cyfrowego przy pomocy E.M.C. Odra 1204

##### 4.1. Założenia wstępne i programy obliczeniowe dla E.M.C. Odra 1204

Filtr cyfrowy można uznać za w pełni określony, jeżeli znany jest na płaszczyźnie z rozkład zer i biegunów jego funkcji przenoszenia.

Założmy, że funkcja przenoszenia realizowanego rezonatora cyfrowego posiada bieguny w punktach

$$z = r e^{\pm j \omega_r T} \quad \text{oraz zero w punkcie } z = q \text{ /rys.2/}.$$



Rys.2. Przedstawienie na płaszczyźnie  $z$  funkcji przenoszenia realizowanego rezonatora cyfrowego

Na tej podstawie można napisać:

$$H(z) = \frac{1 - qz^{-1}}{1 - 2r \cos \omega_r T z^{-1} + r^2 z^{-2}} \quad (22)$$

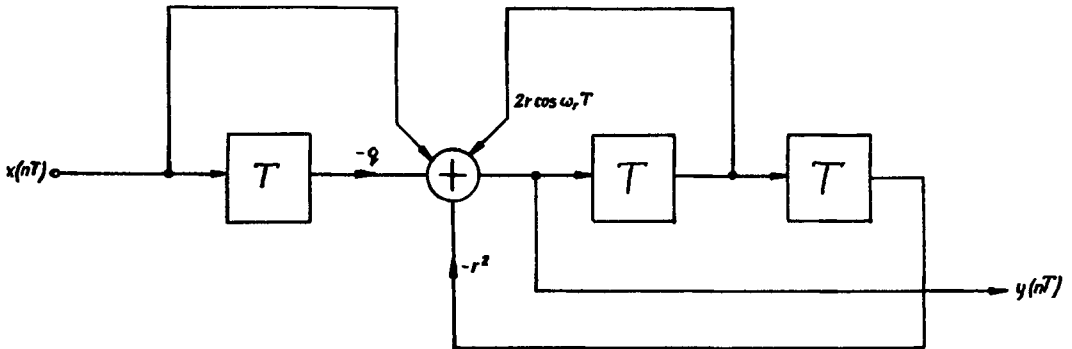
Zależność amplitudy sygnału wyjściowego od częstotliwości sygnału wejściowego, określona na podstawie rys.2, posiada następującą postać :

$$\left| H(e^{j\omega T}) \right| = \frac{1 + q^2 - 2q \cos \omega T}{[1 + r^2 - 2r \cos(\omega - \omega_r)T][1 + r^2 - 2r \cos(\omega + \omega_r)T]} \quad (23)$$

W równaniu (22) występuje funkcja przenoszenia wynikająca z następującego równania różnicowego:

$$y(nT) = 2r \cos \omega_r T y(nT-T) - r^2 y(nT-2T) + x(nT) - qx(nT-T) \quad (24)$$

Na rys. 3 podano prostą formę układu cyfrowego, w którym realizuje się algorytm obliczeń wartości wyjściowych  $y(nT)$ , dany równaniem (24).



Rys.3. Układ cyfrowy rezonatora

Równanie różnicowe (24) jest podstawą do ułożenia programu E.M.C. dla zrealizowania określonego wyżej rezonatora cyfrowego.

Program dla E.M.C. Odra 1204 napisany w języku Algol 1204, na podstawie którego oprócz wartości sygnału wyjściowego otrzymuje się również wykreślną postać wyników, zamieszczony jest w załączniku 1. Źródłem sygnału dla rezonatora był generator sinusoidalno - kosinusoidalny, dany następującym układem równań różnicowych:

$$\left. \begin{aligned} y(nT+T) &= Ay(nT) + Bx(nT) \\ x(nT+T) &= Cy(nT) + Dx(nT) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Dla zadanych warunków początkowych  $x(0)$  i  $y(0)$  można znaleźć:

$$\left. \begin{aligned} y(z) &= \frac{z^2 y(0) - Dzy(0) + Bzx(0)}{z^2 - z(A+D) + AD - BC} \\ x(z) &= \frac{z^2 x(0) - Azx(0) + Czy(0)}{z^2 - z(A+D) + AD - BC} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Sygnały wyjściowe  $x(nT)$  i  $y(nT)$  będą drganiami niegasnącymi, jeżeli jednocześnie spełnione są dwa warunki:

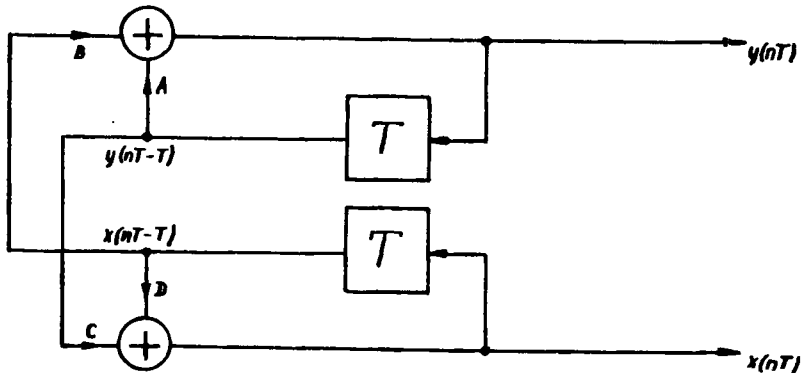
$AD - BC = 1$  i  $(A + D) < 2$ , ponieważ wówczas bieguny równań (26) będą znajdować się na okręgu jednostkowym płaszczyzny  $z$ .

W szczególności dla  $y(0) = 0$ ,  $x(0) = 1$ ,  $A=D=\cos(bT)$  i  $B=-C=\sin(bT)$  na wyjściach wystąpią:

$$y(nT) = \sin(nbT) \quad \text{i} \quad x(nT) = \cos(nbT) \quad (27)$$

Schemat układu cyfrowego generatora podano na rys. 4.

Odpowiedni program E.M.C. Odra 1204 napisany w języku Algol 1204 dla realizacji generatora o zmiennej częstotliwości sygnałów wyjściowych jest podany w załączniku 2.



Rys. 4 Cyfrowy generator sinusoidalno - kosinusoidalny

#### 4.2. Uzyskane wyniki

Przy pomocy generatora sinusoidalno - kosinusoidalnego zbadano zależność amplitudy sygnału wyjściowego  $y(nT)$  od częstotliwości sygnału wejściowego  $x(nT)$  dla pięciu wersji rezonatora cyfrowego, posiadających funkcję przenoszenia daną równaniem (22).

Wersja 1

Częstotliwość rezonansowa  $2f_r = 100$  Hz

Okres próbkowania  $T = 1$  ms

$q = r \cos \omega_r T = 0,945350$  ,  $r = 0,994$

Funkcja przenoszenia

$$H(z) = \frac{1 - 0,945350 z^{-1}}{1 - 1,890700 z^{-1} + 0,988036 z^{-2}} \quad (28)$$



Wersja 2

Częstotliwość rezonansowa  $2f_r = 100$  Hz

Okres próbkowania  $T = 1$  ms

$q = \cos\omega_r T = 0,951057$  ,  $r = 0,994$

Funkcja przenoszenia

$$H(z) = \frac{1 - 0,951057 z^{-1}}{1 - 1,890700 z^{-1} + 0,988036 z^{-2}} \quad (29)$$

Wersja 3

Częstotliwość rezonansowa  $2f_r = 100$  Hz

Okres próbkowania  $T = 1$  ms

$q = 1$  ,  $r = 0,994$

Funkcja przenoszenia

$$H(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - 1,890700 z^{-1} + 0,988036 z^{-2}} \quad (30)$$

Wersja 4

Częstotliwość rezonansowa  $2f_r = 100$  Hz

Okres próbkowania  $T = 1$  ms

$q = 0,0$  ,  $r = 0,994$

Funkcja przenoszenia

$$H(z) = \frac{1}{1 - 1,890700 z^{-1} + 0,988036 z^{-2}} \quad (31)$$

Wersja 5

Częstotliwość rezonansowa  $2f_r = 100$  Hz

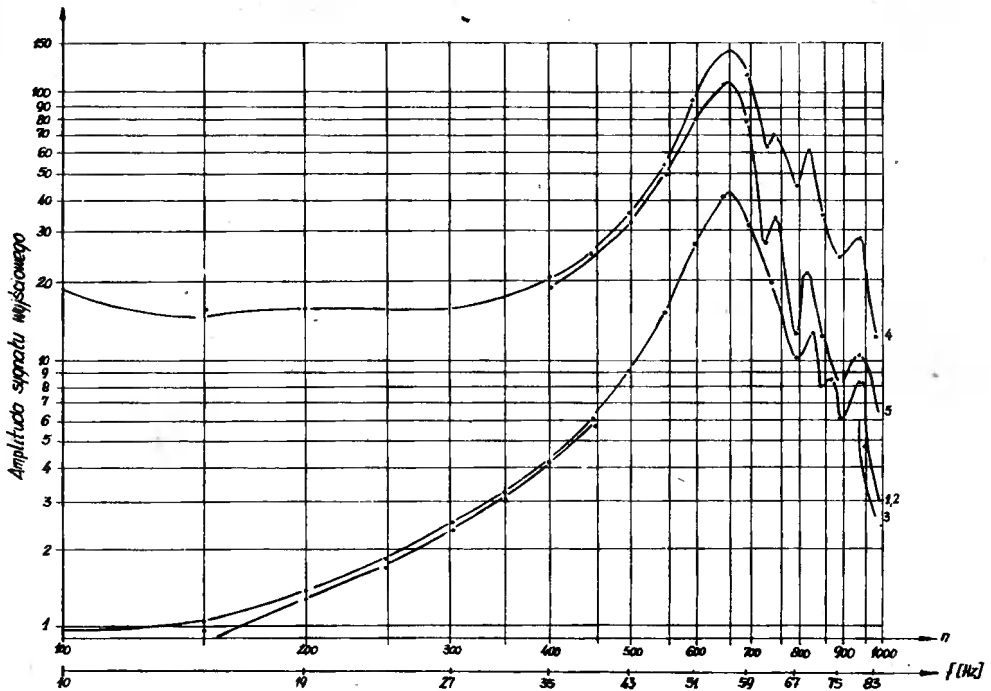
Okres próbkowania  $T = 1$  ms

$q = 0,0$  ,  $r = 0,99$

## Funkcja przenoszenia

$$H(z) = \frac{1}{1 - 1,883092 z^{-1} + 0,984060 z^{-2}} \quad (32)$$

Częstotliwość generatora sygnałowego zmieniała się w granicach od około 2,8 Hz do około 83,3 Hz. Górna częstotliwość występowała dla  $n = 1000$ , przy czym okres próbkowania  $T$  był równy 1 ms. Uzyskane wyniki przedstawiono wykreślenie na rys. 5.



Rys. 5 Zależność amplitudy sygnałów wyjściowych od częstotliwości sygnału wejściowego dla badanych rezonatorów cyfrowych

Podstawą do wykonania wykresu były tabulatory działania rezonatorów uzyskane przez wydruk obliczeń E.M.C. Odra 1204 na drukarce wierszowej DW - 204.

Wszystkie wersje rezonatorów wykazywały rezonans dla częstotliwości około 55 Hz. Przesunięcie częstotliwości rezonansowej o 4 Hz w stosunku do wartości założonej wynika ze skonczonyj dokładności podania współczynników liczbowych występujących w równaniach (28) do (32). Dla częstotliwości większych od 55 Hz, po znacznym zmaleniu amplitudy sygnałów wyjściowych, występowały oscylacje pasyżnytnicze, których amplituda dla danego układu jest tym większa im bardziej  $r$  zbliżone jest do wartości 1.

W zakresie częstotliwości 2,8 Hz do 35 Hz oraz 60 Hz do 83 Hz kształt przebiegów wyjściowych znacznie odbiegał od sinusoidy.

Charakterystyki rezonatorów w wersji 1 i 2 są praktycznie takie same. Różnica między nimi polega tylko na tym, że dla wersji 1 czas wyliczenia jednej wartości sygnału wyjściowego jest najkrótszy. Wynika to z warunku  $q = r \cos \omega_p T$ , przy którym do wyliczenia  $y(nT)$  są potrzebne tylko dwie operacje mnożenia:

$$y(nT) = r \cos \omega_p T [2y(nT-T) - x(nT-T)] - r^2 y(nT-2T) + x(nT) \quad (33)$$

W przypadku gdy  $q = 1$  /wersja 3/  $H(z) = 0$  dla  $\omega = 0$ , a więc sygnał wyjściowy nie zawiera składowej stałej. Na rys. 5 dla tej wersji na wyjściu pojawia się zauważalny sygnał od częstotliwości około 15 Hz.

Dla  $q = 0$  /wersje 4 i 5/ znika zero w funkcji przenoszenia rezonatora, oznacza to pojawienie się składowej stałej na wyjściu układu. Amplitudy  $y(nT)$  dla  $\omega = \omega_p$  jest w tym przypadku największa, a jej wartość rośnie wraz ze wzrostem  $r$ .

## 5. Wnioski

Uzyskane wyniki potwierdziły możliwość pracy E.M.C. Odra 1204 jako filtru cyfrowego.

W celu podniesienia dokładności wyliczeń zastosowano układ zmiennie przecinkowy, jednak pomimo tego uległa przesunięciu częstotliwość rezonansowa.

E.M.C. Odra 1204 nie nadaje się jednak do ekonomicznej pracy w rzeczywistym przedziale czasu ze względu na stosunkowo małą szybkość działania. Obliczenie jednej wartości wyjściowej dla tak prostego filtru jakim jest rezonator cyfrowy trwało około 3 ms.

Na tej podstawie można więc stwierdzić, że filtry cyfrowe pracujące w rzeczywistym przedziale czasu powinny być raczej projektowane w postaci specjalistycznych urządzeń, zbudowanych z szybkich elementów cyfrowych.

## Literatura

1. Golde W. : Układy elektroniczne tom I, WNT Warszawa 1970 r.
2. Gold B., Rader Ch.M. : Digital processing of signals, Mc.Graw. - Hill Book Company, New York 1969
3. Jury E.J. : Przekształcenie Z i jego zastosowania, WNT Warszawa 1970
4. Kuo F.K., Kaiser J.F. /ods/ : System Analysis by Digital Computer, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1966
5. Rader Ch.M., B.Gold: Digital Filter Design Techniques in the frequency Domain, Proceeding of the IEEE, February 1967
6. Tawfiq T.K. : Digital filters, Preliminary Report, Some computer programs for the study of recursive digital filters, Laboratory of electronics technical University of Denmark, Kgs. Lyngby, Denmark 1970

REALISATION OF DIGITAL FILTERS WITH THE  
AID OF DIGITAL COMPUTER "ODRA 1204".

Summary

In this paper realisations of several simple digital filters with the aid of digital computer "Odra 1204" are presented. In the first part several digital filter design techniques and applications are briefly reviewed.

Next part shows an example which illustrates the design and realisation of digital filters with the aid of digital computer "Odra 1204".

Appendix include suitable computer program.

ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ПРИ ПОМОЩИ  
ЦВМ "ОДРА 1204"

Резюме

В статье представлены примеры осуществления прямых цифровых фильтров при помощи ЦВМ "Одра 1204".

В первой части дано краткое описание методов проектирования цифровых фильтров и их применение.

Структуры осуществлённых фильтров, соответствующие диаграммы и обсуждение результатов находятся во второй части.

Приложение включает соответствующие вычислительные программы ЦВМ "Одра 1204".

## Załącznik nr 1

comment: Program FC-4, filtr cyfrowy nr 1;

begin

real T, A, B, C, D, x, y, b, xx, yy, xy, min, max, delta, r, r1, r2, G,  
omega, q, X, XX, Y, YY, YYY, TT, AMR;

integer n, i, nx;

boolean alb, albi;

procedure WYDRUK;

begin

nx=YYY\*AMR;

nx=nx+51;

print(n-1, YYY);

if nx<OVnx>102

then go to alarm;

if nx>1

then

begin

space(1);

outchar(121)

end

else

if nx=1

then

begin

space(1);

outchar(26);

space(49);

outchar(121);

space(49);

outchar(121);

go to ET

end

else

begin

outchar(26);

outchar(121);

space(49);

outchar(121);

```
        space(49);
        outchar(121);
        go to ET
    end;
if nx>51
    then
    begin
        space(49);
        outchar(121)
    end
    else
        if nx=51
        then
        begin
            space(49);
            outchar(26);
            space(49);
            outchar(121);
            go to ET
        end
        else
        begin
            space(nx-2);
            outchar(26);
            space(50-nx);
            outchar(121);
            space(49);
            outchar(121);
            go to ET
        end;
    if nx>101
    then
    begin
        space(49);
        outchar(121);
        outchar(26)
    end
```

```
else
  if nx=101
    then
      begin
        space(49);
        outchar(26)
      end
    else
      begin
        space(nx-52);
        outchar(26);
        space(100-nx);
        outchar(121)
      end;
ET:outchar(15);
  end WYDRUK;
  if key(10)
    then
      begin
        read(max,min,delta,T);
        alb:=inchar=23;
        read(omega);
        setoutput(0);
        setinput(0);
        go to E1;
      end
    else
      begin
        setinput(0);
        setoutput(0);
        print('?Podaj dane generatora: ?-maxb=');
        max=inreal;
        print('?-minb=');
        min=inreal;
        print('?-delta=');
        delta=inreal;
        print('?-T=');
```



```

T=inreal;
print(' ?Wybierz funkcje:u ');
alb=inchar=23;
print(' ?Podaj dane filtru: ?-omeger= ');
omega=inreal;
E1:print(' ?-r= ');
  if inreal>0.9945
    then go to E1;
  r=lastreal;
  TT:=omega*T;
  r1=1.0-r;
  r2=1.0+r;
E2:print(' ?-rodzaj=q- ');
  if ininteger=1
    then
      begin
        q=cos(TT);
        AMR:=1.0/(r1*sqrt(4.0*r+r1*r1/sin(TT)^2))
      end
    else
      if lastinteger=2
        then
          begin
            q=r*cos(TT);
            AMR:=sqrt(r1*r1+tan(TT)^2)/(r1*sqrt((r2/cos(TT))^2
              -4.0*r))
          end
        else
          if lastinteger=3
            then
              begin
                q=1.0;
                AMR:=sqrt(2.0-2.0*cos(TT))/(r1*sqrt(1.0+r*r-2.0
                  *r*cos(2.0*TT)))
              end
            else
              if lastinteger=4

```

```

    then
    begin
        q=0.0;
        AMR:=1.0/(r1*sqrt(1.0+r*r-2.0*r*cos(2.0*TT)))
    end
    else go to E2;
end key(10);
G:=2.0*r*cos(TT);
r1=r*r;
y=Y:=YY:=0.0;
x=1.0;
X:=if alb then x else y;
setoutput(3);
line(6);
space(25);
print('WYKRES FUNKCJI');
if alb
    then print('x(nT)=cos nbT')
    else print('y(nT)=sin nbT');
print('FILTR NR 1');
space(24);
for i=1 step 1 until 43 do
    outchar(70);
line(3);
space(34);
print('PARAMETRY GENERATORA');
line(7);
space(6);
format(
'T=0.123 sek minb=123.12345 maxb=123.12345
delta=0.123456');
print(T,min,max,delta);
line(3);
space(36);
print('PARAMETRY FILTRU');
line(2);
format('omegar=123.123456 r=0.123 q=0.123456');

```

```

space(23);
print(omega,r,q);
line(4);
print('#####');
format('+123.1234');
print(-AMR);
space(45);
outchar(16);
space(42);
print(AMR);
outchar(15);
outchar(15);
if AMR<10.0
  then format('1234-0.12345')
  else
    if AMR<100.0
      then format('1234-12.1234')
      else format('1234-123.123');
AMR:=50.0/AMR;
i:=1;
albi=i>0;
START:
for b=min,b+delta while if albi then b<max-0.001 else
  b>max+0.001 do
  begin
    B:=sin(b*T);
    C:=-B;
    A=D:=sqrt(1.0-B*B);
    if n=10000
      then go to koniec;
    yy=A*y+B*x;
    xx=C*y+D*x;
    XX:=if alb then xx else y;
    YYY:=G*YY-r1*Y-q*X+XX;
    WYDRUK;
    x=xx;
    y=yy;
  
```

```
Y:=YY;
YY:=YY;
X:=XX;
n=n+1;
end b;
xx=min;
min=max;
delta=-delta;
i=-i;
albi=i>0;
max=xx;
go to START;
alarm:
setoutput(0);
print('Zbyt duza wartosc funkcji');
koniec;
end
```

## Załącznik nr 2

```

comment: Program FC-3, generator o zmiennej czestotliwosci;
begin
  real T,A,B,C,D,x,y,b,xx,yy,xy,min,max,delta;
  integer n,i;
  boolean alb;
  procedure WYDRUK(xy);
  value xy;
  real xy;
  begin
    integer nx;
    nx=xy*50.0;
    nx=nx+51;
    format('1234---0.12345---');
    print(n-1,xy);
    if nx<0Vnx>102
      then go to alarm;
    if nx>1
      then
        begin
          space(1);
          outchar(121);
        end
      else
        if nx=1
          then
            begin
              space(1);
              outchar(26);
              space(49);
              outchar(121);
              space(49);
              outchar(121);
              go to ET
            end
          else
            begin
              outchar(26);

```

```
    outchar(121);
    space(49);
    outchar(121);
    space(49);
    outchar(121);
    go to ET
  end;
if nx>51
  then
  begin
    space(49);
    outchar(121)
  end
  else
    if nx=51
    then
    begin
      space(49);
      outchar(26);
      space(49);
      outchar(121);
      go to ET
    end
    else
    begin
      space(nx-2);
      outchar(26);
      space(50-nx);
      outchar(121);
      space(49);
      outchar(121);
      go to ET
    end;
  if nx>101
  then
  begin
    space(49);
```

```

        outchar(121);
        outchar(26)
    end
    else
        if nx=101
            then
                begin
                    space(49);
                    outchar(26)
                end
            else
                begin
                    space(nx-52);
                    outchar(26);
                    space(100-nx);
                    outchar(121)
                end;
    ET:outchar(15);
        end WYDRUK;
        setinput(0);
        setoutput(0);
        print(' ?Podaj dane: ?-max= ');
        max=inreal;
        print(' ?-min= ');
        min=inreal;
        print(' ?-delta= ');
        delta=inreal;
        print(' ?-T= ');
        T=inreal;
        print(' ?Wybierz funkcje: ');
        alb=inchar=23;
        x=1.0;
        y=0.0;
        setoutput(3);
        line(6);
        space(30);
        print(' WYKRES FUNKCJI ');

```

```

if alb
  then print('x(nT)=cos~nbT?')
  else print('y(nT)=sin~nbT?');
space(29);
for i=1 step 1 until 30 do
  outchar(70);
line(3);
space(10);
format(
'T=0.123~123~sek~minb=123.123~maxb=123.123~
delta=0.1234');
print(T,min,max,delta);
line(4);
print('~n~');
if alb
  then print('x~')
  else print('y~');
outchar(32);
outchar(1);
space(49);
outchar(16);
space(48);
outchar(69);
outchar(1);
line(2);
i=n+1;
START:
for b=min,b+delta while if 1>0 then b<max-0.001 else
b>max+0.001 do
  begin
    A:=D:=cos(b*T);
    B=sin(b*T);
    C=-B;
    if n=10000
      then go to koniec;
    xy=if alb then x else y;
    WYDRUK(xy);

```



```
yy=A*y+B*x;  
xx=C*y+D*x;  
x=xx;  
y=yy;  
n=n+1;  
end b;  
xx=min;  
min=max;  
delta=-delta;  
i=-i;  
max=xx;  
go to START;  
alarm:  
setoutput(0);  
print('?Zbyt duza wartosc funkcji');  
koniec:  
end
```

Andrzej Kubiak

ZASTOSOWANIE KOREKCYJNYCH KODÓW HAMMINGA  
DO POWIĘKSZANIA NIEZAWODNOŚCI LICZNIKÓW ELEKTRONICZNYCH

W pracy przedstawiono dwie metody wykorzystania kodów Hamminga do powiększania niezawodności liczników elektronicznych.

Zaproponowane metody różnią się sposobem korygowania wewnętrznych uszkodzeń licznika; w pierwszej korekcję realizuje blok wzbudzeń licznika, w drugiej - dodatkowy blok uniwersalnego dekodera.

Podano algorytm syntezy "niezawodnych liczników" korygujących pojedyncze uszkodzenia. Rozważania zilustrowano dwoma przykładami syntezy przeprowadzonej w języku Algol - 60 na EMC ODRA - 1204.

## 1. Wstęp

Liczniki elektroniczne należą do grupy najpopularniejszych cyfrowych układów funkcjonalnych. Ich powszechność w urządzeniach cyfrowych sprawia, iż wyróżniono je w szczegółowych rozważaniach nad powiększeniem niezawodności układów cyfrowych.

W chwili obecnej znana jest cała gama metod powiększania niezawodności kombinacyjnych i sekwencyjnych układów cyfrowych [2,3,4,6,10] - metod zróżnicowanych pod względem idei, zakresu stosowności oraz stopnia przydatności w konkretnych zastosowaniach.

Śród metod strukturalnych zasadnicze znaczenie posiadają cztery z nich, rozwijane w wielu wariantach:

- metoda interacyjnych "sieci hamakowych" /Moore'a i Shannona/
- metoda zwielokrotnienia z głosowaniem /J. von Neumanna/
- metoda czterokrotnienia /Tryona/
- metoda kodowania stanów układu cyfrowego słowami kodu samokorekcyjnego

Wszystkie te metody strukturalne zakładają oddzielne lub łączne stosowanie różnych form nadmiaru - strukturalnego, informacyjnego i czasowego, a zatem stosowanie ich w celu powiększenia niezawodności układu cyfrowego okupione jest wzrostem stopnia złożoności tego układu.

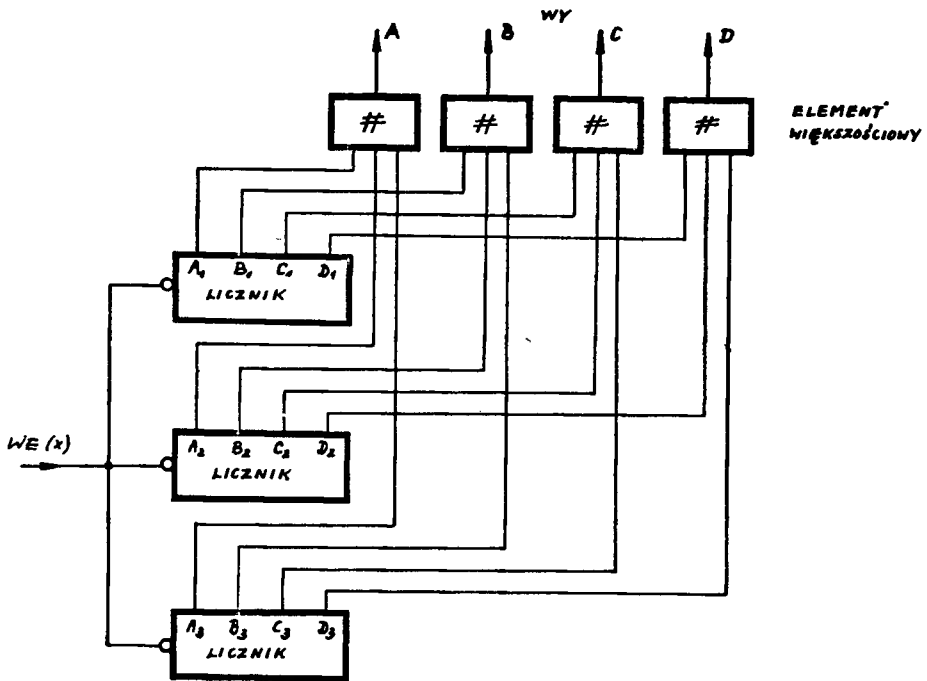
Ze względu na własności klasy układów sekwencyjnych, do których zaliczyć można liczniki, do powiększania ich niezawodności mogą mieć praktyczne zastosowanie tylko dwie spośród wymienionych metod: zwielokrotnienia z głosowaniem oraz kodowanie stanów licznika słowami kodu korekcyjnego.

W tym przypadku pierwszą metodą sensowną jest stosować w jej postaci 3-krotnej /TMR - Triple Modular Redundancy/ z elementem większościowym w charakterze organu głosującego. Metodę tę można interpretować jako szczególny przypadek stosowania kodu korekcyjnego - kodu łączonego o minimalnej odległości Hamminga  $d_H = 2t + 1 = N$  gdzie:  $t$  - krotność korygowanych jednoczesnych błędów

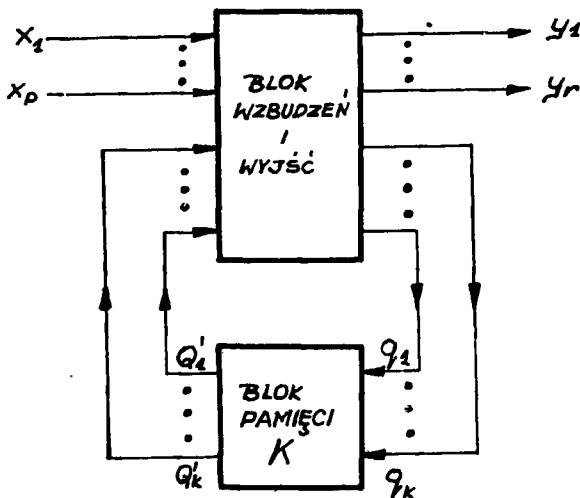
$N$  - krotność nadmiaru strukturalnego

Stosując metodę zwielokrotnienia w jej postaci TMR zastępujemy zawodny licznik układem jak na rys.1; tak więc zamiast jednego, stosujemy trzy identyczne liczniki i uzupełniamy je czterema trójowymi elementami większościowymi.

Zapożyczając z teorii kodów ideę samokorekcji można powiększyć niezawodność układu cyfrowego przez zastąpienie, w procesie kodowania stanów, minimalnego kodu binarnego przez kod korekcyjny [2,4,5,6,8,].



Wiąże się to z wprowadzeniem do pierwotnego zawadnego układu /rys.2/ zasadniczego nadmiaru strukturalnego, w postaci h dodatkowych elementów pamięciowych, warunkującego wystąpienia nadmiaru informacji o stanach układu.

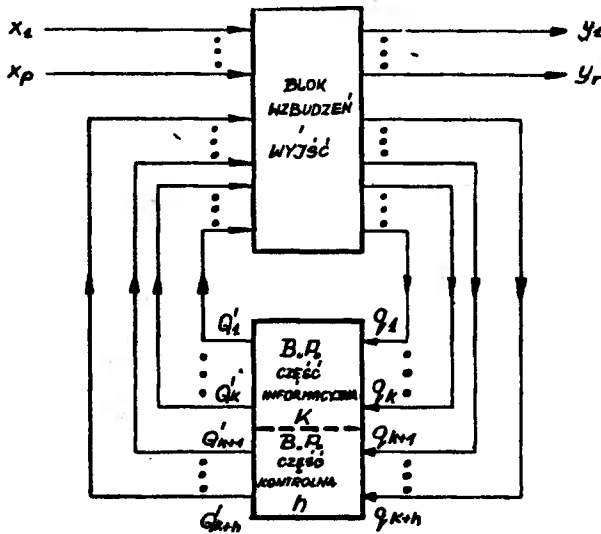


Rys.2. Schemat blokowy zawadnego układu sekwencyjnego.

Stworzony w ten sposób nadmiar informacji można wykorzystać do powiększenia niezawodności przez wprowadzenie dodatkowego nadmiaru strukturalnego, umożliwiającego detekcję i korekcję określonej klasy uszkodzeń.

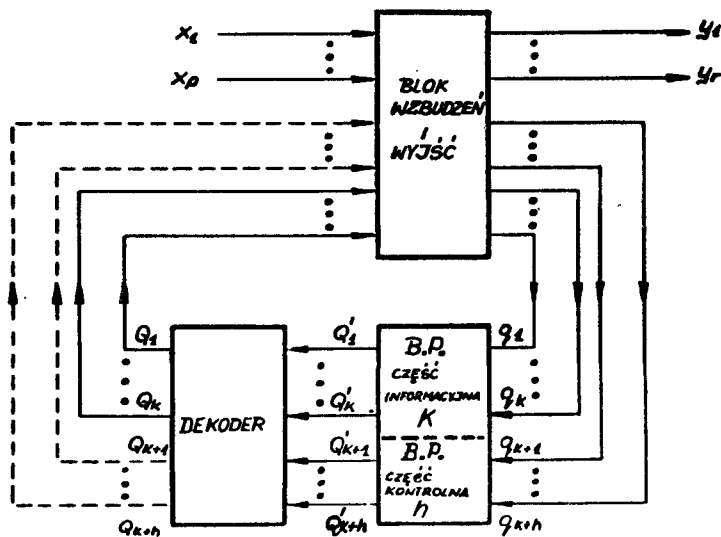
Detekcja, a następnie korekcja uszkodzeń może odbywać się albo w bloku wzbudzeń i wyjść układu, albo w dodatkowym bloku dekodera.

W pierwszym przypadku otrzymujemy dwublokowy układ o podwyższonej niezawodności /rys.3/ z rozbudowanymi blokami pamięciowymi / $k+h$  elementów pamięciowych/ i kombinacyjnymi.



Rys.3. Schemat blokowy "niezawodnego układu sekwencyjnego" z korekcją w bloku wzbudzeń i wyjść.

Zastosowanie drugiego sposobu prowadzi do trzyblokowego układu o podwyższonej niezawodności /rys.4/ składającego się z nadmiarowego bloku pamięciowego, zawierającego  $k+h$  elementów pamięciowych, rozbudowanego bloku wzbudzeń i wyjść oraz dodatkowego bloku dekodera.



Rys. 4. Schemat blokowy "niezawodnego układu sekwencyjnego" z korekcją w dodatkowym bloku dekodera.

2. Wykorzystanie kodów korekcyjnych do powiększenia niezawodności liczników elektronicznych.

### 2.1. Opis metody.

Niech dany będzie zawodny licznik

$$L = \langle S, 0, \delta, \varphi \rangle \quad (2.1)$$

gdzie:  $S$  - zbiór prawidłowych stanów wewnętrznych

$0$  - zbiór stanów wyjść

$\delta : S \rightarrow S$  - funkcja przejść

$\varphi : S \rightarrow 0$  - funkcja wyjść

Zakłada się występowanie niezależnych, trwałych i przemijających uszkodzeń elementów składających się na realizację licznika, przy czym prawdopodobieństwo uszkodzenia elementu pamięciowego /przerzutnika/ jest większe od prawdopodobieństwa uszkodzenia bramki logicznej.

Jako miarę niezawodności licznika przyjmujemy krotność korygowanych uszkodzeń.

Kodując jednoznacznie, w procesie syntezy zawodnego licznika, jego stany minimalną liczbą  $k$  zmiennych stanowych  $Q_j$  /gdzie  $Q_j$  - stan  $j$ -tego przerzutnika realizacji licznika/ otrzymamy ciągi binarne o długości  $k$ :

$$S_i = \{ Q_1 Q_2 \dots Q_k \} \quad (2.2)$$

gdzie:  $Q_j = \{0, 1\}$

$$k = \lceil \log_2 |S| \rceil$$

$$j = \overline{1, k}$$

$$i = \overline{1, |S|}$$

Dla pierwotnego licznika zawodnego szukamy ekwiwalentnej realizacji niezawodnej.

Aby powiększyć niezawodność licznika, tzn. uodpornić go na  $t$  jednoczesnych uszkodzeń /trwałych i przemijających/ wykorzystamy do kodowania jego stanów wewnętrznych binarne, liniowe, systematyczne kody korekcyjne korygujące  $t$  błędów, tzn. kody  $/n, k/$  o minimalnej odległości Hamminga  $[1, 9]$  :

$$d_H = 2t + 1 \quad (2.3)$$

gdzie:  $n$  - długość słowa kodowego

$k$  - liczba informacyjnych bitów słowa kodu korekcyjnego  
 $/n, k/$

Liczbę  $n$  zmiennych stanowych  $Q_j$  niezawodnego licznika /niezbędną do wytworzenia nadmiaru informacji zapewniającego zdolność korygowania  $t$  uszkodzeń/, przy danych  $n, k$  i  $d_H = 2t + 1$  można oszacować z granicy Warszawowa - Hilberta [3] :

$$\binom{n-1}{1} + \binom{n-1}{2} + \dots + \binom{n-1}{d_H-2} < 2^{n-k} - 1 \quad (2.4)$$

Kodując stany wewnętrzne licznika L słowami kodu korekcyjnego  $/n, k/$  otrzymamy ekwiwalenty pierwotnemu "niezawodny licznik":

$$L_R = \langle P, \sigma', \delta', \phi' \rangle \quad (2.5)$$

posiadający własność samokorygowania t jednocześnie uszkodzeń wewnętrznych.

Stany wewnętrzne  $p_1$  licznika  $L_R$  kodowane są ciągami binarnymi o długości  $n = k + h$ :

$$p_1 = /q_1 q_2 \dots q_k q_{k+1} \dots q_{k+h}/ = \{q_j\}_{k+h}, \quad (2.6)$$

a wartości  $h$  bitów kontrolnych w jednoznaczny sposób związane są z kombinacjami bitów informacyjnych przez warunek przynależności wektora kodowego do kodu  $/n, k/$  [9]:

$$\bar{v} \cdot H^T = \bar{0} \quad (2.7)$$

gdzie:  $\bar{v}$  - wektor kodowy traktowany jako macierz wierszowa

$H^T$  - transponowana macierz testów kodu  $/n, k/$

Zbiór  $P$  wszystkich stanów wewnętrznych "niezawodnego licznika"  $L_R$  można traktować jako sumę mnogościową zbioru  $S$  stanów poprawnych i zbioru  $R$  rozróżnialnych stanów przekłamanych:

$$P = S \cup R$$

$$i \quad S \cap R = \emptyset$$

gdzie:

$$S = \{s_1 \mid s_1 = (q_1 q_2 \dots q_k q_{k+1} \dots q_{k+h})\} - \text{zbiór stanów poprawnych}$$

$$R = \{r_1 \mid r_1 = (q'_1 q'_2 \dots q'_k q'_{k+1} \dots q'_{k+h})\} - \text{zbiór rozróżnia-$$

nych stanów przekłamanych, tzn. stanów, w kodach których co najmniej jeden spośród  $t$  bitów  $q'_j = \bar{q}_j$



$$k = \lceil \log_2 |S| \rceil$$

$$j = 1, m$$

$$l = 1, |S|$$

$$l = 1, |S| \cdot (2^{n-k} - 1)$$

Elementy zbioru  $S$  indukują na zbiorze  $R$  taki podział:

$$\prod_R = \{ \bar{B}_1; \bar{B}_2; \dots; \bar{B}_{|S|} \} \quad (2.8)$$

że z każdym blokiem  $B_{\pi}$  skojarzony jest według zasady maksymalnego podobieństwa jeden ze stanów  $s_i \in S$ , tzn.

$$\bigwedge s_i \in S \vee B_i \in \prod \longrightarrow \bigwedge r_c \in B_i \{ d_H / \bar{r}_c, \bar{s}_i / \leq t \}$$

Funkcje przejść i wyjść niezawodnej wersji  $L_R$  licznika  $L$  zdefiniujemy następująco:

$$\begin{aligned} \bigwedge r_c \in B_i \{ \delta' / x, r_c / = \delta / x, s_i / \} \\ \bigwedge r_c \in B_i \{ \varphi' / r_c / = \varphi / s_i / \} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Jeżeli  $L_R$ , zgodnie z algorytmem działania powinien przejść pod wpływem kolejnego impulsu wejściowego do stanu  $s_i$ , to spowodowane przez nekorygowalne uszkodzenie krotności  $t$ , przejście do dowolnego stanu  $r_p \notin B_i$  nazywamy uszkodzeniem "niezawodnego licznika"  $L_R$ , tzn. jeżeli

$$L_R \xrightarrow{x_i} s_i, \text{ to } L_R \xrightarrow{x_i} r_p \notin B_i =$$

jest uszkodzeniem  $L_R$ .

## 2.2. Struktura "niezawodnego licznika".

Aby według przedstawionej idei powiększyć niezawodność licznika, przydając mu własność samokorekcji  $t$  jednoczesnych uszkodzeń, należy wprowadzić:

- do jego bloku pamięci BP zasadniczy nadmiar strukturalny w po -

stacji  $h$  nadmiarowych elementów pamięciowych /przerzutników/,  
 - do bloku kombinacyjnego dodatkowy nadmiar strukturalny umożliwia-  
 jący wykorzystanie nadmiaru informacyjnego zawartego w słowach  
 kodu  $/n, k/$  w procesie korekcji uszkodzeń.

Korekcja uszkodzeń wewnętrznych niezawodnego licznika może być  
 przeprowadzona w bloku wzbudzeń licznika lub w dodatkowym bloku de-  
 kodera.

W obu przypadkach możliwe jest przeprowadzanie licznika z kory-  
 gowalnych stanów przekłamanych w poprawne według zasady maksymalnego  
 podobieństwa, tzn.  $d_H / \bar{r}_c, \bar{s}_1 / \leq t$  lub maksymalnego prawdopodobień-  
 stwa, tzn.

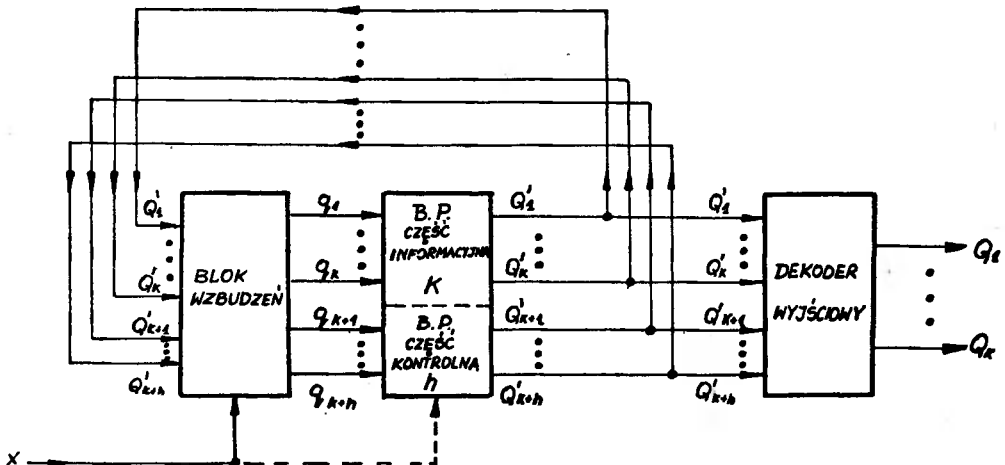
$$P(s_1) \cdot P\left(\frac{r_c}{s_1}\right) = \max. \quad (2.10)$$

gdzie:

$P(s_1)$  - prawdopodobieństwo znajdowania się licznika w sta-  
 nie  $s_1$ ,

$P(r_c/s_1)$  - prawdopodobieństwo ustawienia się licznika w stanie  
 $r_c$ , gdy powinien przyjąć stan  $s_1$ .

Druga z zasad wymaga znajomości rozkładu prawdopodobieństw  $P(s)$   
 i nie będzie tematem dalszych rozważań.



Rys. 5. Schemat blokowy niezawodnego licznika z korekcją w bloku wzbudzeń.

Przyjęcie zasady korygowania w bloku wzbudzeń prowadzi w swej istocie do dwublokowej realizacji "niezawodnego licznika" /rys. 5/ zawierającego: nadmiarowy BLOK PAMIĘCIOWY z  $k+h$  przerzutnikami oraz BLOK WZBUDZEŃ o złożoności powiększonej na skutek obarczenia go dodatkową funkcją korygowania uszkodzeń. Ponadto, w większości przypadków, "niezawodny licznik" musi zawierać DEKODER WYJŚCIOWY stanowiący przetwornik korekcyjnego kodu  $/n, k/$  na pierwotny minimalny kod binarny  $k$  pozycyjny.

Idea korygowania uszkodzeń w dodatkowym bloku dekodera prowadzi do trzyblokowej realizacji "niezawodnego licznika" /rys. 6/ z nadmiarowym BLOKIEM PAMIĘCIOWYM zawierającym  $k+h$  przerzutników, BLOKIEM WZBUDZEŃ oraz DODATKOWYM DEKODEREM, na który składają się: BLOK SYNDROMU, PRZETWORNIK  $c/c$  i KOREKTOR, w których realizowane są odpowiednio: detekcja i binarna indykacja uszkodzeń, wyznaczenie wektora błędu - sygnału korekcyjnego, korekcja uszkodzeń.

Blok syndromu wykonuje operację mnożenia modulo 2 wektora  $\bar{r}$  stanu licznika przez transponowaną macierz testów  $H^T$ , wyznaczając wektor syndromu  $\bar{a} = /a_1, a_2, \dots, a_n/$  stanowiący binarny zapis indeksów przekłamanych zmiennych stanowych  $Q_j'$ :

$$\bar{r} \otimes H^T = \bar{a} \quad (2.11)$$

$$\bar{r}_c = \bar{s}_1 \oplus \bar{z}_c \quad (2.12)$$

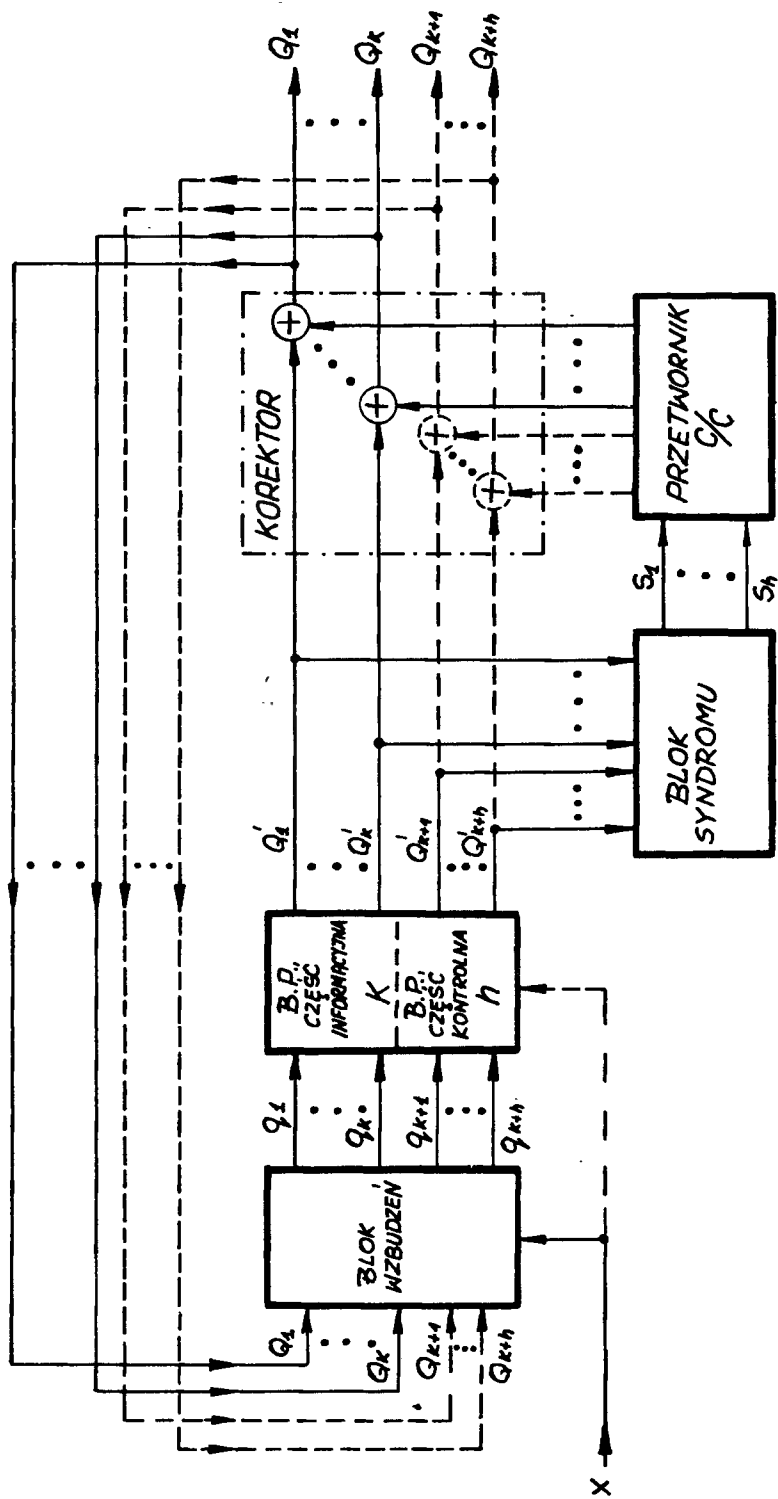
$$\bar{r}_c \otimes H^T = / \bar{s}_1 \oplus \bar{z}_c / \otimes H^T = \bar{z}_c \otimes H^T = \bar{a}, \quad (2.13)$$

gdzie:

$\bar{z}$  - wektor błędu

Realizowane w bloku przetwornika  $c/c$  wyznaczenie sygnału korekcyjnego /wektora błędu/ sprowadza się do wykonania transformacji  $\bar{a} \rightarrow \bar{z}$ , czyli cyfrowo - cyfrowego przetworzenia binarnego kodu indeksu przekłamanej zmiennej stanowej na kod "t z n" lub "t z k".

Waga otrzymanego w ten sposób sygnału korekcyjnego określa krotkość błędu, a indeksy bitów /jedynkowych/ wskazują przekłamane zmien-



Rys. 6. Schemat blokowy "niezawodnego licznika" z korekcją w dodatkowym bloku uniwersalnego dekodera.

ne stanowe.

Korekcja przekłamań odbywa się w bloku korektora według zależności:  $\bar{r}_c \oplus \bar{z}_c = \bar{s}_i$  (2,14)

Jak pokazano na rys.6 zmienne  $q_j$  wzbudzające przerzutniki BP "niezawodnego licznika" mogą być funkcjami skorygowanych bitów "informacyjnych" i "kontrolnych":

$$q_j = f / Q_1 Q_2 \dots Q_k Q_{k+1} \dots Q_{k+h} /$$

lub tylko funkcjami skorygowanych bitów "informacyjnych":

$$q_j = \varphi / Q_1, Q_2, \dots, Q_k /$$

gdzie:  $j = \overline{1, n}$ .

Przyjęcie zasady korygowania tylko przekłamań "bitów informacyjnych"  $Q_1, Q_2, \dots, Q_k$  teoretycznie upraszcza realizację bloku wzbudzeń, lecz wymaga podwyższonej niezawodności korektora zawierającego tylko  $k$  układów "różnic symetrycznych". Faktycznie ta pozorna redukcja zależności zmiennych wzbudzających od zmiennych stanowych może, przez zmniejszenie elastyczności procesu minimalizacji, spowodować zwiększenie złożoności bloku wzbudzeń.

Natomiast pierwsze rozwiązanie wymaga korektora złożonego z  $k+h$  układów "różnic symetrycznych" oraz  $/k+h/$  - wyjściowego przetwornika  $c/c$ .

Wybór jednego z dwóch przedstawionych wariantów nie może być zatem dokonany a priori, lecz wymaga każdorazowo porównania stopnia złożoności obu realizacji.

### 3. Algorytm syntezy "niezawodnych liczników" korygujących pojedyncze uszkodzenia wykorzystujący kod Hamminga $/n, k/$

Przedstawiony algorytm dotyczy syntezy liczników elektronicznych o powiększonej niezawodności realizowanych w dwóch wersjach:

A/ - z korekcją w bloku wzbudzeń

B/ - z korekcją w dodatkowym bloku uniwersalnego dekodera

dane:

- liczba stanów wewnętrznych licznika zawodnego  $N = |S|$ .

1° Przyjęcie minimalnego,  $k$  - bitowego binarnego kodu pierwotnego; gdzie:  $k = \lceil \log_2 N \rceil$ .

2° Wyznaczenie:

- długości kodu korekcyjnego " $n$ ":  $\binom{n-1}{1} < 2^{n-k} - 1$ ,

- macierzy testów  $H$  dla kodu  $/n, k/$

- transponowanej macierzy testów  $H^T$

3° Generowanie kodu  $/n, k/$

$$s = \hat{a} / Q_1 Q_2 \dots Q_k Q_{k+1} \dots Q_{k+h} /$$

$$s \cdot H^T = 0$$

$$Q_{k+j} = \sum_{i=1}^{i=k} h_{ij} \otimes Q_i \quad (3.1)$$

$$j = \overline{1, h}$$

gdzie:  $h_{ij}$  - elementy macierzy  $H$

ad. A

4A° Konstrukcja tablicy przejść i wzbudzeń "niezawodnego licznika" według zależności:

$$\delta'_R / x, r_c / = \delta / x, s_1 / \quad \text{dla } \wedge r_c \mid d_H / r_c, s_1 / \leq t.$$

$$\varphi'_R / r_c / = \varphi / s_1 /$$

5A° Synteza kombinacyjna bloku wzbudzeń i bloku dekodera wyjściowego:

a/ minimalizacja funkcji wzbudzeń i wyjść

b/ faktoryzacja funkcji wzbudzeń i wyjść

/konstrukcja sieci typu OR - AND, AND - OR lub TANT/

ad. B

4B<sup>o</sup> Konstrukcja tablicy przejść i wzbudzeń "niezawodnego licznika" z uwzględnieniem wyłącznie stanów poprawnych,

$$\text{tn. } s_i^{t+1} = \delta / x, s_i / t$$

tylko dla  $s_i \in S$ .

$$y_i = \varphi / s_i /$$

5B<sup>o</sup> Synteza uniwersalnego dekodera:

a/ synteza bloku syndromu:

$$\bar{r} \otimes H^T = \bar{a} ,$$

$$\bar{a} = / a_1 a_2 \dots a_n / ,$$

$$a_j = Q'_{k+j} \oplus \bigoplus_{i=1}^k h_{ij} \otimes Q_i \quad \text{dla } j = \overline{1, n} \quad (3.2)$$

b/ synteza przetwornika c/c

$$\bar{a} \rightarrow \bar{z} ,$$

$$z_l = f / a_1, a_2, \dots, a_n / \quad \text{dla } l = \overline{1, n} ,$$

$$z_{l+j} \oplus \bigoplus_{i=1}^k h_{ij} \otimes z_l = a_j \quad \text{dla } j = \overline{1, n} \quad (3.3)$$

c/ synteza korektora

$$\bar{r}_c \oplus \bar{z}_c = \bar{s}_1$$

$$Q_l = Q'_1 \oplus z_l \quad \text{dla } l = \overline{1, n} . \quad (3.4)$$

6B<sup>o</sup> Ewentualna synteza niezawodnościowa dekodera

- powiększenie niezawodności jego bloków /np. przez potrojenie lub czterokrotnienie/.

7B° Synteza kombinacyjna bloku wzbudzeń:

a/ minimalizacja funkcji wzbudzeń

b/ faktoryzacja funkcji wzbudzeń

/konstrukcja sieci typu OR - AND, AND - OR lub TANT/.

#### 4. Realizacje liczników o powiększonej niezawodności

Wykorzystując przedstawiony algorytm przeprowadzono syntezę, a następnie zrealizowano dwie wersje licznika o powiększonej niezawodności, różniące się sposobem korekcji uszkodzeń: w pierwszej korekcja dokonywana jest w bloku wzbudzeń, w drugiej - w uniwersalnym bloku dekodera.

W celu porównania obu proponowanych w punkcie 2.2 realizacji "niezawodnych liczników" w obu przykładach jako punkt wyjścia przyjęto identyczny zawodny licznik - synchroniczny licznik dekadowy liczący w kodzie BCD 1-2-4-8. W obu realizacjach założono samoczynną korekcję pojedynczych uszkodzeń w blokach pamięci i wzbudzeń licznika. W tym celu do kodowania stanów licznika wykorzystano kod Hamminga /n, k /.

$$\begin{aligned} \text{W obu wersjach: } N &= |S| = 10 \\ k &= \lfloor \log_2 10 \rfloor = 4 \\ t &= 1 \\ d_H &= 2t + 1 = 3 \\ z &= \binom{n-1}{1} < 2^{n-k} - 1 \end{aligned}$$

mamy:  $n = 7$ , czyli kod H /7, 4/.

Dla kodu Hamminga /7,4/ macierz testów ma wymiar  $7 \times 3$  i zawiera wszystkie niezerowe, 3-bitowe ciągi zerojedynkowe.

Przyjęto macierz testów w postaci:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$



Przyjmujemy następujący układ pozycji w 7-bitowych słowach kodujących stan liczników:

$$Q_1 \quad Q_2 \quad Q_3 \quad Q_4 \quad Q_5 \quad Q_6 \quad Q_7$$

gdzie:

$$Q_1 \quad Q_2 \quad Q_3 \quad - \text{pozycje kontrolne}$$

$$Q_4 \quad Q_5 \quad Q_6 \quad Q_7 \quad - \text{pozycje informacyjne}$$

Z warunku  $\{Q_j\}_n \cdot H^T = 0$

gdzie:

$$\{Q_j\}_n \quad - \quad n \text{ - bitowy ciąg kodowy}$$

$$j = \overline{1,7}, \quad n = 7$$

Otrzymujemy układ trzech równań określających wartości pozycji kontrolnych, jakie należy dopisać do poszczególnych słów kodu pierwotnego BCD 1-2-4-8 w procesie tworzenia kodu Hamminga /7,4/.

$$Q_1 = Q_4 \oplus Q_6 \oplus Q_7,$$

$$Q_2 = Q_4 \oplus Q_5 \oplus Q_6,$$

$$Q_3 = Q_5 \oplus Q_6 \oplus Q_7.$$

Graf niezawodnej /tzn. korygującej pojedyncze uszkodzenia/ wersji licznika dekadowego z pierwotnym kodem BCD 1-2-4-8 przedstawiono na rys. 7, a przyjętą w obu realizacjach korekcję według zasady maksymalnego podobieństwa ilustruje rys. 8.

W obu przypadkach w procesie syntezy bloku wzbudzeń i wyjść posługiwano się, opracowanym dla tego celu, maszynowym algorytmem minimalizacji funkcji przejść i wyjść napisanym w języku Algol-1204. Obliczenia przeprowadzono na EMC ODRA - 1204.





#### 4.1. Realizacja "niezawodnego licznika" z korekcją w bloku wzbudzeń

Przy tym sposobie korekcji uszkodzeń licznika, jego blok wzbudzeń musi zapewniać przejścia /tak jak zilustrowano to na rys.7/ nie tylko między sąsiednimi stanami poprawnymi, ale również między wszystkimi stanami z jedną przekłamaną pozycją kodową a poprawnym stanem następnym.

Przejścia, wzbudzenia i wyjścia licznika dla założonego typu przerzutników J-K przedstawiają tablice 1 i 2. Ze względu na silną nieokreśloność funkcji wzbudzeń i funkcji wyjść licznika oraz z uwagi na przyjęty w maszynowym programie minimalizacji sposób wprowadzania danych, rozważane funkcje podano w postaci dziesiętnej, określając każdą przy pomocy dwóch zbiorów " $q^0$ ,  $g^1$ " kombinacji wartości argumentów, dla których funkcja przyjmuje odpowiednio wartości 0 i 1.

W tablicach 3,4 i 5 podano odpowiednio:

- niezminimalizowane funkcje wzbudzeń
- niezminimalizowane funkcje wyjść opisujące dekodery kodu Hamminga /n, k/ na kod BCD 1-2-4-8
- niezminimalizowane funkcje wyjść opisujące dekodery kodu Hamminga /n, k/ na kod "1 z 10"

Efekty maszynowej minimalizacji funkcji wzbudzeń i wyjść "niezawodnego licznika" przeprowadzonej według programu w języku ALGOL-1204 na EMC ODRA 1204, podane w minimalnej postaci dysjunkcyjnej, przedstawiono w tablicach: 6, 7 i 8.

Ze względu na dostępność afirmacji i negacji zmiennych stanów licznika zrezygnowano z syntezy bloku wzbudzeń i dekodery w postaci trójwarstwowych sieci TANT, tworząc w systemie NAND dwuwarstwowe realizacje tych bloków. W tablicach 9, 10 i 11 podano minimalne postaci funkcji wzbudzeń i wyjść licznika przystosowane do realizacji w systemie NAND.

"Niezawodny licznik", stanowiący przedmiot syntezy, zrealizowano z cyfrowych obwodów scalonych TTL małej skali integracji.

Tablica 3

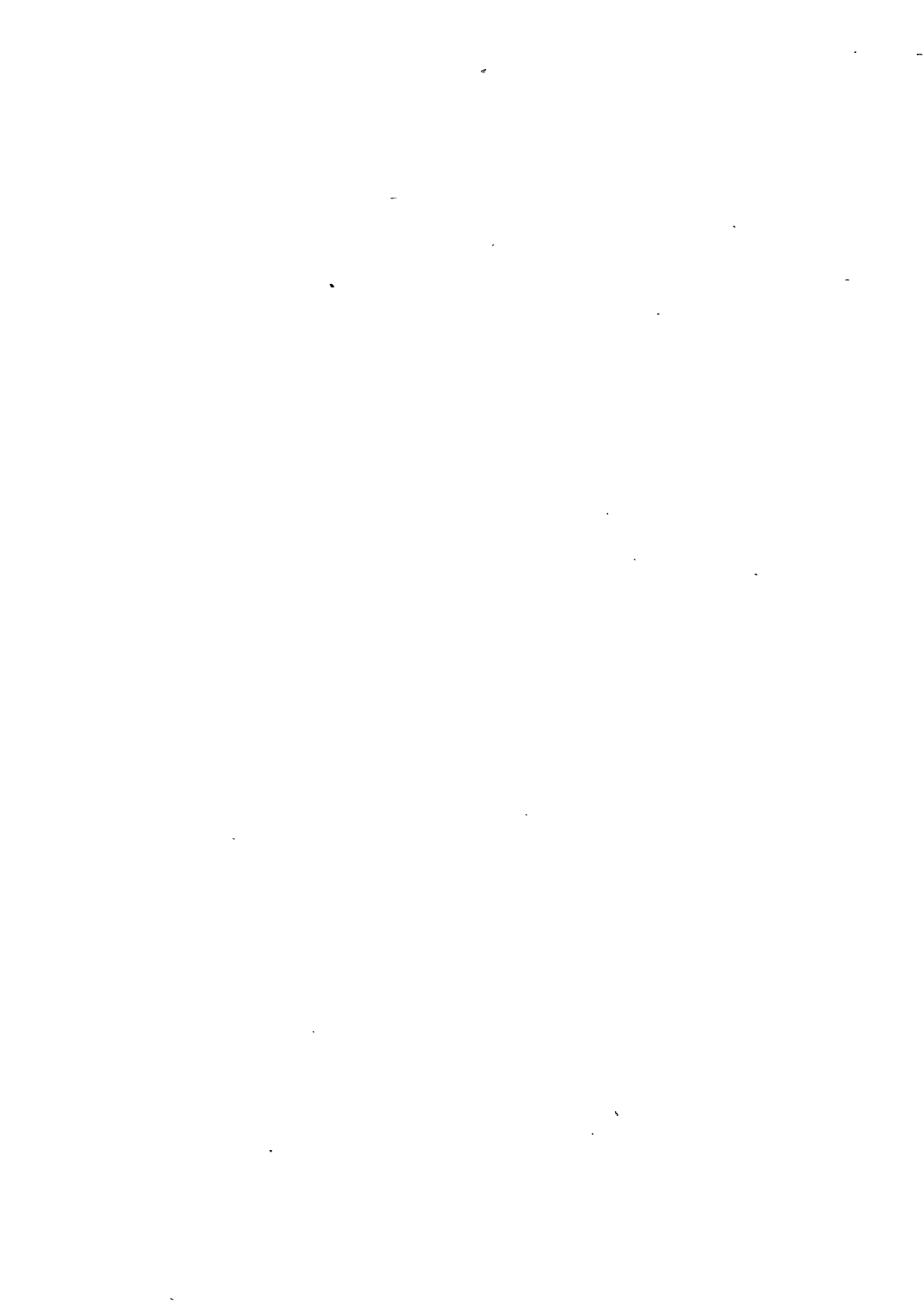
Stopień złożoności zrealizowanego "niezawodnego licznika"

LICZBA TYP ELEMENTU	"73"	"00"	"4"	"10"	"20"	"30"	RAZEM MIKROUKŁADÓW: w:
	FF J-K	4xNAND	6xNOT	3xNAND	2xDIAND	1xNAND	
BRAMEK	7	25	4	52	22	19	LICZNIKU BEZ DEKODERA WY.  60 szt.
MIKROUKŁADÓW	$3\frac{1}{2}$	$6\frac{1}{4}$	$\frac{4}{6}$	$17\frac{1}{3}$	11	19	
BRAMEK	-	-	3	7	27	12	DEKODERZE H /7,4/ BCD 1-2-4-8  30 szt.
MIKROUKŁADÓW	-	-	$\frac{1}{2}$	$2\frac{1}{3}$	$13\frac{1}{2}$	12	
BRAMEK	-	-	-	2	32	14	DEKODERZE H/7,4/ "1z10"  31 szt.
MIKROUKŁADÓW	-	-	-	$\frac{2}{3}$	16	14	
BRAMEK	4	5	-	3	-	-	ZAWODNYM LICZNIKU  5 szt.
MIKROUKŁADÓW	2	$1\frac{1}{4}$	-	-	-	-	

Schemat "niezawodnego licznika" z korekcją w bloku wzbudzeń, odpornego na pojedyncze uszkodzenia swych elementów przedstawiono na rys.9. Licznik koryguje wszystkie pojedyncze uszkodzenia elementów bloku pamięciowego i bloku wzbudzeń; wymaga jednak, ze względu na przyjęty sposób korekcji /na jego wyjściu pojawia się nieskorygowane słowo kodowe/, dodatkowego dekodera przetwarzającego nieskorygowane słowa kodu H /7,4/ na skorygowane ciągi kodu nienadmiarowego/ w tym przypadku BCD 1-2-4-8 lub "1 z 10"/.

Realizacja dekodery kodu Hamminga /7,4/ na kod BCD 1-2-4-8 oraz na kod "1 z 10" przedstawiono na rys. 10 i 11.





Tablica 4

Funkcja wzbudzeń nadmiarowego licznika dekadowego

Kod pierwotny: B C D 1-2-4-8

Kod H/7,4/; przerzutniki J-K

$$J_1^1 = \Sigma / 0, 1, 2, 4, 8, 10, 14, 16, 18, 20, 24, 24, 26, 27, 28, 30, \\ 32, 36, 38, 42, 44, 46, 47, 48, 52, 53, 54, 58, 60, 62/$$

$$J_1^0 = \Pi / 6, 17, 25, 40, 41, 49, 50, 56, 57, 59, 61/$$

$$K_1^1 = \Sigma / 65, 66, 68, 70, 71, 72, 78, 80, 81, 82, 83, 85, 86, 89, 96, \\ 98, 102, 104, 105, 106, 108, 112, 113, 114, 115, 118, 120, \\ 121, 122/$$

$$K_1^0 = \Pi / 64, 76, 84, 88, 90, 92, 93, 94, 110, 116, 124/$$


---

$$J_2^1 = \Sigma / 0, 1, 2, 4, 6, 8, 16, 17, 28, 64, 65, 66, 68, 70, 71, 72, \\ 76, 78, 80, 81, 83, 84, 85, 86, 88, 89, 92, 93, 94/$$

$$J_2^0 = \Pi / 10, 14, 18, 20, 24, 25, 26, 27, 30, 82, 90/$$

$$K_2^1 = \Sigma / 36, 38, 41, 42, 44, 46, 47, 48, 49, 50, 52, 53, 54, 56, 57, \\ 58, 59, 60, 61, 62, 98, 110, 112, 114, 115, 116, 118, 121, \\ 122/$$

$$K_2^0 = \Pi / 32, 40, 96, 102, 104, 105, 106, 108, 113, 120, 124/$$


---

$$J_3^1 = \Sigma / 14, 36, 38, 40, 42, 44, 46, 47, 65, 72, 76, 96, 98, 104, \\ 105, 106, 108, 110/$$

$$J_3^0 = \Pi / 0, 1, 2, 4, 6, 8, 10, 32, 41, 64, 66, 68, 70, 71, 78, 102/$$

$$K_3^1 = \Sigma / 16, 18, 24, 25, 26, 27, 30, 49, 56, 57, 58, 59, 61, 86, 90, \\ 121/$$

$$K_3^0 = \Pi / 17, 20, 28, 48, 50, 52, 53, 54, 60, 62, 80, 82, 82, 83, 84, \\ 85, 88, 89, 92, 93, 94, 112, 113, 114, 115, 116, 118, 120, \\ 122, 124/$$



$$J_4^1 = \Sigma / 0, 1, 2, 4, 6, 16, 17, 20, 32, 36, 48, 50, 52, 53, 54, 64, \\ 65, 66, 68, 70, 71, 80, 81, 82, 83, 85, 86, 98, 102, 112, \\ 113, 114, 115, 116, 118/$$

$$J_4^0 = \Pi / 18, 38, 49, 84, 96/$$

$$K_4^1 = \Sigma / 10, 14, 24, 25, 26, 27, 28, 30, 40, 41, 42, 44, 46, 47, 56, \\ 57, 58, 59, 61, 62, 72, 76, 88, 90, 92, 93, 94, 104, 105, \\ 106, 108, 110, 120, 121, 124/$$

$$K_4^0 = \Pi / 8, 60, 78, 89, 122/$$


---

$$J_5^1 = \Sigma / 10, 18, 24, 26, 27, 40, 48, 58, 66, 72, 90, 96, 104, 105, \\ 106, 120/$$

$$J_5^0 = \Pi / 0, 1, 2, 8, 16, 17, 25, 32, 41, 42, 49, 50, 56, 57, 59, 64, \\ 65, 80, 81, 82, 83, 88, 89, 98, 112, 113, 114, 115, 121, 122/$$

$$K_5^1 = \Sigma / 4, 14, 28, 38, 44, 46, 47, 61, 62, 76, 84, 85, 92, 93, 94, \\ 110, 118, 124/$$

$$K_5^0 = \Pi / 6, 20, 30, 36, 52, 53, 54, 60, 68, 70, 71, 78, 86, 102, 108, \\ 116/$$


---

$$J_6^1 = \Sigma / 24, 28, 68, 76, 84, 88, 92, 93, 112, 124/$$

$$J_6^0 = \Pi / 0, 1, 4, 8, 16, 17, 20, 25, 32, 36, 40, 41, 44, 48, 49, 52, \\ 53, 56, 57, 60, 61, 64, 65, 72, 80, 81, 85, 89, 96, 104, 105, \\ 108, 113, 116, 120, 121/$$

$$K_6^1 = \Sigma / 2, 14, 38, 42, 46, 47, 54, 59, 62, 83, 106, 110/$$

$$K_6^0 = \Pi / 6, 10, 18, 26, 27, 30, 50, 58, 66, 70, 71, 78, 82, 86, 90, \\ 94, 98, 102, 114, 115, 118, 122/$$

$$J_7^1 = \Sigma / 14, 38, 42, 44, 46, 62, 80, 110/$$

$$J_7^0 = \Pi / 0, 2, 4, 6, 8, 10, 16, 18, 20, 24, 26, 28, 30, 32, 36, 40, \\ 48, 50, 52, 56, 58, 60, 64, 66, 68, 70, 72, 76, 79, 82, 84,$$

86, 88, 90, 92, 94, 96, 98, 102, 104, 106, 108, 112, 114, 116,  
118, 120, 122, 124/

$K_7^1 = \Sigma / 1, 25, 27, 41, 49, 53, 57, 59, 61, 71, 93, 105, 115, 121 /$

$K_7^0 = \Pi / 17, 47, 65, 81, 83, 85, 89, 113 /$

Tablica 5

Funkcje wyjść nadmiarowego licznika dekadowego

Kod pierwotny: BCD 1-2-4-8. Kod H /7,4/; przerzutniki J-K

$$P_1^1 = \Sigma / 10, 14, 18, 24, 25, 26, 27, 28, 30, 38, 40, 41, 42, 44, \\ 46, 47, 49, 56, 57, 58, 59, 61, 62, 72, 76, 84, 88, 90, 92, \\ 93, 94, 96, 104, 105, 106, 108, 110, 120, 121, 124/$$

$$P_1^0 = \Pi / 0, 1, 2, 4, 6, 8, 16, 17, 20, 32, 36, 48, 50, 52, 53, 54, \\ 60, 64, 65, 66, 68, 70, 71, 78, 80, 81, 82, 83, 85, 86, 89, \\ 89, 98, 102, 112, 113, 114, 115, 116, 118, 122/$$


---

$$P_2^1 = \Sigma / 6, 14, 20, 28, 36, 38, 42, 44, 46, 47, 48, 52, 53, 54, 60, \\ 62, 66, 68, 70, 71, 76, 78, 84, 86, 88, 92, 93, 94, 102, \\ 110, 116, 124/$$

$$P_2^0 = \Pi / 0, 1, 2, 4, 8, 10, 16, 17, 18, 24, 25, 26, 27, 30, 32, 40, \\ 41, 49, 50, 56, 57, 58, 59, 61, 64, 65, 72, 80, 81, 82, 83, \\ 85, 89, 90, 96, 98, 104, 105, 106, 108, 112, 113, 114, 115, \\ 118, 120, 121, 122/$$


---

$$P_3^1 = \Sigma / 6, 10, 14, 18, 24, 26, 27, 30, 38, 42, 44, 46, 47, 50, 58, \\ 62, 66, 68, 70, 71, 78, 82, 86, 90, 98, 102, 110, 112, 114, \\ 115, 118, 122/$$

$$P_3^0 = \Pi / 0, 1, 2, 4, 8, 16, 17, 20, 25, 28, 32, 36, 40, 41, 48, 49, \\ 52, 53, 54, 56, 57, 59, 60, 61, 64, 65, 72, 76, 80, 81, 83, \\ 84, 85, 88, 89, 92, 93, 94, 96, 104, 105, 106, 108, 113, \\ 116, 120, 121, 124/$$


---

$$P_4^1 = \Sigma / 17, 25, 41, 49, 56, 57, 59, 61, 65, 80, 81, 83, 85, 89, \\ 113, 121/$$

$$P_4^0 = \Pi / 1, 2, 4, 6, 8, 10, 14, 16, 18, 20, 24, 26, 27, 28, 30, \\ 32, 36, 38, 40, 42, 44, 46, 47, 48, 50, 52, 53, 54, 58, 60,$$

62, 64, 66, 68, 70, 71, 72, 76, 78, 84, 86, 88, 90, 92, 93,  
94, 96, 98, 102, 104, 105, 106, 108, 110, 112, 114, 115, 116,  
118, 120, 122, 124/

Tablica 6

Zdekodowane funkcje wyjść nadmiarowego licznika dekadowego

Kod pierwotny: BCD 1-2-4-8. Kod H /7,4/; przerzutniki J-K

$$F_0^1 = \Sigma /0, 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64/$$

$$F_1^1 = \Sigma /40, 72, 96, 104, 105, 106, 108, 120/$$

$$F_2^1 = \Sigma /20, 36, 48, 52, 53, 54, 60, 116/$$

$$F_3^1 = \Sigma /28, 76, 84, 88, 92, 93, 94, 124/$$

$$F_4^1 = \Sigma /50, 82, 98, 112, 114, 115, 118, 122/$$

$$F_5^1 = \Sigma /10, 18, 24, 26, 27, 30, 58, 90/$$

$$F_6^1 = \Sigma /6, 66, 68, 70, 71, 78, 86, 102/$$

$$F_7^1 = \Sigma /14, 38, 42, 44, 46, 47, 62, 110/$$

$$F_8^1 = \Sigma /17, 65, 80, 81, 83, 85, 89, 113/$$

$$F_9^1 = \Sigma /25, 41, 49, 56, 57, 59, 61, 121/$$

$$F_1 = \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq 1}}^{j=9} F_j^1$$





Tablica 7

Funkcja wzbudzeń nadmiarowego licznika dekadowego

Kod H /7,4/

$$J_1 = \bar{a}_4 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + a_4 a_6 \bar{a}_7 + \bar{a}_2 \bar{a}_3 \bar{a}_5 + \bar{a}_2 a_3 a_6 + \bar{a}_2 a_3 \bar{a}_7 + a_2 \bar{a}_4 a_5 + a_2 a_5 \bar{a}_7 + \\ + a_2 a_5 a_6$$

lub

$$J_1 = \bar{a}_4 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + a_4 a_6 \bar{a}_7 + \bar{a}_2 \bar{a}_3 \bar{a}_6 + \bar{a}_2 \bar{a}_5 a_6 + \bar{a}_2 a_3 \bar{a}_7 + \bar{a}_4 a_5 a_7 + a_2 a_5 \bar{a}_7 + \\ + a_4 a_5 a_6$$

$$K_1 = \bar{a}_2 \bar{a}_3 a_6 + \bar{a}_3 \bar{a}_4 a_5 + \bar{a}_3 a_4 \bar{a}_5 + a_3 \bar{a}_4 \bar{a}_5 + a_2 \bar{a}_3 \bar{a}_6 + \bar{a}_4 a_7 + \bar{a}_5 a_7 + \\ + \bar{a}_4 a_6 + a_2 \bar{a}_5$$

$$J_2 = \bar{a}_4 \bar{a}_5 \bar{a}_6 + a_4 a_5 \bar{a}_6 + \bar{a}_3 \bar{a}_4 + \bar{a}_3 \bar{a}_6 + a_1 \bar{a}_6 + a_1 a_5 + a_1 a_7$$

lub

$$J_2 = \bar{a}_4 \bar{a}_5 \bar{a}_6 + a_4 a_5 \bar{a}_6 + \bar{a}_3 \bar{a}_4 + \bar{a}_3 \bar{a}_6 + a_1 \bar{a}_6 + a_1 a_5 + \bar{a}_4 a_7$$

$$K_2 = \bar{a}_4 \bar{a}_5 a_6 + a_3 \bar{a}_4 \bar{a}_7 + a_4 a_5 a_6 + a_3 a_4 a_7 + \bar{a}_1 a_7 + \bar{a}_1 a_6 + \bar{a}_1 a_5 + \\ + \bar{a}_1 a_3 + a_3 a_6$$

$$J_3 = \bar{a}_1 a_4 a_5 + \bar{a}_1 a_2 a_5 + a_2 a_4 \bar{a}_7 + a_1 \bar{a}_6 a_7 + a_1 a_4 \bar{a}_6 + a_1 a_2 \bar{a}_5$$

$$K_3 = \bar{a}_1 \bar{a}_2 \bar{a}_5 \bar{a}_7 + \bar{a}_2 \bar{a}_4 a_5 a_6 + \bar{a}_2 a_4 \bar{a}_5 a_6 + \bar{a}_1 a_2 \bar{a}_5 a_7 + \bar{a}_1 \bar{a}_2 a_6 + \bar{a}_1 a_4 \bar{a}_5 + \\ + a_2 a_4 a_7$$

$$J_4 = \bar{a}_2 \bar{a}_5 \bar{a}_6 + \bar{a}_1 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + a_2 a_3 a_6 + a_1 a_2 a_3 + \bar{a}_2 \bar{a}_3 + a_5 a_7 + a_1 a_6$$

$$K_4 = \bar{a}_1 \bar{a}_2 a_3 + a_2 \bar{a}_5 \bar{a}_6 + a_1 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + \bar{a}_2 a_3 a_6 + \bar{a}_1 a_6 + a_2 \bar{a}_3 + a_5 a_7$$



lub

$$K_4 = \bar{a}_1 a_3 \bar{a}_5 + \bar{a}_2 a_3 \bar{a}_7 + a_1 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + a_5 \bar{a}_7 + \bar{a}_1 a_6 + a_2 \bar{a}_3 + a_2 a_7$$


---

$$J_5 = \bar{a}_1 a_2 a_3 \bar{a}_4 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + \bar{a}_1 \bar{a}_2 a_3 a_4 \bar{a}_7 + a_2 \bar{a}_3 a_4 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + \bar{a}_1 a_3 a_4 a_6 \bar{a}_7 + \\ + a_1 a_2 a_4 \bar{a}_6 \bar{a}_7 + \bar{a}_1 \bar{a}_2 a_3 a_6 + a_1 \bar{a}_2 \bar{a}_3 a_6 + a_1 a_2 \bar{a}_3 \bar{a}_6 + \bar{a}_2 a_4 a_6 + a_1 \bar{a}_3 a_4$$

$$K_5 = \bar{a}_1 \bar{a}_2 \bar{a}_3 \bar{a}_6 + \bar{a}_1 a_2 \bar{a}_3 a_6 + a_1 \bar{a}_2 a_3 \bar{a}_6 + a_1 a_2 a_3 a_6 + \bar{a}_1 \bar{a}_3 a_4 + \bar{a}_2 a_4 \bar{a}_6 + \\ + a_2 a_4 a_6 + a_1 a_3 a_4 + a_4 a_7$$


---

$$J_6 = a_1 a_2 a_3 \bar{a}_4 \bar{a}_5 \bar{a}_7 + \bar{a}_2 a_3 a_4 \bar{a}_7 + a_1 \bar{a}_2 a_5 \bar{a}_7 + a_1 a_3 a_4 a_5$$

$$K_6 = \bar{a}_1 \bar{a}_3 \bar{a}_4 \bar{a}_5 + \bar{a}_1 \bar{a}_3 a_4 a_5 + a_1 \bar{a}_2 a_3 a_7 + \bar{a}_1 a_2 a_5 + a_2 \bar{a}_3 a_4 + a_2 a_4 a_7$$


---

$$J_7 = a_1 \bar{a}_2 a_3 \bar{a}_4 \bar{a}_5 \bar{a}_6 + \bar{a}_1 \bar{a}_3 a_4 a_5 + \bar{a}_1 a_2 \bar{a}_3 a_6 + a_2 a_4 a_5 a_6$$

$$K_7 = \bar{a}_1 \bar{a}_3 \bar{a}_5 + \bar{a}_1 a_4 \bar{a}_5 + \bar{a}_1 a_2 a_3 + a_3 a_4 a_5 + a_2 a_3 a_6 + a_1 a_5 a_6 + a_1 a_2 a_4$$

Tablica 8

Funkcje wyjść nadmiarowego licznika dekadowego

Kod H /7,4/

$$P_1 = Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_5 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7 + \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_6 + \bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_5 Q_7 + \bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_6 + Q_1 Q_2 \bar{Q}_3 \bar{Q}_6 + \\ + \bar{Q}_1 Q_3 Q_4 \bar{Q}_5 + \bar{Q}_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_7 + Q_1 Q_4 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7 + Q_1 Q_2 Q_4 \bar{Q}_6 + \bar{Q}_1 Q_4 Q_6 + Q_2 \bar{Q}_3 Q_4 + \\ + Q_4 Q_5 Q_7$$

$$P_2 = \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7 + Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7 + \bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_6 + Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 Q_6 + Q_3 Q_5 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7 + \\ + \bar{Q}_1 Q_2 Q_5 \bar{Q}_7 + \bar{Q}_3 Q_5 Q_6 + Q_1 \bar{Q}_2 Q_5 \bar{Q}_7 + Q_2 \bar{Q}_4 Q_6 Q_7 + Q_1 Q_3 Q_4 Q_5$$

$$P_3 = \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_7 + Q_1 Q_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_7 + \bar{Q}_1 \bar{Q}_3 Q_4 Q_5 + Q_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 Q_5 + \bar{Q}_2 Q_4 Q_6 Q_7 + \\ + \bar{Q}_1 Q_4 Q_6 \bar{Q}_7 + Q_3 \bar{Q}_5 Q_6 \bar{Q}_7 + Q_1 \bar{Q}_4 Q_6 \bar{Q}_7 + Q_1 Q_2 Q_3 Q_6 + \bar{Q}_3 Q_5 Q_6$$

$$P_4 = Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6 + \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6 + \bar{Q}_1 Q_4 \bar{Q}_6 Q_7 + Q_3 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6 Q_7 + Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_5 Q_7 + \\ + Q_1 \bar{Q}_4 \bar{Q}_6 Q_7 + Q_2 Q_3 Q_4 Q_7$$

Zdekodowane funkcje wyjść nadmiarowego licznika dekadowego

Kod H /7,4/

$$F_0 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_4\bar{Q}_5\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + \bar{Q}_2\bar{Q}_3\bar{Q}_4\bar{Q}_5\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + \bar{Q}_1\bar{Q}_3\bar{Q}_4\bar{Q}_5 + \bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3\bar{Q}_6$$

$$F_1 = Q_2\bar{Q}_3Q_4\bar{Q}_5\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + Q_1Q_2Q_4\bar{Q}_5\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + Q_1\bar{Q}_3Q_4\bar{Q}_5 + Q_1Q_2\bar{Q}_3\bar{Q}_6$$

$$F_2 = \bar{Q}_1Q_2Q_3\bar{Q}_4\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + \bar{Q}_1Q_2Q_3Q_5\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + \bar{Q}_1Q_3\bar{Q}_4Q_5 + Q_2\bar{Q}_4Q_5\bar{Q}_6$$

$$F_3 = Q_1\bar{Q}_2Q_3Q_5\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + Q_1\bar{Q}_2Q_3Q_4\bar{Q}_6\bar{Q}_7 + \bar{Q}_2Q_4Q_5\bar{Q}_6 + Q_1Q_3Q_4Q_5$$

$$F_4 = Q_1Q_3\bar{Q}_4\bar{Q}_5Q_6\bar{Q}_7 + Q_1Q_2Q_3\bar{Q}_4\bar{Q}_5\bar{Q}_7 + Q_2\bar{Q}_4\bar{Q}_5Q_6 + Q_1Q_2Q_3Q_6$$

$$F_5 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3Q_4\bar{Q}_5\bar{Q}_7 + \bar{Q}_1Q_3Q_4\bar{Q}_5Q_6\bar{Q}_7 + \bar{Q}_2Q_4\bar{Q}_5Q_6 + \bar{Q}_1\bar{Q}_2Q_3Q_6$$

$$F_6 = \bar{Q}_2\bar{Q}_4Q_5Q_6 + Q_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3Q_6 + Q_1\bar{Q}_3\bar{Q}_4Q_5$$

$$F_7 = \bar{Q}_1\bar{Q}_3Q_4Q_5 + \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_3Q_6 + Q_2Q_4Q_5Q_6$$

$$F_8 = Q_1\bar{Q}_2Q_3\bar{Q}_4\bar{Q}_5\bar{Q}_6 + \bar{Q}_2Q_3\bar{Q}_4Q_7 + Q_1\bar{Q}_2\bar{Q}_5Q_7 + Q_1\bar{Q}_4\bar{Q}_6\bar{Q}_7$$

$$F_9 = \bar{Q}_1Q_2Q_3Q_4\bar{Q}_5\bar{Q}_6 + \bar{Q}_1Q_4\bar{Q}_6Q_7 + \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_5Q_7 + Q_2\bar{Q}_3Q_4Q_7$$

Tablica 10

Funkcje wzbudzeń nadmiarowego licznika dekadowego

Kod H /7,4/

Realizacja w systemie NAND

$$J_1 = \overline{\overline{Q_4 Q_6 Q_7}} \quad \overline{Q_4 Q_6 \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_5}}} \quad \overline{\overline{Q_2 Q_3 Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_2 Q_3 \overline{Q_7}}} \quad \overline{Q_2 \overline{Q_4} Q_5} \quad \overline{Q_2 Q_5 \overline{Q_7}} \quad \overline{Q_2 Q_5 Q_6}$$

$$K_1 = \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_3} Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_3 \overline{Q_4} Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_3 Q_4 \overline{Q_5}}} \quad \overline{\overline{Q_3 \overline{Q_4} \overline{Q_5}}} \quad \overline{Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_4 Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_5 Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_4 Q_6}} \quad \overline{Q_2 \overline{Q_5}}$$


---

$$J_2 = \overline{\overline{Q_4 \overline{Q_5} \overline{Q_6}}} \quad \overline{Q_4 Q_5 \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_3 \overline{Q_4}}} \quad \overline{\overline{Q_3 \overline{Q_6}}} \quad \overline{Q_1 \overline{Q_6}} \quad \overline{Q_1 Q_5} \quad \overline{Q_1 Q_7}$$

$$K_2 = \overline{\overline{Q_4 \overline{Q_5} Q_6}} \quad \overline{Q_3 \overline{Q_4} \overline{Q_7}} \quad \overline{Q_4 Q_5 Q_6} \quad \overline{Q_3 Q_4 Q_7} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_3}} \quad \overline{Q_3 Q_6}$$


---

$$J_3 = \overline{\overline{Q_1 Q_4 Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_2 Q_5}} \quad \overline{Q_2 Q_4 \overline{Q_7}} \quad \overline{Q_1 \overline{Q_6} Q_7} \quad \overline{Q_1 Q_4 \overline{Q_6}} \quad \overline{Q_1 Q_2 \overline{Q_5}}$$

$$K_3 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_5} \overline{Q_7}}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} Q_5 Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_2 Q_4 \overline{Q_5} Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_2 \overline{Q_5} Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_4 \overline{Q_5}}} \quad \overline{Q_2 Q_4 Q_7}$$

$$J_4 = \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_5} \overline{Q_6}}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_6} \overline{Q_7}}} \quad \overline{Q_2 Q_3 Q_6} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_3} \quad \overline{Q_2 Q_3} \quad \overline{Q_5 Q_7} \quad \overline{Q_1 Q_6}$$

$$K_4 = \overline{\overline{Q_1 Q_3 \overline{Q_5}}} \quad \overline{\overline{Q_2 Q_3 \overline{Q_7}}} \quad \overline{Q_1 \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{Q_1 Q_3 Q_5} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_6}} \quad \overline{Q_2 \overline{Q_3}} \quad \overline{Q_2 Q_7} \quad \overline{Q_5 Q_7}$$


---

$$J_5 = \overline{\overline{Q_1 Q_2 Q_3 \overline{Q_4} \overline{Q_6} \overline{Q_7}}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} Q_3 Q_4 \overline{Q_7}}} \quad \overline{Q_2 \overline{Q_3} Q_4 \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_3 Q_4 Q_6 \overline{Q_7}}} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_4 \overline{Q_6} \overline{Q_7}}$$

$$\overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} Q_3 Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} Q_6}} \quad \overline{Q_1 Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_2 Q_4 Q_6}} \quad \overline{Q_1 \overline{Q_3} Q_4}$$

$$K_5 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}}} \quad \overline{\overline{Q_1 Q_2 \overline{Q_3} Q_6}} \quad \overline{Q_1 \overline{Q_2} Q_3 \overline{Q_6}} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_3 Q_6} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} Q_4}} \quad \overline{\overline{Q_2 Q_4 Q_6}} \quad \overline{Q_2 Q_4 Q_6}$$

$$\overline{Q_1 Q_3 Q_4} \quad \overline{Q_4 Q_7}$$


---

$$J_6 = \overline{Q_1 Q_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_7} \quad \overline{\bar{Q}_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_5 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 Q_3 Q_4 Q_5}$$

$$K_6 = \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5} \quad \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_3 Q_4 Q_5} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_7} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 Q_5} \quad \overline{Q_2 \bar{Q}_3 Q_4} \quad \overline{Q_2 Q_4 Q_7}$$


---

$$J_7 = \overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6} \quad \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_3 Q_4 Q_5} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_6} \quad \overline{Q_2 Q_4 Q_5 Q_6}$$

$$K_7 = \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_5} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_4 \bar{Q}_5} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 Q_3} \quad \overline{Q_3 Q_4 Q_5} \quad \overline{Q_2 Q_3 Q_6} \quad \overline{Q_1 Q_5 Q_6} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_4}$$

Tablica 11

Funkcje wyjść nadmiarowego licznika dekadowego

Kod H /7,4/

Realizacja w systemie NAND

$$P_1 = \overline{\overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_5 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_6} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_5 Q_7} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_6} \quad \overline{Q_1 Q_2 \bar{Q}_3 \bar{Q}_6} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_3 Q_4 \bar{Q}_5}}$$

$$\overline{\bar{Q}_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 Q_4 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_4 \bar{Q}_6} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_4 Q_6} \quad \overline{Q_2 \bar{Q}_3 Q_4} \quad \overline{Q_4 Q_5 Q_7}$$

$$P_2 = \overline{\bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 Q_4 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_6} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 Q_6} \quad \overline{Q_3 Q_5 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7}$$

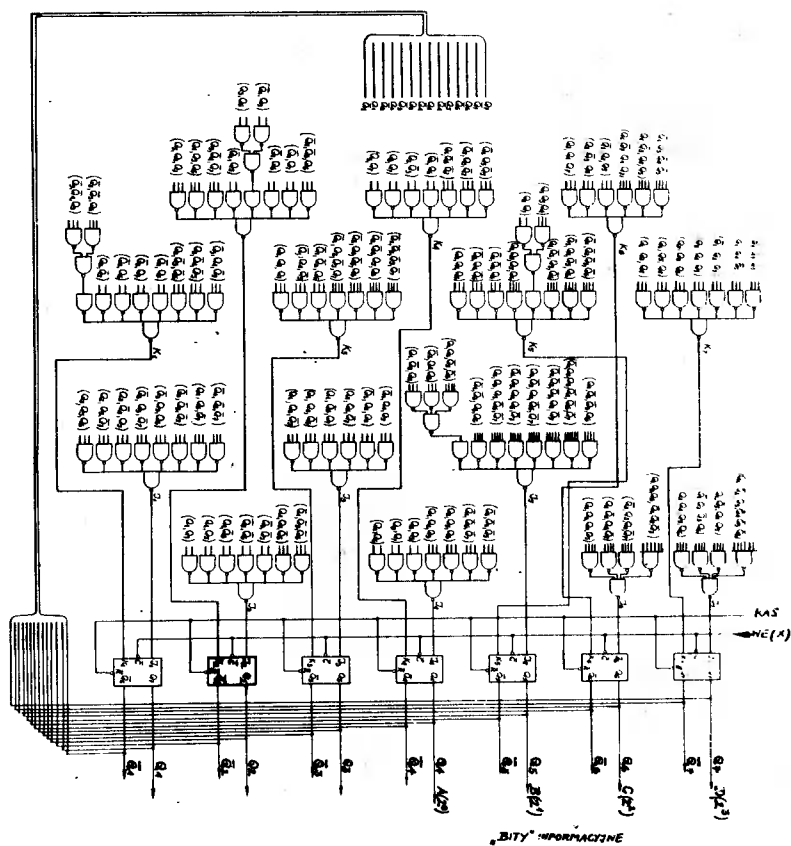
$$\overline{\bar{Q}_1 Q_2 Q_5 \bar{Q}_7} \quad \overline{\bar{Q}_3 Q_5 Q_6} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_5 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_2 \bar{Q}_4 Q_5 Q_7} \quad \overline{Q_1 Q_3 Q_4 Q_5}$$

$$P_3 = \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_7} \quad \overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_3 Q_4 Q_5} \quad \overline{\bar{Q}_2 Q_4 Q_6 Q_7} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 Q_5}$$

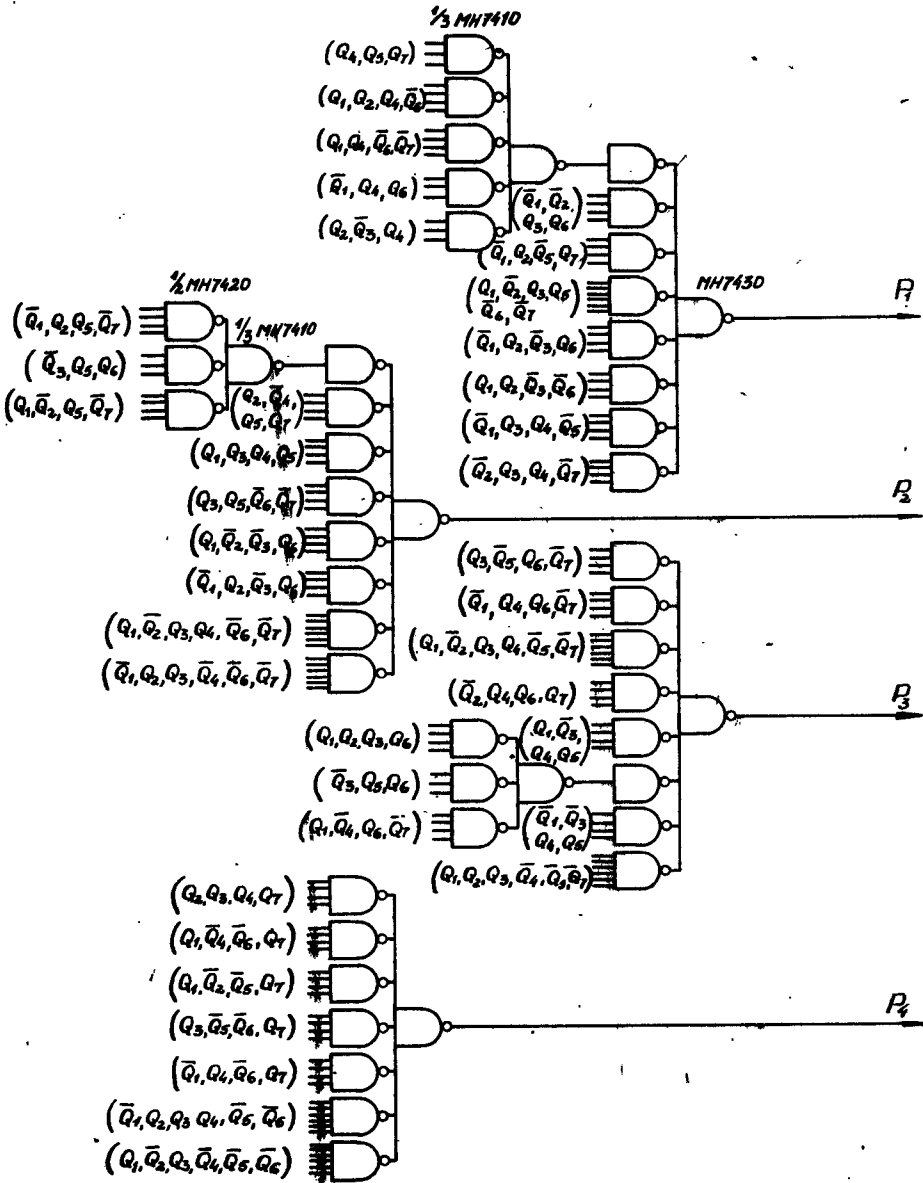
$$\overline{\bar{Q}_1 Q_4 Q_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_3 \bar{Q}_5 Q_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_4 Q_6 \bar{Q}_7} \quad \overline{Q_1 Q_2 Q_3 Q_6} \quad \overline{\bar{Q}_3 Q_5 Q_6}$$

$$P_4 = \overline{Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_4 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6} \quad \overline{\bar{Q}_1 Q_4 \bar{Q}_6 Q_7} \quad \overline{Q_3 \bar{Q}_5 \bar{Q}_6 Q_7} \quad \overline{Q_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_5 Q_7}$$

$$\overline{Q_1 \bar{Q}_4 \bar{Q}_6 Q_7} \quad \overline{Q_2 Q_3 \bar{Q}_4 \bar{Q}_7}$$

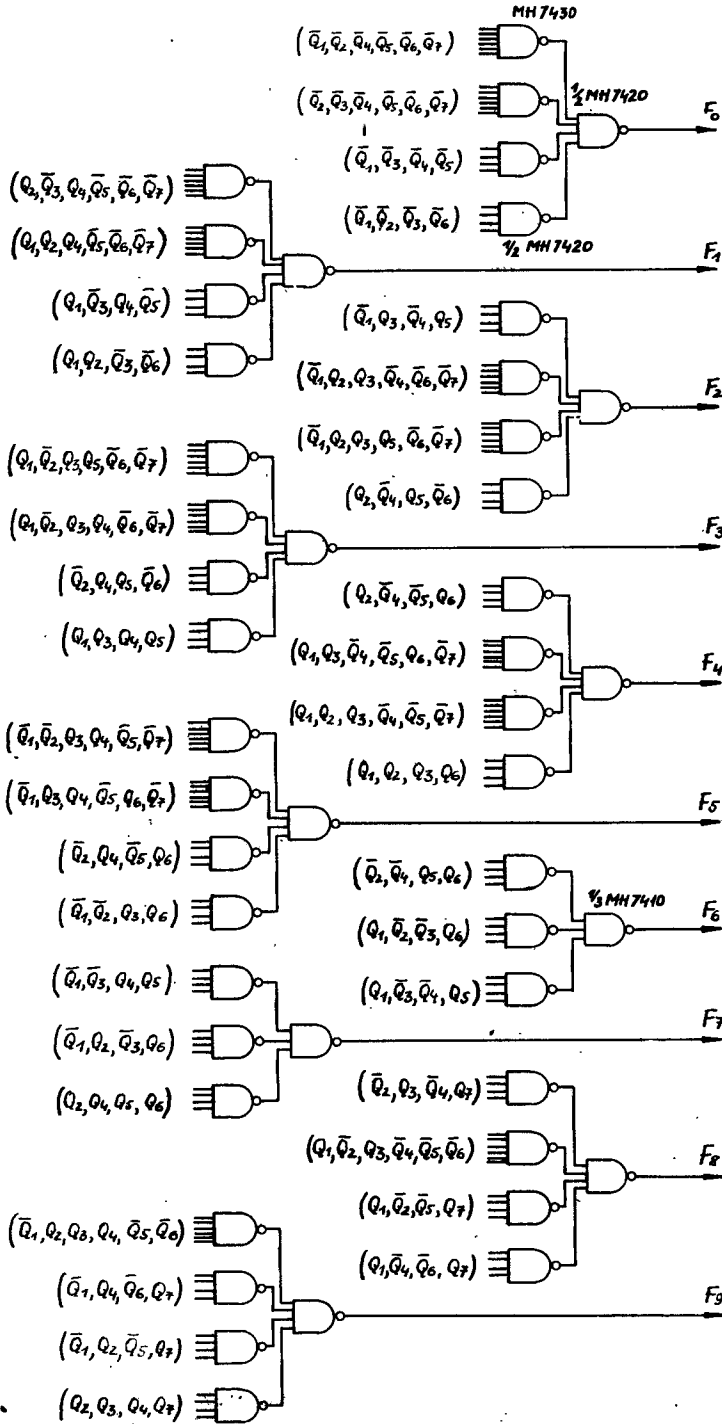


Rys. 9. "Niezwadny licznik dekadowy" odporny na pojedyncze uszkodzenia z korekcją w bloku wzbudzeń.



Rys.10. Dekoder wyjściowy "niezawodnego licznika dekadowego" przetwarzający kod Hamminga /7,4/ na kod BCD 1-2-4-8.





Rys. 11. Dekoder wyjściowy "niezawodnego licznika dekadowego" przetwarzający kod Hamminga /7,4/ na kod  $1 z 10^n$ .

Tablica 12

Zdekodowane funkcje wyjść nadmiarowego licznika dekadowego

Kod H /7,4/

Realizacja w systemie NAND

$$F_0 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}}}}$$

$$F_1 = \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}}}}$$

$$F_2 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}}}}$$

$$F_3 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5}}}}$$

$$F_4 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}}}}$$

$$F_5 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}}}}$$

$$F_6 = \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5}}}}$$

$$F_7 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}}}}$$

$$F_8 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_5} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_4} \overline{Q_6} \overline{Q_7}}}}$$

$$F_9 = \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_5} \overline{Q_6}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_4} \overline{Q_6} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_5} \overline{Q_7}} \quad \overline{\overline{Q_2 \overline{Q_3} \overline{Q_4} \overline{Q_7}}}}$$

Tablica 13

Tablica funkcji wzbudzeń nadmiarowego licznika dekadowego

Kod pierwotny : B C D 1-2-4-8  
 Kod H / 7,4/ ; przerzutniki J-K

X	t				t + 1				J <sub>1</sub> K <sub>1</sub>	J <sub>2</sub> K <sub>2</sub>	J <sub>3</sub> K <sub>3</sub>	J <sub>4</sub> K <sub>4</sub>	J <sub>5</sub> K <sub>5</sub>	J <sub>6</sub> K <sub>6</sub>	J <sub>7</sub> K <sub>7</sub>	
	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>	Q <sub>5</sub>	Q <sub>6</sub>	Q <sub>7</sub>	Q <sub>7</sub>								
0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	-	0	1	0	0	0	0
104	1	1	0	1	0	1	0	0	-	0	1	-	1	0	0	0
52	0	1	1	0	1	0	0	0	1	-	0	1	0	0	0	0
92	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	-	1	1	0	0
114	1	1	1	0	0	1	0	1	0	-	0	1	0	0	0	0
26	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	-	1	1	0	0	0
70	1	0	0	0	1	1	0	0	-	1	0	1	0	0	0	0
46	0	1	0	1	1	0	0	1	1	-	1	-	1	-	1	1
81	1	0	1	0	0	0	1	0	-	1	0	1	0	0	0	0
57	0	1	1	1	0	0	1	0	0	-	1	-	1	0	0	-

Tablica 14

Funkcje wzbudzeń nadmiarowego licznika dekadowego

Kod pierwotny: BCD 1-2-4-8. Kod H /7,4/; przerzutniki J-K

$$J_1^1 = \sum / 0, 26, 46, 52 /$$

$$J_1^0 = \prod / 57 /$$

$$K_1^1 = \sum / 70, 81, 104, 114 /$$

$$K_1^0 = \prod / 92 /$$

$$J_2^1 = \sum / 0, 70, 81, 92 /$$

$$J_2^0 = \prod / 26 /$$

$$K_2^1 = \sum / 46, 52, 57, 114 /$$

$$K_2^0 = \prod / 104 /$$

$$J_3^1 = \sum / 46, 104 /$$

$$J_3^0 = \prod / 0, 70 /$$

$$K_3^1 = \sum / 26 /$$

$$K_3^0 = \prod / 52, 81, 92, 114 /$$

$$J_4^1 = \sum / 0, 52, 70, 81, 114 /$$

$$J_4^0 = \emptyset$$

$$K_4^1 = \sum / 26, 46, 57, 92, 104 /$$

$$K_4^0 = \emptyset$$

$$J_5^1 = \sum / 26, 104 /$$

$$J_5^0 = \prod / 0, 57, 81, 114 /$$

$$K_5^1 = \sum / 46, 92 /$$

$$K_5^0 = \prod / 52, 70 /$$

$$J_6^1 = \sum / 92 /$$

$$J_6^0 = \prod / 0, 52, 57, 81, 104 /$$

$$K_6^1 = \sum / 46 /$$

$$K_6^0 = \prod / 26, 70, 114 /$$

$$J_7^1 = \sum / 46 /$$

$$J_7^0 = \prod / 0, 26, 52, 70, 92, 104, 114 /$$

$$K_7^1 = \sum / 57 /$$

$$K_7^0 = \prod / 81 /$$

Zminimalizowane funkcje wzbudzeń nadmiarowego  
licznika dekadowego

Kod pierwotny: B C D 1-2-4-8

Kod H /7,4/; przerzutniki J-K

$$J_i, K_i = f / Q_4, Q_5, Q_6, Q_7 /$$

$$J_1 = \bar{Q}_7$$

$$K_1 = \bar{Q}_5 + Q_6$$

$$J_2 = \bar{Q}_4 + Q_5$$

$$K_2 = Q_5 + Q_6 + Q_7$$

$$J_3 = Q_4$$

$$K_3 = Q_4 \bar{Q}_5$$

$$J_4 = "1"$$

$$K_4 = "1"$$

$$J_5 = Q_4 \bar{Q}_7$$

$$K_5 = Q_4$$

$$J_6 = Q_4 Q_5$$

$$K_6 = Q_4 Q_5$$

$$J_7 = Q_4 Q_5 Q_6$$

$$K_7 = Q_4$$

Tablica 16

Zminimalizowane funkcje wzbudzeń  
 nadmiarowego licznika dekadowego - realizacja NAND  
 Kod pierwotny: BCD 1-2-4-8. Kod H /7,4/; przerzutniki J-K

$$J_1, K_1 = f / Q_4, Q_5, Q_6, Q_7 /$$

$$J_1 = \bar{Q}_7 \quad K_1 = \overline{Q_5 \bar{Q}_6}$$

$$J_2 = \overline{Q_4 \bar{Q}_5} \quad K_2 = \overline{\bar{Q}_5 \bar{Q}_6 \bar{Q}_7}$$

$$J_3 = Q_4 \quad K_3 = \overline{\overline{Q_4 \bar{Q}_5}}$$

$$J_4 = "1" \quad K_4 = "1"$$

$$J_5 = Q_4 Q_7 \quad K_5 = Q_4$$

$$J_6 = \overline{\overline{Q_4 \bar{Q}_5}} \quad K_6 = Q_4 Q_5$$

$$J_7 = \overline{\overline{Q_4 Q_5 Q_6}} \quad K_7 = Q_4$$

#### 4.2. Realizacja "niezawodnego licznika" z korekcją w uniwersalnym dekodерze

W tym przypadku, na skutek uzależnienia funkcji wzbudzeń licznika od skorygowanych przez dekodер zmiennych stanowych, blok wzbudzeń wymusza przejścia tylko między sąsiednimi stanami poprawnymi, jak to podano w tablicy przejść i wzbudzeń licznika /tablica 12/ dla założonego typu przerzutników. Postać dziesiętną niezminimalizowanych funkcji wzbudzeń "niezawodnego licznika" podano w tablicy 13.

Na podstawie porównania wstępnych oszacowań stopnia złożoności liczników różniących się liczbą korygowanych zmiennych stanowych /wszystkie lub tylko "informacyjne"/ jako ekonomiczniejszy wybrano wariant z korekcją wyłącznie "informacyjnych" zmiennych stanowych, w związku z tym

$$q_j = \varphi / q_4, q_5, q_6, q_7 / .$$

W wyniku minimalizacji, wykonanej na EMC ODRA 1204, otrzymano, zamieszczone w tablicy 14, zminimalizowane funkcje wzbudzeń licznika dekadowego, korygującego pojedyncze uszkodzenia. Tablica 15 zawiera funkcje wzbudzeń w postaci przystosowanej do realizacji w systemie NAND. Znamienny dla tej realizacji "niezawodnego licznika" jest uniwersalny blok dekodera.

Jego strukturę, zależną w nieistotny zresztą sposób tylko od "n" i "k", określają zależności (3.2), (3.3) i (3.4), które w konkretnym przypadku mają postać:

$$a_1 = q_1 \oplus q_4 \oplus q_6 \oplus q_7,$$

$$a_2 = q_2 \oplus q_4 \oplus q_5 \oplus q_5,$$

$$a_3 = q_3 \oplus q_5 \oplus q_6 \oplus q_7.$$

$$\begin{aligned} z_4 &= a_1 a_2 \bar{a}_3, & Q_4 &= Q_4' \oplus z_4, \\ z_5 &= \bar{a}_1 a_2 a_3, & Q_5 &= Q_5' \oplus z_5, \\ z_6 &= a_1 a_2 a_3, & Q_6 &= Q_6' \oplus z_6, \\ z_7 &= a_1 \bar{a}_2 a_3, & Q_7 &= Q_7' \oplus z_7, \end{aligned}$$

i określają kolejno strukturę bloków: syndromu, przetwornika c/c i korektora.

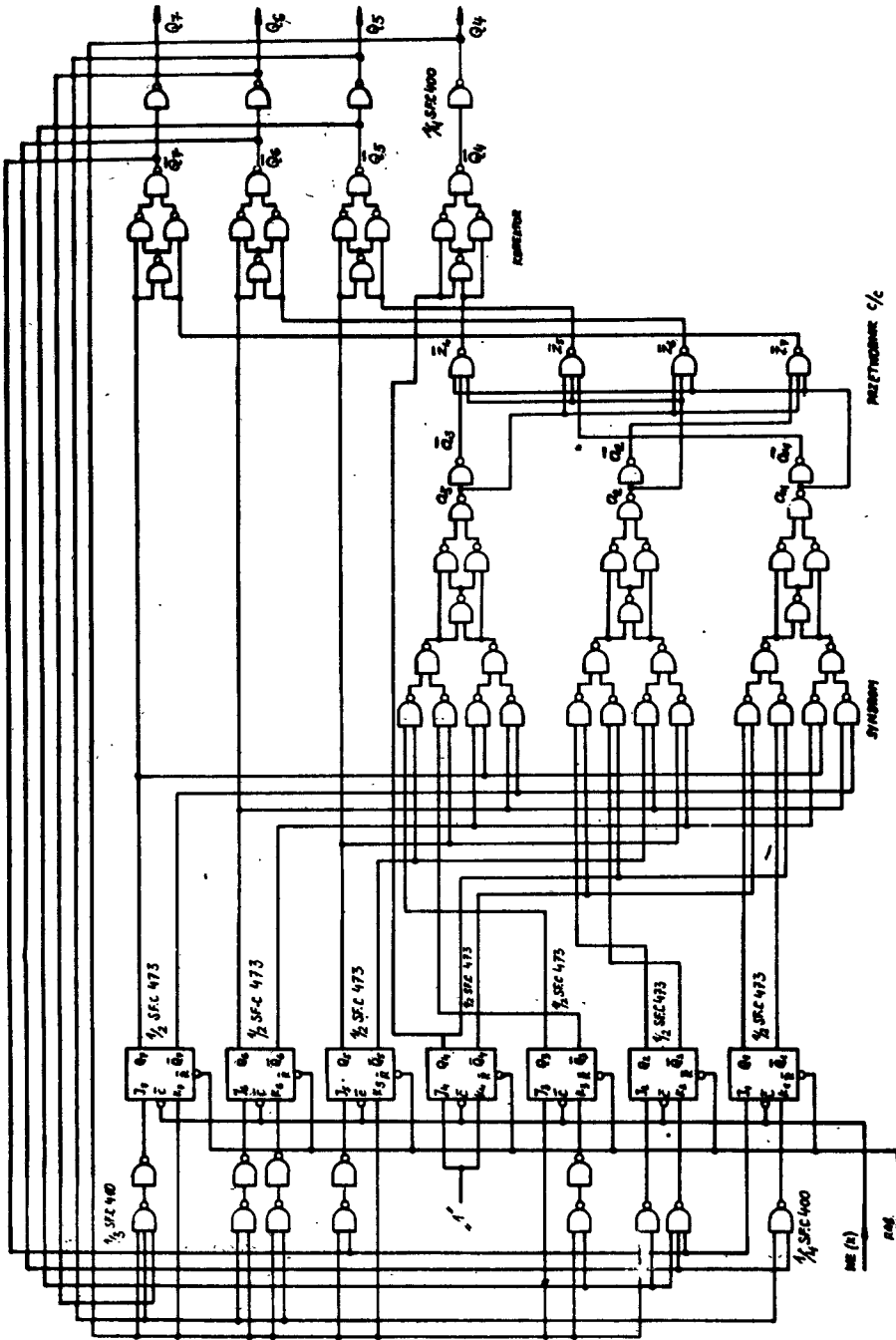
Według przedstawionej idei zrealizowano z cyfrowych obwodów scalonych TTL małej integracji kilka "niezawodnych liczników" różniących się wyłącznie typem zastosowanych elementów. Schemat jednej z tych realizacji przedstawiono na rys. 12.

Tablica 17

Stopień złożoności zrealizowanych liczników korygujących  
pojedyncze uszkodzenia

Liczba	TYP ELEMENTU	"73"	"50"	"86"	"10"	"00"	"04"	Razem mikro- układów	Nr licznika
		FF J-K	AND- OR-NOT	EXCL.OR	3xNAND	4xNAND	6xNOT		
BRAMEK		7	-	-	6	64	-	22 szt.	1 /rys.12/
MIKROUKŁADÓW		$3\frac{1}{2}$	-	-	2	16	-		
BRAMEK		7	14	-	6	12	12	18 szt.	2 7
MIKROUKŁADÓW		$3\frac{1}{2}$	7	-	2	3	2		
BRAMEK		7	-	13	6	6	12	14 szt.	3 7
MIKROUKŁADÓW		$3\frac{1}{2}$	-	$3\frac{1}{4}$	2	$1\frac{1}{2}$	2		
BRAMEK		4	-	-	3	5	-	5 szt	4 /zawodny/
MIKROUKŁADÓW		2	-	-	1	$1\frac{1}{4}$	-		





Rys. 12. "Nieawodny licznik dekadowy" odporny na pojedyncze uszkodzenia z korekcją w uniwersalnym dekadzorze.

Zrealizowane "niezawodne liczniki" z uniwersalnym dekodorem posiadają następujące cechy:

- są nieczułe na pojedyncze uszkodzenia elementów bloku pamięciowego i bloku wzbudzeń, a w szczególnych przypadkach /korygowanie tylko pozycji informacyjnych/ także bloku syndromu,
- niekorygowalne są uszkodzenia elementów przetwornika i korektora /w przypadku korygowania tylko pozycji informacyjnych/ lub elementów całego dekodera gdy korygowane są także pozycje kontrolne - zatem od tych bloków wymaga się podwyższonej niezawodności,
- zawierają uniwersalny dekodery o standardowej strukturze,
- mają zdecydowanie mniejszy /około 5 - krotnie/ stopień złożoności w porównaniu z analogicznymi "niezawodnymi licznikami" z korekcją w bloku wzbudzeń.

Istotny mankament niezawodnych liczników z uniwersalnym dekoderym, jakim jest wyjęcie spod "protekcji" fragmentów lub całości dekodera /zależnie od liczby korygowanych pozycji/, może być zlikwidowany przez realizację dekodera z elementów o podwyższonej niezawodności lub przez powiększenie niezawodności całego dekodera metodami strukturalnymi, np. przez potrojenie lub czterokrotnienie.

## 5. Wnioski

W pracy przedstawiono dwa, prowadzące do jakościowo różnych realizacji technicznych, sposoby powiększania niezawodności liczników elektronicznych. Oba zakładają powiększenie niezawodności liczników przez wykorzystanie kodów korekcyjnych, a różnią się sposobem korygowania uszkodzeń.

Przyjęcie zasady korekcji uszkodzeń licznika przez jego funkcje wzbudzeń prowadzi do technicznie sensownych realizacji, pozbawionych zasadniczej wady większości "niezawodnych układów" - istnienia bloków wyjętych spod ochrony przed uszkodzeniem.

Zaletą tą okupioną jest około 10 - krotnym /w przypadku uodpornienia na pojedyncze uszkodzenia/ wzrostem stopnia złożoności. Najistotniejszą zaletą metody niweczy, powiększając jednocześnie złożoność licznika o około 50 %, wyjściowy dekodery, niezbędny w przypadku konieczności transformowania kodu nadmiarowego na pierwotny.

Realizacje "niezawodnych liczników" z korekcją w dodatkowym bloku dekodera, cechuje uniwersalność tego bloku, niekorygowalność /w ogólnym przypadku/ uszkodzeń jego elementów oraz umiarkowany /około 3 - krotny/ wzrost złożoności w porównaniu z wersją nienadmiarową. Są one jednak sensowne tylko w przypadku stosowania dekodera o powiększonej niezawodności uzyskiwanej przez zastosowanie którejś z metod strukturalnych - np. potrojenia, czterokrotnienia lub przez konstruowanie go z elementów o podwyższonej niezawodności.

W prezentowanych realizacjach "niezawodnych liczników" ograniczono się do korekcji pojedynczych uszkodzeń poprzez zastosowanie kodów Hamminga. Powiększenie krotności korygowanych uszkodzeń wymagałoby zastosowania kodów posiadających własność korygowania wielokrotnych błędów /np. kody B C H, Fire'a Goppa, R-M/.

Wydaje się, że realizacja proponowanych rozwiązań "niezawodnych liczników" /szczególnie liczników z uniwersalnym dekoderym/ w technice obwodów scalonych średniej integracji, uczyni te rozwiązania akceptowalnymi zarówno z technicznego jak ekonomicznego punktu widzenia.

## Literatura

1. Berkekamp E.R.: Algebraic coding theory. London 1968 Mc Graw-Hill Book Co.
2. Chietagurov Ja.A., Rudniew Ju.P.: Powyszenie nadiożności цифро - vych ustrojstv metodami izbytočnovo kodirovania. Moskva 1974 Energia.
3. Francis T.A., Janbych G.F.: Izbytočnost v elektronnych diskretnych ustrojstvach. Leningrad 1969 Energia.
4. Frank H., Yau S.S.: Improving reliability of a sequential machine by error-correcting state assignments. IEEE Trans. on Computers 1966 No. 2, s. 111-113.
5. Görke W. : Ausfallsicherung bei sequentiellen Schaltungen. Elektron. Rechenanl. 1968 No. 3, s. 123-130.
6. Kubiak A., Puchałka A.: O powiększaniu niezawodności maszyn sekwencyjnych. Prace Komisji Automatyki PTPN - Studia z Automatyki t. III W-wa - Poznań 1975 PWN, s.5-37
7. Kubiak A., Martin A.: Samokorekcyjna dekada licząca. /przygot. do druku/.
8. Larsen R.W., Reed J.S.: Redundancy by coding versus redundancy by replication for failure tolerant sequential circuits. IEEE Trans. on Computers 1972 No.2.
9. Szwaaja Z.: Realizacja prostych kodów korekcyjnych. /przygot. do druku/.
10. Tolstiaikov V.S.: Obnaruzenie i ispravlenie osibok v diskretnych ustrojstvach. Moskva 1972 Sovetskoe Radio.

THE HAMMING'S CORRECTIVE CODES USED TO INCREASE  
THE RELIABILITY OF ELECTRONIC COUNTERS

Summary

The paper presents two methods of using the Hamming's Corrective codes to increase the reliability of electronic counters. The proposed methods differ in the way the inner damages of a counter are corrected; according to the first method the correction is realized by the excitation block of a counter, while under the other method it is realized by the additional block of the universal decoder.

The algorithm of the synthesis of the "reliable counters" correcting single damages according to both methods has been given.

The paper has been illustrated by two examples, and the synthesis has been carried out on the computer ODRA - 1204.

ПРИМЕНЕНИЕ САМОКОРРЕКТИРУЮЩИХ КОДОВ ХЭММИНГА  
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СЧЁТЧИКОВ

Резюме

В работе представлены два метода использования самокорректирующих кодов Хэмминга для повышения надёжности электронных счётчиков.

Предлагаемые автором методы отличаются способом самокоррекции внутренних дефектов счётчика; в первом случае коррекция выполняется блоком возбуждений счётчика, во втором - дополнительным блоком универсального декодера.

Дан алгоритм синтеза "надёжных счётчиков", самокорректирующих одиночные ошибки. Рассуждения проиллюстрированы двумя примерами синтеза на ЦВМ "Одра 1204" на языке Алгол - 60.

Andrzej Niedźwiecki

## ŻYRATOR JAKO ELEMENT SELEKTYWNEGO WZMACNIACZA II-GO RZĘDU

W artykule przedstawiono sposób wykorzystania żyratora jako elementu wzmacniacza II-go rzędu. Zostały omówione niektóre realizacje oraz przeprowadzona krótka analiza pracy w układzie selektywnym. W części praktycznej podano przykłady zrealizowanych układów z elementów dyskretnych oraz przedstawiono wyniki pomiarów w układzie selektywnym.

### 1. Wstęp

Pojęcie żyratora, jako elementu użytecznego w syntezie układów pasywnych, zostało wprowadzone po raz pierwszy przez Tellegena w 1948 r.

Możliwości praktycznego wykorzystania tego elementu stworzył rozwój techniki półprzewodnikowej, a w szczególności rozwój technologii scalonych układów RC z elementami aktywnymi oraz obwodów realizowanych techniką cienkwarstwową.

Żyrator jest nieodwracalnym dwuwejściowym układem, którego impedancja wejściowa jest proporcjonalna do jego admitancji obciążenia. W ten sposób idealny żyrator posiada charakterystyki elektryczne analogiczne jak cewka indukcyjna. jeżeli pojemność spełnia rolę jego obciążenia.

Stosowanie techniki scalonej do realizacji żyratora jest kompleksowym rozwiązaniem tworzenia indukcyjności w układach scalonych, ponieważ głównym zastosowaniem żyratora jest symulowanie indukcyjno-

ści.

## 2. Definicja żyratora i podstawowe własności

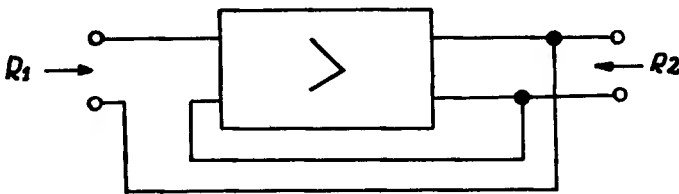
Żyrator idealny jest to czwórnik pasywny bezstratny i nieodwracalny. Własności jego mogą być opisane za pomocą macierzy admitancyjnej:

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & +G \\ -G & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

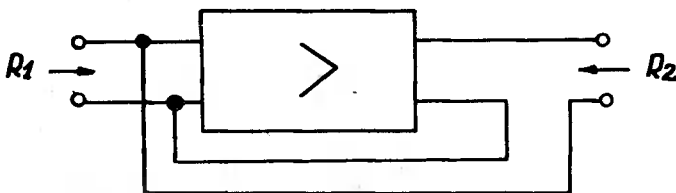
lub impedancyjnej:

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & -R \\ R & 0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Żyratory mogą być konstruowane za pomocą różnych antyodwracalnych przetworników, głównie jednak realizowan są na zasadzie wzmacniaczy ze sprzężeniem zwrotnym. Można realizować je w układach ze sprzężeniem szeregowo-równoległym, czy też w układzie równoległo-szeregowym.



Rys.1. Układ ze sprzężeniem szeregowo-równoległym



Rys.2. Układ ze sprzężeniem równoległo-szeregowym

Macierz impedancyjna czwórnik z rys.1 ma postać:

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_1(1-K) + R_2 & -R_2 \\ R_1 - [R_1(1-K) + R_2] & R_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Człon  $R_1(1-K) + R_2$  może być wielkością dowolnie małą, co można zapewnić przez wybór właściwego wzmocnienia wzmacniacza.

Można więc otrzymać układ żyratora z układu szeregowo-równoległego ze sprzężeniem zwrotnym, jeżeli  $R_1 = R_2$  oraz jeżeli rezystancję ujemną włączymy szeregowo do wejścia 2 lub równoległe do wejścia 1.

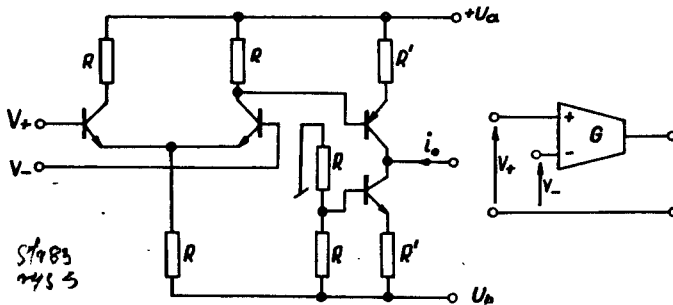
Na rys.2 jest przedstawiony układ ze sprzężeniem zwrotnym równoległo-szeregowym. Dla tego układu macierz impedancyjna ma postać:

$$Z = \begin{bmatrix} R_1 & -R_1 \\ R_2 - [R_1(1-K) + R_2] & R_1(1-K) + R_2 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Możemy więc realizować żyratory, jeżeli rezystancję ujemną o odpowiedniej wartości włączymy równoległe do wejścia 2 lub szeregowo do wejścia 1.

Jeżeli  $R_1 = R_2$  to układ jest niestabilny dla  $K \gg 2$ , a więc w praktyce jest konieczne, aby układy ze sprzężeniem zwrotnym pracowały przy małych wartościach dodatnich wyrażenia  $R_1(1-K) + R_2$ .

Trwają obecnie próby tworzenia żyratorów przy użyciu różnicowych źródeł prądowych, sterowanych napięciem: DVCCS [2]. Na rys.3 jest przedstawione źródło DVCCS oraz jego symbol graficzny.



Rys.3. Różnicowe źródło prądowe sterowane napięciem oraz jego symbol graficzny

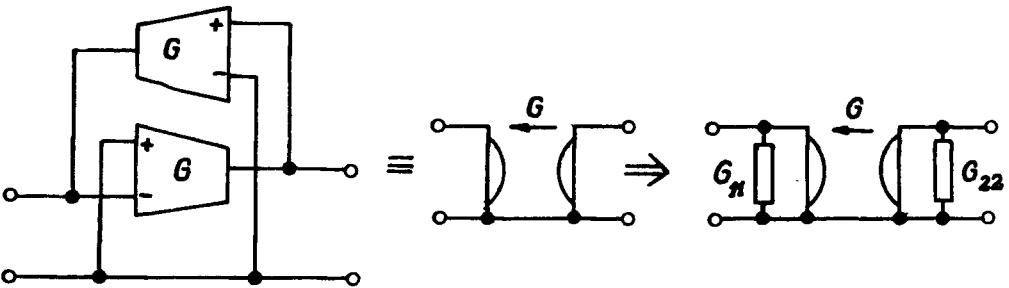


Idealne źródło DVCCS posiada nieskończenie dużą impedancję wejściową i wyjściową, a zależność wyjściowego  $i_o$  od napięć wejściowych  $V_+$  i  $V_-$  jest:

$$i_o = G (V_+ - V_-) \text{ przez } G \gg 0 \quad (2.5)$$

- $V_+$  - napięcie odwracające fazę  
 $V_-$  - napięcie nieodwracające fazy  
 $G$  - przewodność wzajemna źródła

Przy pomocy tego układu można utworzyć: "uziemiiony" żyrator, żyrator z wejściem nieuziemiionym, analog indukcyjności itp. Na rys.4 jest przedstawiony sposób tworzenia "uziemiionego" żyratora.



Rys.4. Sposób tworzenia "uziemiionego" żyratora

Macierz admitancyjna tego układu z uwzględnieniem strat wynosi:

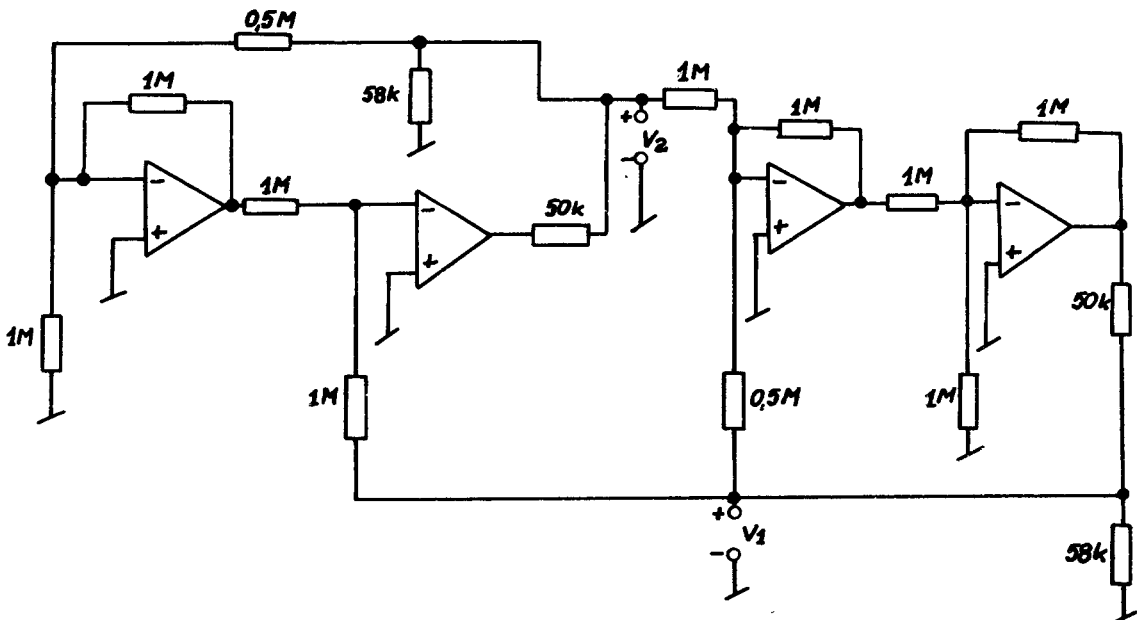
$$Y = \begin{bmatrix} G_{11} & G \\ -G & G_{22} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Można też realizować żyrator przy użyciu wzmacniaczy operacyjnych. Na rys.5 pokazany jest układ idealnego żyratora utworzonego ze wzmacniaczy operacyjnych i rezystancji.

Przewodność żyracji dla tego układu wynosi:

$$G = 0,2 \times 10^{-4}$$

Przy pojemności  $1 \mu\text{f}$  indukcyjność  $L = 2500 \text{ H}$



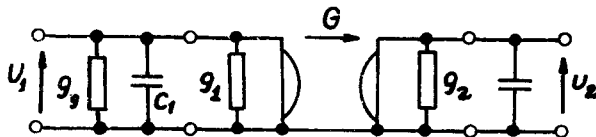
Rys.5. Wzmacniacze operacyjne w realizacji idealnego żyrotora

### 3. Żyrator w realizacji wzmacniacza selektywnego

Gdy weźmiemy selektywną funkcję przenoszenia drugiego rzędu:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-b_2 p^2 + b_1 p + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0} \quad (3.1)$$

to dla uzyskania sieci selektywnej /pasmowo-przepustowej/, współczynniki  $b_2$  i  $b_0 = 0$ . Do realizacji takiej funkcji może być użyty żyrotor. Praktyczny żyrotor może realizować selektywną funkcję przenoszenia, jeżeli dołączymy do jego wejścia i wyjścia kondensatory.



Rys.6. Żyrator w układzie selektywnym

Wyznacznik tego układu ma postać:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \varepsilon_g + \varepsilon_1 + pC_1 & + G \\ -G & \varepsilon_2 + pC_2 \end{vmatrix} \quad (3.2)$$

Impedancja przenoszenia wynosi:

$$Z_{2g} = \frac{V_2}{I_g} = \frac{G}{\Delta} \quad (3.3)$$

Równanie charakterystyczne układu:

$$\Delta = (\varepsilon_g + \varepsilon_1 + pC_1)(\varepsilon_2 + pC_2) + G^2 = 0$$

$$p^2 C_1 C_2 + p(\varepsilon_g C_2 + \varepsilon_1 C_2 + \varepsilon_2 C_1) + \varepsilon_2(\varepsilon_g + \varepsilon_1) + G^2 = 0$$

przy  $\varepsilon_2(\varepsilon_g + \varepsilon_1) \ll G^2$

$$p^2 C_1 C_2 + p[\varepsilon_2 C_1 + C_2(\varepsilon_g + \varepsilon_1)] + G^2 = 0 \quad (3.4)$$

Dobroć funkcji przenoszenia tego układu:

$$Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2} G}{C_1 \varepsilon_2 + C_2(\varepsilon_g + \varepsilon_1)} \quad (3.5)$$

Dobroć osiąga maksymalną wartość  $Q_{max}$  dla optymalnej wartości stosunku pojemności  $C_2$  i  $C_1$

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_g} \quad (3.6)$$

tzn. gdy stałe czasowe wejścia i wyjścia są sobie równe:

$$\tau_{we} = \frac{C_1}{\varepsilon_1 + \varepsilon_g} = \tau_{wy} = \frac{C_2}{\varepsilon_2} \quad (3.7)$$

Podstawiając (3.6) do (3.5) możemy obliczyć maksymalną dobroć  $Q_{max}$ :

$$Q_{max} = \frac{1}{2} \frac{G}{\sqrt{g_2(g_g + g_1)}} \quad (3.8)$$

Częstotliwość środkowa układu jest w przybliżeniu równa:

$$\omega_o \approx \frac{G}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (3.9)$$

Wzmocnienie skuteczne dla  $\omega_o$  wynosi:

$$K_{usk} = \frac{2}{E_q} = \frac{-g_g G}{j\omega_o [C_1 g_2 + C_2 (g_1 + g_g)]} \quad (3.10)$$

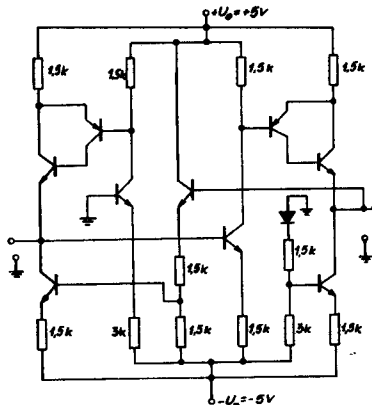
Przy spełnieniu warunku, że

$$K_{usko} = \frac{1}{2} \frac{g_g}{g_2 (g_1 + g_2)} \quad (3.11)$$

Ze wzoru (3.11) wynika, że moduł  $|K_{usko}|$  jest mniejszy od jedności. Wpływa to z fukcji, że żyrator jest układem pasywnym, czyli nie może wzmacniać sygnałów elektrycznych.

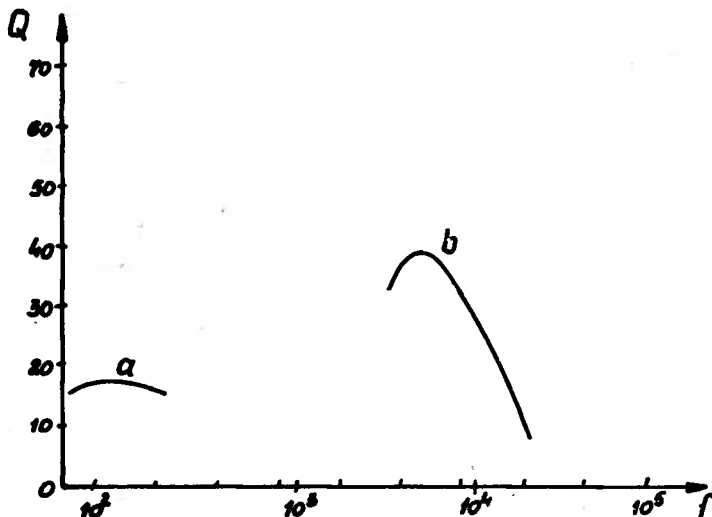
#### 4. Zrealizowane układy selektywne.

Na rys.7 przedstawiony jest rozbudowany układ żyratora.



Rys.7. Zrealizowany układ żyratora

Dla żyratora scalonego [1] w płytce krzemowej o powierzchni  $1,5 \times 1,5$  mm, pomiary dla maksymalnej dobroci  $Q$  w zależności od pojemności obciążenia i częstotliwości, dla dwóch pojemności  $C = 0,47 \mu\text{F}$  i  $0,01 \mu\text{F}$  przedstawia rys.8



Rys.8. Zależność dobroci od częstotliwości

a/  $C = 0,47 \mu\text{F}$  - ekwiwalent indukcyjności = 49 H

b/  $C = 0,01 \mu\text{F}$  - ekwiwalent indukcyjności = 0,1 H

Układ z rys.7 został zrealizowany z elementów indywidualnych. Jako tranzystory n.p.n zostały użyte tranzystory BF-520, jako p.n.p-BCZ 11. Użyte rezystory, to rezystory metalizowane MMT. Rezystancja żyrcji  $R_g$  wynosi około 3 k $\Omega$ .

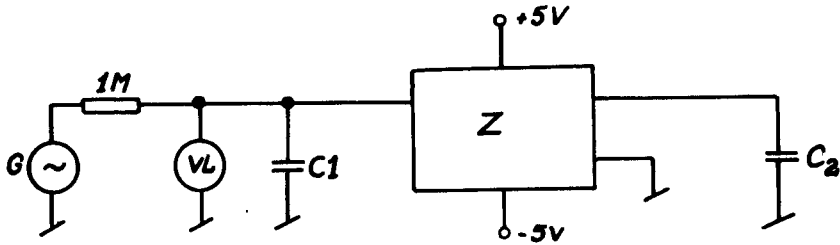
Częstotliwość maksymalna przy obciążeniu pojemnością  $C_2$  wynosi

$$\omega_{\max} = \frac{1}{R_g C_2} \quad (4.1)$$

Przy utworzeniu układu selektywnego /obciążamy pojemnością  $C_1$  i  $C_2$ / częstotliwość wynosi:

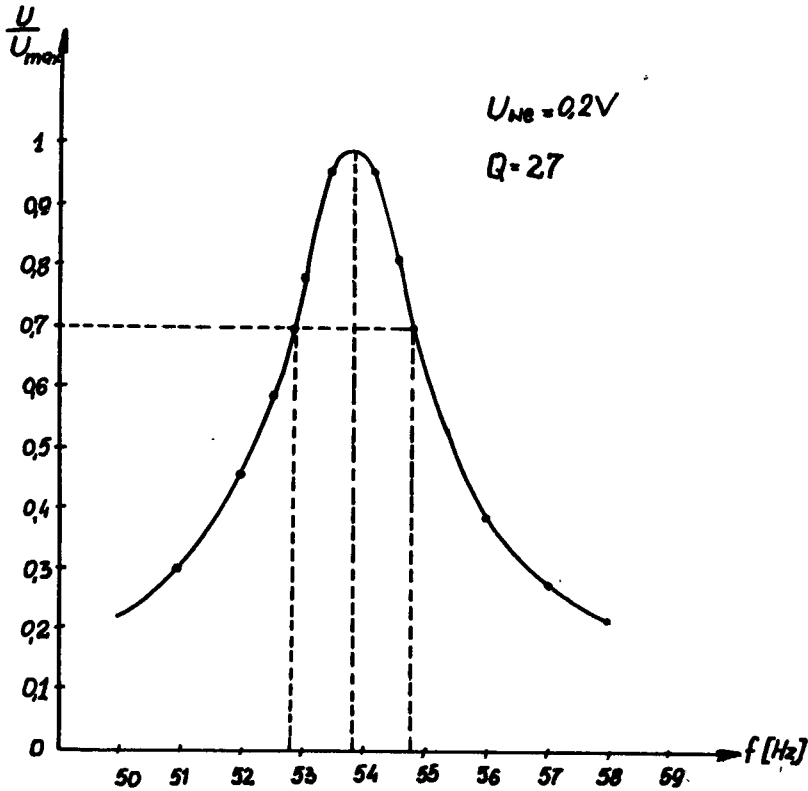
$$\omega_{\max} = \frac{1}{\sqrt{R_g^2 C_1 C_2}} \quad (4.2)$$

Zrealizowany układ eksperymentalny z elementów indywidualnych został pomierzony w układzie podanym na rys.9

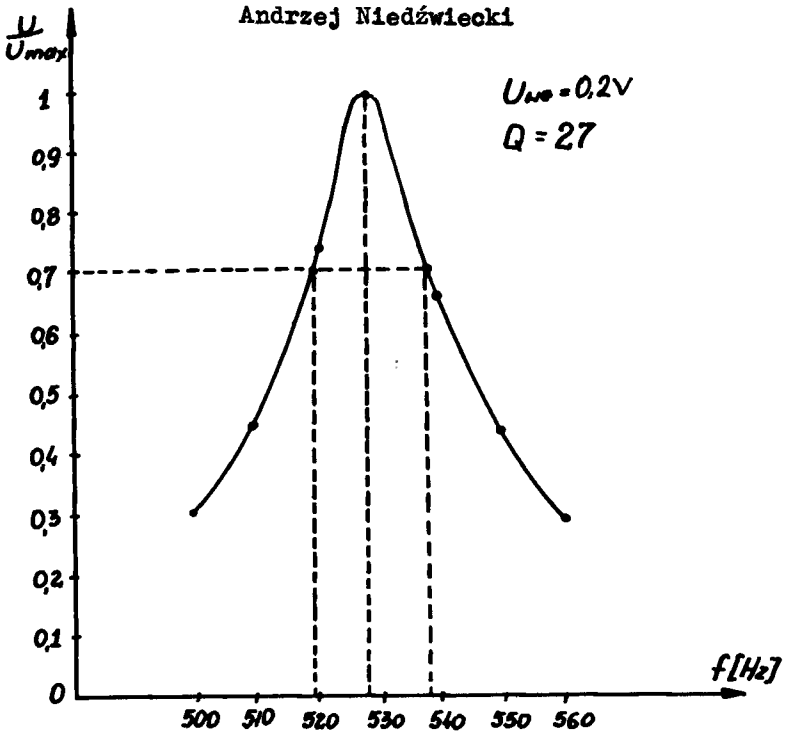
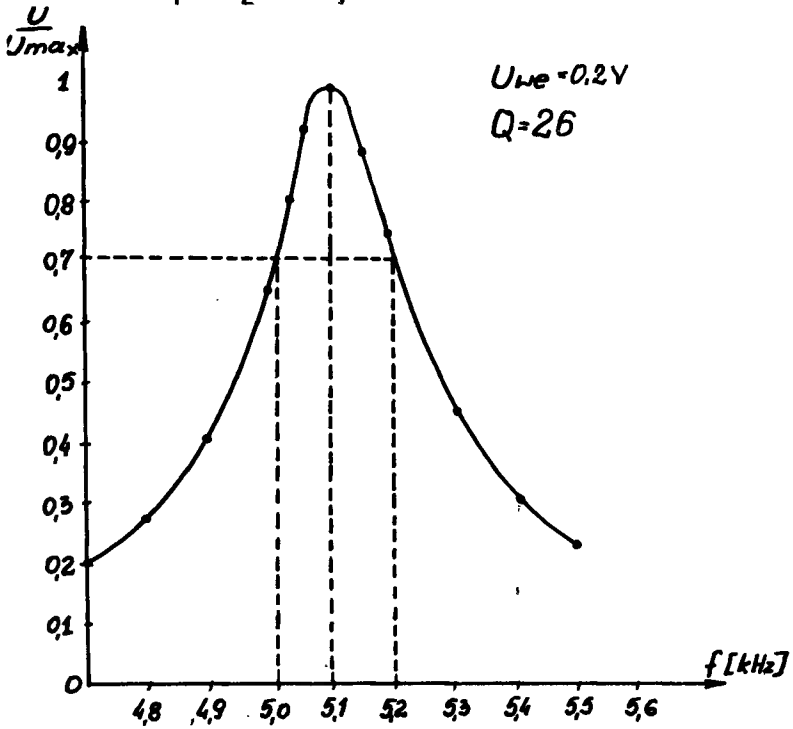


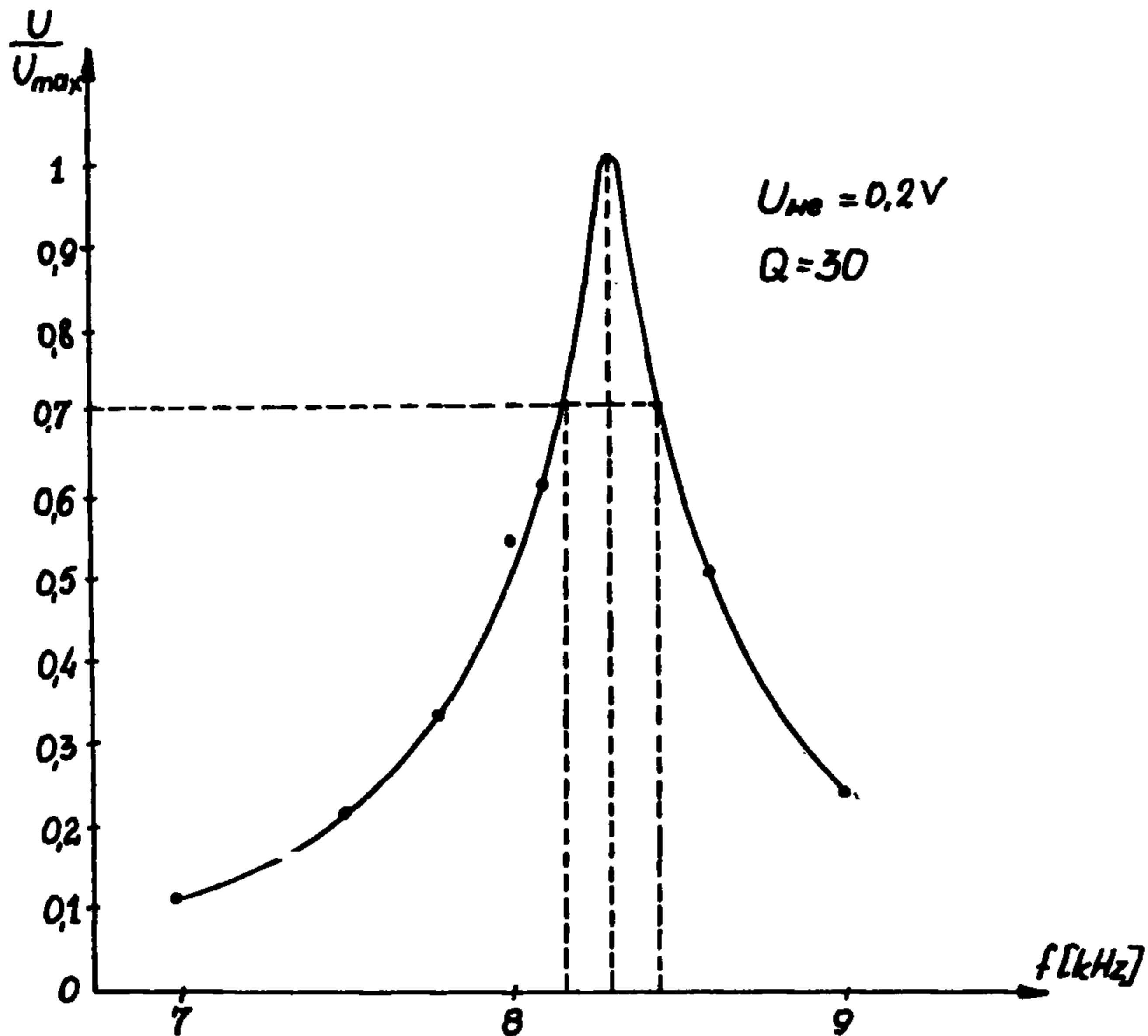
Rys.9. Układ pomiarowy żyratora

Zostały przeprowadzone pomiary dla  $C_1 = C_2$  i dla  $C_1 \neq C_2$ . Na rys.10, 11,12,13 przedstawione są wykresy dla czterech różnych wartości pojemności  $C_1$  i  $C_2$ .



Rys.10.  $C_1 = C_2 = 1\mu F$   $Q = 27$

Rys.11.  $C_1 = C_2 = 0,1 \mu F$   $Q = 27$ Rys.12.  $C_1 = C_2 = 10 nF$   $Q = 26$



Rys.13.  $C_1 = 10 nF$   $C_2 = 3,3 nF$   $Q = 30$

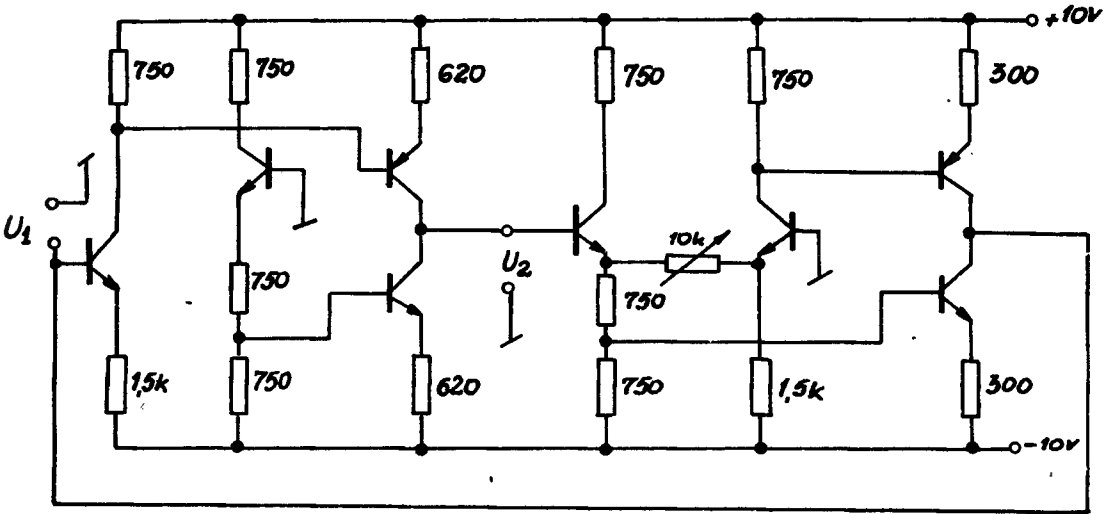
$L_p$	$C_1$	$C_2$	$f_{max}$	$Q$
1	$1 \mu F$	$1 \mu F$	54	27
2	$0,1 \mu F$	$0,1 \mu F$	528	27
3	$10 \mu F$	$33 nF$	900	14
4	$0,1 \mu F$	$33 nF$	910	22
5	$10 nF$	$10 nF$	5,1kHz	26
6	$10 nF$	$3,3 nF$	8,3kHz	30

Rys.14. Wyniki pomiarów dla różnych wartości pojemności

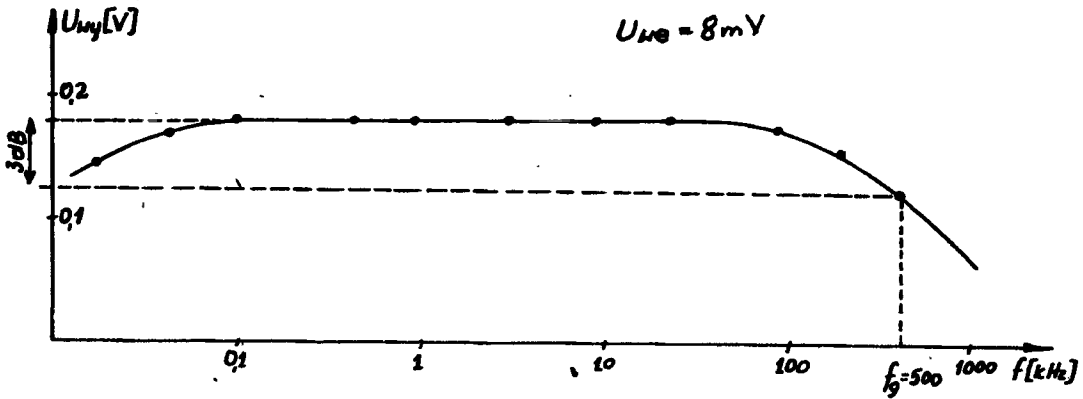
Na rys.14 przedstawiona jest tablica pomiarów dla sześciu różnych wartości pojemności  $C_1$  i  $C_2$ .

Jak wynika z pomiarów, układ posiada dużą selektywność, szczególnie dla niskich częstotliwości. Drugi układ, który został zrealizowany, przedstawiony jest na rys.15. Użyto tranzystory BF 519. W parze komplementarnej zostały zastosowane tranzystory BC 140 i BC 160. Pomiar przeprowadzono w układzie jak poprzednio. Została zdjęta charakterystyka przenoszenia nieobciążonego żyratora, którą przedstawia rys.16.

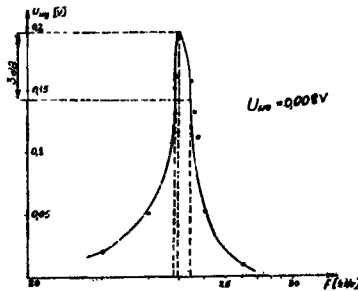




Rys.15. Zrealizowany układ żyratora

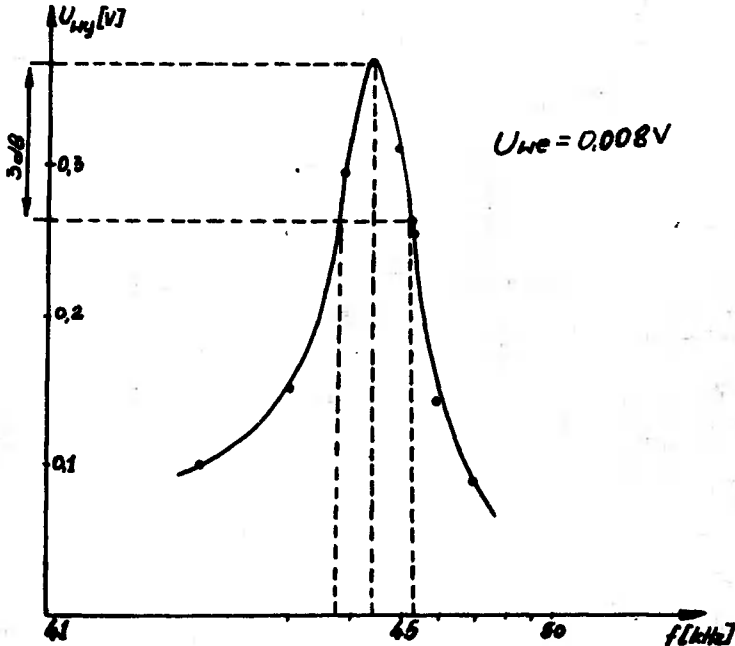


Rys.16. Charakterystyka przenoszenia żyratora

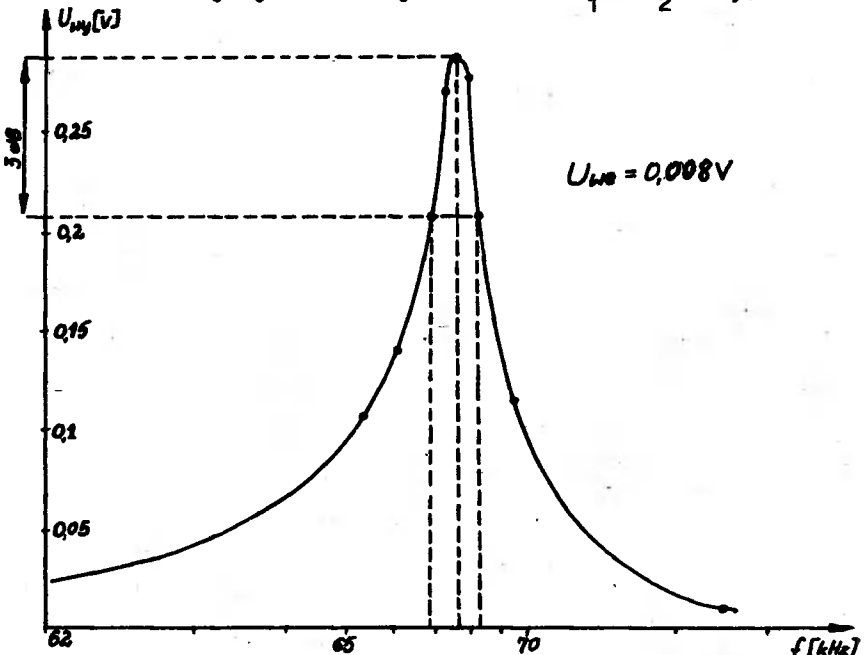


Rys.17. Charakterystyka selektywności dla  $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$

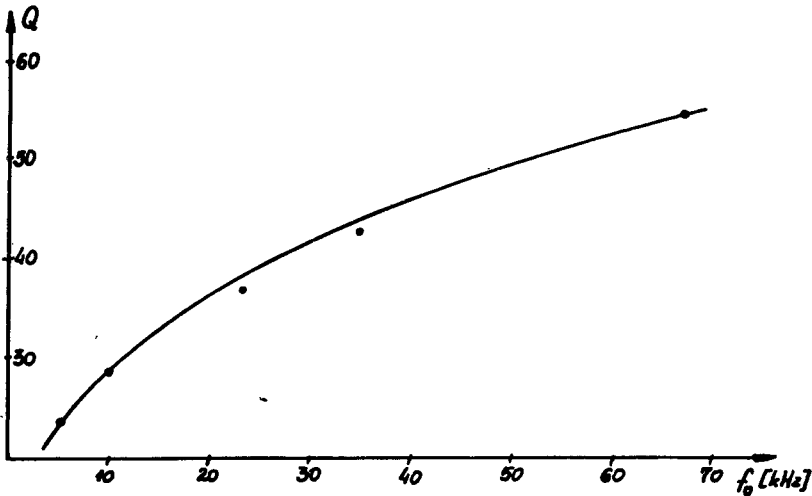
Na rys.17,18 i 19 przedstawione są charakterystyki  $U_{wy} = f(f)$  dla kilku wartości  $C_1$  i  $C_2$ .



Rys.18. Charakterystyka selektywności dla  $C_1 = C_2 = 4,7 nF$



Rys.19. Charakterystyka selektywności dla  $C_1 = C_2 = 3,3 nF$



Rys.20. Charakterystyka zmian dobroci

## 5. Wnioski

Zastosowanie żyratora jako elementu selektywnego wzmacniacza, to jedno z wielu zastosowań tego analogu indukcyjności.

Teoretyczna atrakcyjność stosowania układów żyratorowych napotyka w praktyce na duże trudności.

Są to:

- a/ osiągnięcia niskich początkowych tolerancji dla elementów obwodu,
- b/ zminimalizowanie wpływu zmian temperatury,
- c/ uwzględnienie procesu starzenia się elementów,
- d/ stabilność charakterystyki,
- e/ uwzględnienie kosztów budowy

Gdy pracujemy przy niskich częstotliwościach efekty pasożytnicze są nieistotne, inaczej jest przy częstotliwościach wyższych. Przy budowie układu z elementów dyskretnych, zasadniczy wpływ ma jakość użytych elementów, ich tolerancja oraz sposób montażu. Przy wyższych częstotliwościach oraz gdy układ nie posiada dobrej stabilizacji temperaturowej, pod wpływem zmian temperatury i wysokiej częstotliwości, żyrator zaczyna wzbudzać się.

Wydaje się, że najbardziej stabilne układy żyratorów można budować techniką hybrydową. Elementy aktywne powinny być wykonane techniką monolityczną na podłożu aktywnym, zaś elementy R i C jako

cienkowieńcowe na podłożu pasywnym, gdzie możemy osiągnąć tolerancje paru procent. Układ taki może zaprojektować z precyzją konwencjonalnych układów zbudowanych z elementów dyskretnych.

#### Literatura

1. Białko M., Żurada J.: Filtr aktywny III rzędu o małej czułości zbudowany ze źródeł uniwersalnych. Archiwum Elektroniki - Tom XXI Zeszyt 4, 1972 r.
2. Białko M.: Properties of Nonideal Transistor Gyrator Circuits - Bulletin. De L'Academie Polonaise Des Scinces - Volume XV, No 11, 1967
3. Białko M.: Some properties of transistor gyrator circuits. Archiwum Elektrotechniki - Tom XVII Zeszyt 2, 1968 r.
4. Białko M., Newcomb R.W.: Sposoby tworzenia wszystkich układów skończonych przy użyciu scalonego różnicowego źródła prądowego sterowanego napięciem. Archiwum Elektroniki - Tom XX Zeszyt 1, 1971 r.
5. Białko M., Tomaszewski Z.: Symulacje indukcyjności nieuziemionej o własnościach unitelarnych. Archiwum Elektrotechniki - Tom XXII, Zeszyt 1, 1973 r.
6. Białko M., Tomaszewski Z.: Tranzystorowa realizacja żyratora 1972 r. 18, Z - 4, ss 739 - 758
7. Białko M.: Układy mikroelektroniczne. WŁK - Warszawa 1969 r.
8. Huneck M.: Einige Gyrotoren mit sehr hoher Grundgüte - Nachrichtentechnik Elektronik - Nr 1, 1971
9. Louis de Pian: Using the gyrator. Electronice, June 10, 1968
10. Morse A.S. and Huelsmann L.P.: A Gyrator Realization Using operational Amplifiers SSEE Trans. Circuit Theory, vol CT-11, no 2 p 277 June 1964
11. Su K.L.: Active Network Synthesis, Mc Graw Hill, N.Y. 1965

## GYRATOR AS THE ELEMENT OF SECOND ORDER SELECTIVE AMPLIFIER

## Summary

This paper shows an example of second order selective amplifier with gyrator as the element.

Several simple realisations, and short analysis of network activity are given. Practical realisations of several networks with gyrators, and results in the next part are discussed.

ГИРАТОР В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕМЕНТА СЕЛЕКТИВНОГО  
УСИЛИТЕЛЯ II СТЕПЕНИ

## Резюме

В статье представлен способ использования гириатора в качестве элемента селективного усилителя II степени. Показаны некоторые способы реализации гириатора и проведён краткий анализ его работы в селективной схеме.

В практической части приведены примеры схем гириаторов реализованных на базе дискретных элементов, а также представлены результаты измерений в селективной схеме.

Eugeniusz Polaszek

621.317.33

ANALIZA MOŻLIWOŚCI WYKORZYSTANIA UKŁADU RÓŻNICOWEGO  
DO POMIARÓW INDUKCYJNOŚCI

W niniejszej pracy przedstawiono możliwości wykorzystania klasycznych układów różnicowych do pomiarów indukcyjności i impedancji o charakterze indukcyjnym. Ze względu na uniwersalność oraz zapewnienie możliwości dokonywania niezależnego pomiaru i niezależnego odczytu składowych impedancji, wybrano układ Campbella-Starra ze wzorcem indukcyjnym.

Analizę równoważenia układu różnicowego przeprowadzono w oparciu o metodę wykreślną oraz poddano analizie czułość i współczynnik niezrównoważenia dla tego typu układu.

1. Wstęp

Celem niniejszej pracy jest dokonanie analizy możliwości wykorzystania układu różnicowego do pomiarów indukcyjności. Wybór optymalnego układu będzie podstawą do zaprojektowania czło-  
nu pomiarowego wchodzącego w skład automatu kontrolno-sortującego elementy i podzespoły elektroniczne.

Automat ten ma służyć do sprawdzania, czy wartości elementów biernych, zamontowanych w podzespołach, mieszczą się w gra-

nicach tolerancji. Po dokonaniu pomiaru automat ma wykazać, które elementy nie mieszczą się w zadanych granicach tolerancji.

Specyfika połączeń podzespołów elektronicznych, gdzie spotyka się między innymi równoległe łączenie elementów, narzuca konieczność rozróżniania składowej rzeczywistej i urojonej mierzonej impedancji.

Precyzując zagadnienie ustalono, że od układu pomiarowego nie wymaga się dokładnego określenia wartości mierzonych indukcyjności, lecz określenia, czy badana indukcyjność mieści się w zadanych granicach tolerancji.

Powyższe wymaganie najłatwiej jest zrealizować w oparciu o różnicową metodę pomiarową, na bazie układów mostkowych o niepełnym zrównoważeniu, czyli w układach mostków tolerancji.

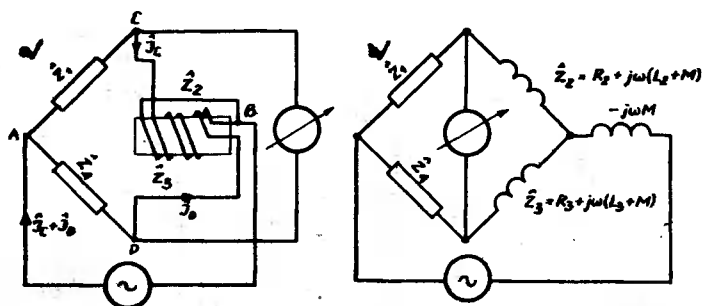
Zdecydowano się na układy mostków różnicowych, które można również wykorzystać do pomiarów rezystancji i pojemności.

## 2. Ogólna charakterystyka układów różnicowych

Mostki różnicowe dzieli się na dwa podstawowe układy [2]:

- a/ układ Kühle-Walsha oraz modyfikacja Kühle
- b/ układ Campbella-Starra

W układzie Kühle-Walsha /rys.1/ jako gałęzie stałe mostka  $\hat{Z}_2$  i  $\hat{Z}_3$  zastosowano indukcyjność wzajemną na rdzeniu magnetycznym.



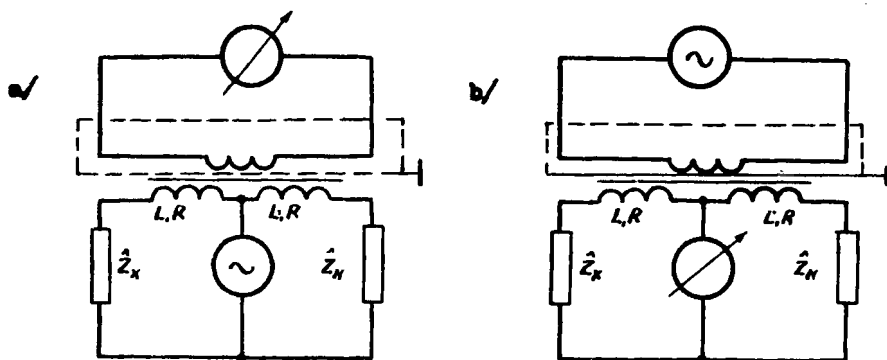
Rys.1. Układ Kühle-Walsha

- a/ układ podstawowy, b/ układ zastępczy bez sprzężeń magnetycznych

Stosując przekształcenia obwodu podstawowego otrzymamy układ zastępczy taki, jak na rys.1 b.

W praktyce układ ten jest mało wykorzystywany ze względu na trudności w uzyskiwaniu dostatecznie silnych sprzężeń między cewkami. W układzie tym powstają dodatkowe błędy pochodzące od pojemności szczytkowych występujących w uzwojeniach dławika [2].

Modyfikacja Kühle i układ Campbella-Starra z zastosowaniem transformatora są zewnętrznie bardzo podobne. Różnią się jedynie między sobą miejscami podłączenia źródła zasilania i wskaźnika równowagi. Układy te przedstawione są na rys.2.



Rys.2. Transformatorowe układy różnicowe

a/ modyfikacja Kühle, b/ układ Campbella-Starra

W układach wyżej przedstawionych można mierzyć zarówno impedancje o charakterze indukcyjnym jak i pojemnościowym oraz rezystancje.

Zmniejszenie wpływu sprzężeń pojemnościowych, które można spotkać w układach z dławikami, uzyskuje się przez zaekranowanie pierwotnego uzwojenia transformatora. Aby poprawić symetrię uzwojenia wtórnego można np. nawijać je jednocześnie dwoma dru-



tami.

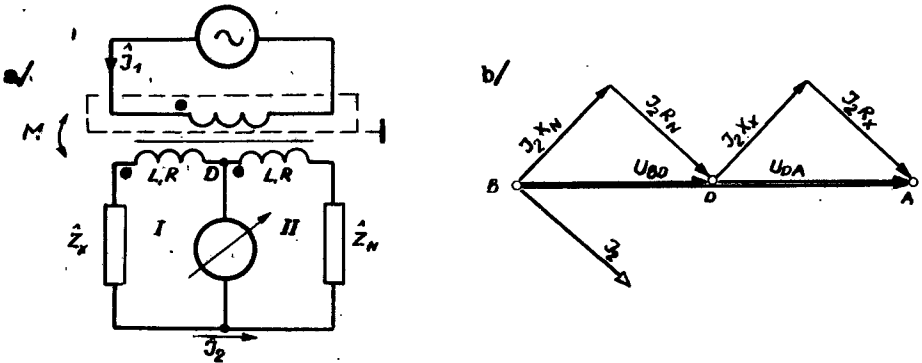
Układy Kühle i Starra spełniają jednakowe zadania pomiarowe i pozwalają na pomiary z błędami rzędu dziesiątych a nawet setnych części procenta.

Ze względu na prostotę równoważenia układy pozwalają na pomiary szybkie. Dodatkową zaletą układów jest ich uniwersalność oraz możliwość dokonywania niezależnego pomiaru i niezależnego odczytu składowej rzeczywistej i urojonej. Zalety te powodują, że zajmiemy się analizą możliwości zastosowania jednego z tych układów.

### 3. Analiza układu Campbella-Starra

#### A. Układ ze wzorcem indukcyjnym

Na początku przeanalizujemy układ, gdzie elementem wzorcowym przy pomiarze indukcyjności będzie cewka indukcyjna. Układ ten jest przedstawiony na rys.3.



Rys.3. Układ do pomiaru indukcyjności ze wzorcem indukcyjnym

a/ schemat układu

b/ wykres wskazany

Transformator ma dwa identyczne uzwojenia wtórne o indukcyjnościach  $L, L$  i opornościach  $R, R$ . W stanie równowagi, gdy potencjały punktów C D są sobie równe,

dla oczka I

$$\hat{I}_1 \cdot j\omega M = \hat{I}_2 / R + j\omega L / + \hat{I}_2 \cdot \hat{Z}_X \quad (1)$$

dla oczka II

$$\hat{I}_1 \cdot j\omega M = \hat{I}_2 / R + j\omega L / + \hat{I}_2 \cdot \hat{Z}_N \quad (2)$$

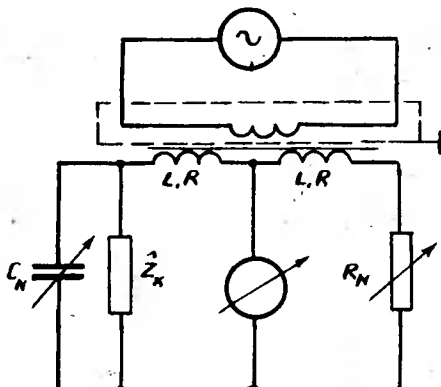
Z porównania obu równań otrzymamy:

$$\hat{Z}_X = \hat{Z}_N \quad (3)$$

Jak widzimy, równoważenie takiego układu nie przedstawia trudności, gdy zostanie zachowany ten sam charakter elementu wzorcowego i mierzonego. Zamiast prostego wskaźnika równowagi można zastosować układ rozróżniający niezrównoważenie każdej ze składowych impedancji osobno.

#### B. Układ ze wzorcem pojemnościowym.

Układ do pomiaru impedancji o charakterze indukcyjnym ze wzorcem pojemnościowym przedstawiony jest na rys.4.



Rys.4. Układ do pomiaru indukcyjności ze wzorcem pojemnościowym.

Stan równowagi mostka ma miejsce, gdy zostanie spełniona równość:

$$\frac{|R_X + jX_X| \cdot \frac{1}{j\omega C_N}}{R_X + jX_X + \frac{1}{j\omega C_N}} = R_N \quad (4)$$

Po przekształceniu otrzymamy wzory końcowe:

$$R_X = \frac{R_N}{1 + R_N^2 \omega^2 C_N^2} \quad (5)$$

$$X_X = \frac{R_N^2 \omega C_N}{1 + R_N^2 \omega^2 C_N^2} \quad (6)$$

gdzie:  $X_X = \omega L_X$  (7)

Moduł impedancji  $\hat{Z}_X$  wynosi:

$$Z_X = \sqrt{R_X^2 + X_X^2} = \frac{R_N}{\sqrt{1 + R_N^2 \omega^2 C_N^2}} \quad (8)$$

zaś kąt:

$$\varphi_X = \arctg \frac{X_X}{R_X} = \arctg R_N \omega C_N \quad (9)$$

gdzie:

$\hat{Z}_X$  - impedancja mierzona

$\hat{Z}_N$  - impedancja wzorcowa

$\omega$  - pulsacja

Ze wzoru (9) widać, że gdy kąt fazowy jest duży, to dla uzyskania równowagi w mostku musi być duża wartość pojemności  $C_N$ .

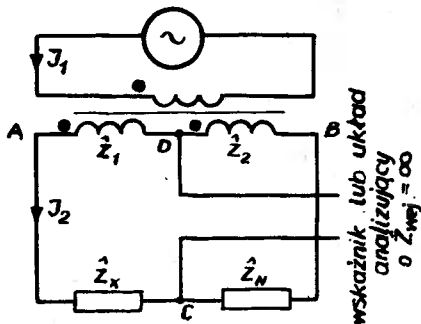
W takim przypadku wygodniej jest łączyć kondensator wzorcowy  $C_X$  szeregowo z impedancją  $\hat{Z}_X$ .

Z końcowych zależności (5) i (6) na mierzone wielkości  $X_X$  i  $R_X$  wynika, że w układzie ze wzorcem pojemnościowym nie uzyskamy niezależnego pomiaru obu składowych impedancji. Niemożliwość spełnienia warunku niezależnego pomiaru składowej rzeczywistej i urojonej mierzonej impedancji jest powodem wykluczenia tego układu z dalszej analizy.

4. Analiza możliwości równoważenia układu różnicowego.

Analizę tę przeprowadzimy metodą wykreślną.

Schemat i oznaczenia analizowanego obwodu przedstawione są na rys.5.

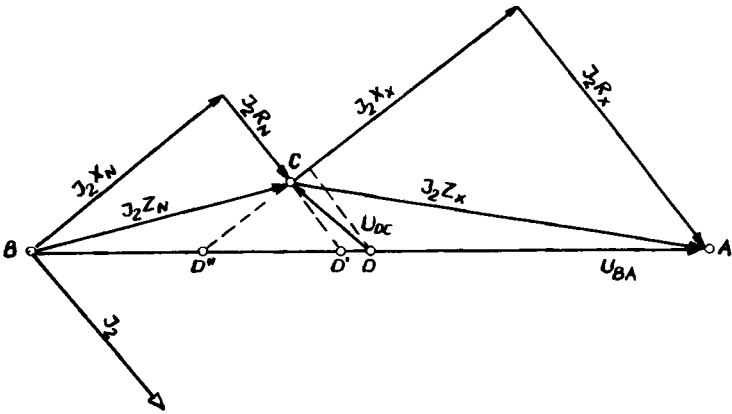


Rys.5. Układ różnicowy poddany analizie równoważenia

A. Równoważenie mostka przy pomiarze cewek stratnych i użyciu wzorca  $\hat{Z}_N = R_N + jX_N$ , przedstawiono na rys.6.

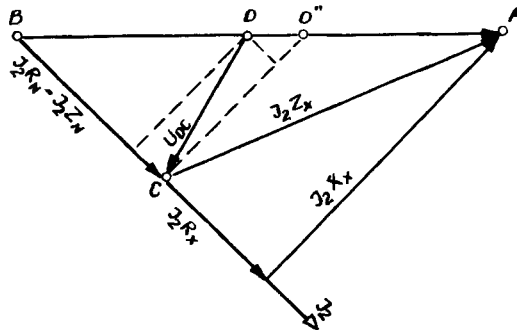
Punkt D jest punktem równowagi przy dokładnej symetrii uzwojeń wtórnych transformatora oraz równości elementu wzorcowego i mierzonego.

Punkt D jest punktem równowagi po wyeliminowaniu składowej urojonej z napięcia niezrównoważenia. Chcąc go otrzymać praktycznie, musielibyśmy na uzwojeniu AB wykonać odczep odpowiadający podziałowi napięcia na odcinku AD i D'B. Punkt D'' jest punktem równowagi po wyeliminowaniu składowej rzeczywistej z napięcia niezrównoważenia. Praktycznie realizacja jak wyżej.



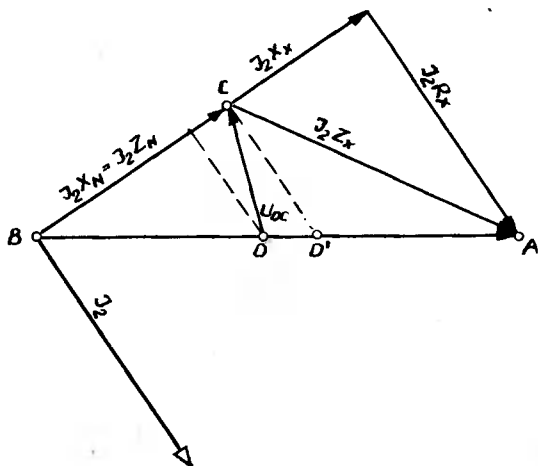
Rys.6. Wykres wskazowy dla  $\hat{Z}_X = R_X + jX_X$  i  $\hat{Z}_N = R_N + jX_N$

B. Równoważenie mostka przy pomiarze cewek stratnych i użyciu wzorca  $\hat{Z}_N = R_N$ , przedstawione jest na rys.7.



Rys.7. Wykres wskazowy dla  $\hat{Z}_X = R_X + jX_X$  i  $\hat{Z}_N = R_N$   
punkt D - określony przy rys.6, punkt D'' - punkt równowagi po wyeliminowaniu składowej rzeczywistej z napięcia niezrównoważenia

C. Równoważenie mostka przy pomiarze cewek stratnych i użyciu wzorca  $\hat{Z}_N = jX_N$ , przedstawiono na rys.8.



Rys.8. Wykres wskazowy dla  $\hat{Z}_X = R_X + jX_X$   
i  $Z_N = jX_N$

punkt D - określony jak wyżej  
punkt D - punkt równowagi mostka po wyeliminowaniu składowej urojonej z napięcia niezrównoważenia

D. Równoważenie mostka przy pomiarze cewek bezstratnych i użyciu wzorca  $\hat{Z}_N = R_N + jX_N$ , przedstawiono na rys.9

Podsumowując analizę wykreślną stwierdzamy, że metoda różnicowa pozwala na niezależny pomiar obu składowych impedancji.

Dobierając dla każdej mierzonej indukcyjności odpowiedni wzorec, w bardzo szybki sposób możemy przeprowadzić potrzebną nam klasyfikację elementów,

jak np. zaliczanie do grup tolerancji.

Jak wynika z analizy, optymalnym wzorcem jest wzorec typu  $\hat{Z}_N = R_N + jX_N$ , bowiem wzorce typu  $\hat{Z}_N = R_N$  i  $\hat{Z}_N = jX_N$  dają możliwość pomiaru tylko jednej ze składowych, rzeczywistej lub urojonej. Osobnym problemem jest przeanalizowanie rozkładu punktów podziału napięcia AB. Jak już wiemy z rys.3b, punkt D dzieli symetrycznie napięcia AB na napięcia AD i DB. Natomiast na napięcie CD, jak wynika z rys. 6,7,8 i 9, jest napięciem niezrównoważenia mostka. Rozkładając napięcie niezrównoważenia CD na składowe względem prądu płynącego w uzwojeniu wtórnym i przesuw-



Problem ten jest szeroko dyskutowany w literaturze [1], my natomiast zajmiemy się tylko niektórymi aspektami tego zagadnienia.

Ogólnie czułość można podzielić na dwa rodzaje:

A. Bezwzględną czułość napięciową, definiowaną jako:

$$S_u = \lim_{|\Delta Z| \rightarrow 0} \frac{\Delta U_{CD}}{\Delta Z} \quad (10)$$

B. Względędną czułość napięciową, określaną następująco:

$$S_{uo} = \lim_{|\Delta Z| \rightarrow 0} \frac{\Delta U_{CD}}{\frac{\Delta Z}{Z}} = S_u \cdot Z \quad (11)$$

Aby określić te czułości musimy wyznaczyć napięcie na wyjściu mostka, przy otwartej jego przekątnej  $/Z_{wsk} = \infty /$ , wywołane zmianą impedancji ramienia  $Z_X$  o  $\Delta Z_X$ .

$$\begin{aligned} \Delta \hat{U}_{CD} &= \hat{U}_{AC} - \hat{U}_{AD} = \hat{U}_{AB} / \frac{Z_X + \Delta Z_X}{Z_X + \Delta Z_X + Z_N} - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} / = \\ &= \hat{U}_{AB} \frac{Z_X + \Delta Z_X \cdot Z_2 - Z_N \cdot Z_1}{Z_X + \Delta Z_X + Z_N \cdot Z_2 + Z_1} \end{aligned} \quad (12)$$

Ponieważ mostek jest wytracony z równowagi tylko wskutek zmiany  $Z_X \rightarrow \Delta Z_X$ , pozostałe wartości impedancji powinny spełniać warunek równowagi mostka:

$$Z_X \cdot Z_2 = Z_N \cdot Z_1 \quad (13)$$



czyli:

$$\Delta \hat{U}_{CD} = \hat{U}_{AB} \frac{\Delta Z_X \cdot Z_2}{/Z_X + \Delta Z_X + Z_N/ /Z_1 + Z_2/} \quad (14)$$

Ze względu na to, że  $\Delta Z_X \ll Z_X$ , przyrost  $\Delta Z_X$  w mianowniku można pominąć. Wówczas otrzymamy:

$$\Delta \hat{U}_{CD} = \hat{U}_{AB} \frac{\Delta Z_X \cdot Z_2}{/Z_X + Z_N/ /Z_1 + Z_2/} \quad (15)$$

Uwzględniając równanie wiążące, otrzymujemy impedancje w stanie równowagi:

$$Z_X \cdot Z_2 = Z_N \cdot Z_1; \quad \frac{Z_N}{Z_X} = \frac{Z_2}{Z_1}$$

Podzielimy licznik i mianownik wyrażenia przez  $Z_X$  i  $Z_1$ :

$$\Delta \hat{U}_{CD} = \hat{U}_{AB} \frac{\frac{\Delta Z_X \cdot Z_2}{Z_X \cdot Z_1}}{/1 + \frac{Z_N}{Z_X}/ /1 + \frac{Z_2}{Z_1}/} = \hat{U}_{AB} \delta Z_X \frac{A}{/1+A/2} \quad (16)$$

gdzie:

$$A = \frac{Z_N}{Z_X} = \frac{Z_2}{Z_1} \text{ jest stosunkiem impedancji ramion;}$$

$$\delta Z_X = \frac{\Delta Z_X}{Z_X}$$

Korzystając z powyższego wyrażenia i przekształcając je otrzymamy wzór na względną czułość napięciową, która jest najwygodniejszą wielkością wyjściową przy określaniu błędu pomiaru mostkiem.

$$S_{uo} = \hat{U}_{AB} \frac{A}{1 + A^2} \quad (17)$$

Wartość tego wyrażenia nie zależy od wyboru ramienia o zmiennej impedancji. Można więc rozpatrywać względną zmianę impedancji  $Z_X$ , lecz także np.  $Z_N$ .

Napięcie niezrównoważenia równe jest:

$$\Delta \hat{U}_{CD} = S_{uc} \cdot \delta Z = \delta Z \cdot K \cdot \hat{U}_{AB} \quad (18)$$

gdzie:

$$\delta Z = \frac{\Delta Z}{Z} \text{ - względna zmiana impedancji jednego z ramion mostka - współczynnik niezrównoważenia}$$

$$K = \frac{A}{1+A^2}; \hat{U}_{AB} \text{ - napięcie zasilające układ}$$

Jak widzimy, napięcie niezrównoważenia na zaciskach otwartej przekątnej wskaźnika zerowego  $Z_{wsk} = \infty$  /jest iloczynem trzech niezależnych czynników.

Dalej zajmiemy się tylko współczynnikiem niezrównoważenia  $\delta Z$ , natomiast analizę pozostałych można znaleźć w literaturze[1].

## 6. Współczynnik niezrównoważenia

W ogólnym przypadku impedancja zmienna może być dowolnym ramieniem mostka; wyżej była ona wielkością mierzoną.

Wyznamy teraz współczynnik niezrównoważenia dla zmian każdego ze składników impedancji:

$$Z = R + jX = |Z| e^{j\psi}$$

Przy zmianie składowej impedancji o  $\Delta R$  współczynnik niezrównoważenia  $\delta Z_R$  będzie wynosić:

$$\delta Z_R = \frac{\Delta Z_R}{Z} = \frac{\Delta R}{Z} = \frac{\Delta R}{|Z|} e^{j\varphi} \quad (19)$$

a jego moduł:

$$|\delta Z_R| = \frac{\Delta R}{|Z|} \quad (20)$$

Przy zmianie składowej biernej o wielkości  $\Delta X$  mamy:

$$\delta Z_X = \frac{\Delta Z_X}{Z} = j \frac{\Delta X}{Z} = j \frac{\Delta X}{|Z|} e^{-j\varphi} \quad (21)$$

Moduł współczynnika niezrównoważenia w tym przypadku będzie równy:

$$|\delta Z_X| = \frac{\Delta X}{|Z|} \quad (22)$$

Po podstawieniu wyznaczonych wartości współczynnika niezrównoważenia, można wyznaczyć przyrost napięcia wyjściowego mostka  $\Delta \hat{U}_{CD}$  spowodowany zmianą poszczególnych składowych impedancji:

$$\hat{U}_{CD} = \frac{\Delta R}{|Z|} \cdot |K| \cdot \hat{U}_{AB} \quad (23)$$

$$\hat{U}_{CD} = \frac{\Delta X}{|Z|} \cdot |K| \cdot \hat{U}_{AB} \quad (24)$$

Ze wzorów tych wynika, że napięcie niezrównoważenia jest wprost proporcjonalne do ilorazu przyrostu składowej czynnej lub biernej i modułu impedancji  $|Z|$ .

Poczynione obserwacje dotyczące odchyłek procentowych składowych impedancji mierzonej, można wykorzystać w praktyce wykonując odczepy w uzwojeniu wtórnym transformatora różnicowego. Odpowiednio przeliczony transformator daje możliwość pokrycia całego wymaganej zakresu tolerancji dla poszczególnych elementów. Każdy odczep powinien odpowiadać jednej, ściśle określonej wartości tolerancji. Korzystanie z układu Campbella-Starra ze wzorcem indukcyjnym, zapewnia nam możliwość dokonywania niezależnego pomiaru i niezależnego odczytu obu składowych impedancji mierzonej.

Po wymianie wzorców na pojemnościowy lub rezystancyjny, układ daje możliwość pomiaru pojemności lub rezystancji.

Układ Campbella-Starra pozwala na pomiar z błędem rzędu dziesiętnych a nawet setnych części procenta [2].

Szybkość dokonywania pomiarów w tym układzie limitowana jest szybkością przełączania odczepów transformatora różnicowego.

### Literatura

1. Karadajew K.W.: Pomiary elektryczne metodami mostkowymi i kompensacyjnymi. NT 1959 r.
2. Łapiński M.: Miernictwo teleelektryczne Tom 2 i 3. WŁK 1966 r.

## ANALYSIS OF DIFFERENTIAL NETWORK UTILIZATION FOR INDUCTANCE MEASUREMENT

### Summary

In this article there have been presented possibilities of classical differential network utilization for measurement of inductance and impedance of inductant character.

In consideration of universality and assurance of possibilities to make independent measurement and independent reading of component impedance the Campbell - Starr system with inductive standard has been chosen.

Analysis of differential network equalizing has been carried out, being based on graphical method and sensibility and unbalancing coefficient for that type of system has been analysed.

## АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ ИНДУКТИВНОСТИ

### Резюме

В данной работе представлены возможности использования классических дифференциальных систем для измерений индуктивности и импеданса индуктивного характера. Принимая во внимание универсальность, а также гарантии возможности проведения независимого измерения и независимого отчёта составных импедансов, была выбрана система Campbella - Starra с индуктивным образцом.

Анализ равновесия дифференциальной системы проведён на основе графического метода, а также проанализирована чувствительность и коэффициент неравновесия для такого типа систем.

Marian Rakowski

621.3:651.327.4

## PRZETWORNIK LICZB LOSOWYCH

W pracy omówiono metodę przekształcania liczb losowych o rozkładzie równomiernym na liczby o założonym rozkładzie. Przedstawiono rozwiązanie takiego przetwornika dla liczb czterobitowych.

Na elektronicznej maszynie cyfrowej przeprowadzono obliczenia zmian funkcji rozkładu liczb na wyjściu, w zależności od zmian współczynników przetwornika.

### 1. Wstęp

W literaturze możemy spotkać szereg rozwiązań generatorów liczb losowych lub pseudolosowych o rozkładzie równomiernym. Przy stosowaniu monolitycznych układów scalonych, okazuje się proste zbudowanie niezawodnych generatorów liczb pseudolosowych. Firmy Hewlett - Packard, Solartron oferują takie generatory. Prace badawcze nad budową tychże generatorów prowadzone są również w Zespole Elektroniki Przemysłowej i Automatyki Akademii Techniczno - Rolniczej w Bydgoszczy.

Niniejsza praca podaje przykład przetwornika liczb losowych lub pseudolosowych o rozkładzie równomiernym na liczby o dowolnym rozkładzie oraz zawiera obliczenia związane z konkretnym rozwiązaniem przetwornika.

## 2. Układ przetwornika

W realizacji przetwornika ograniczono się do liczb czterobitowych w systemie dwójkowym. Rozważania są również słuszne dla liczb o dowolnej długości. Zakładamy istnienie generatora liczb losowych lub pseudolosowych o rozkładzie równomiernym.

Tablica 1

liczba x	prawdepod. P
0000	$P_0$
0001	$P_1$
0010	$P_2$
0011	$P_3$
0100	$P_4$
0101	$P_5$
0110	$P_6$
0111	$P_7$
1000	$P_8$
1001	$P_9$
1010	$P_{10}$
1011	$P_{11}$
1100	$P_{12}$
1101	$P_{13}$
1110	$P_{14}$
1111	$P_{15}$

Chcemy aby na wyjściu przetwornika pojawiły się liczby losowe lub pseudolosowe z prawdopodobieństwem zgodnym z podaną tablicą 1.

gdzie:  $\sum_{i=0}^{15} P_i = 1$

Źnznaczamy przez  $d_1, d_2, d_3, d_4$  poszczególne pozycje liczby x, oraz  $P(d_1), P(d_2), P(d_3), P(d_4)$  prawdopodobieństwo pojawienia się na poszczególnych pozycjach 1.

Zgodnie z tablicą 1 prawdopodobieństwo, że  $d_1 = 1$  wynosi:

$$P(d_1) = P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15} = \beta_1 \quad (2)$$

gdy  $d_1 = 1$  to prawdopodobieństwo, że  $d_2 = 1$  wynosi zgodnie z tablicą 1:

$$P(d_2 = 1 / d_1 = 1) = P(d_2 / d_1) = \frac{P_{12} + P_{13} + P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}}{P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}} = \beta_2 \quad (3)$$

gdy  $\alpha_1 = 0$  to prawdopodobieństwo pojawienia się 1 na  $\alpha_2$

wynosi:

$$P(\alpha_2 = 1/\alpha_1 = 0) = P(\alpha_2/\bar{\alpha}_1) = \frac{p_4 + p_5 +}{p_0 + p_1 + p_2 + p_3 + p_4 + p_5 +} \frac{+ p_6 + p_7}{+ p_6 + p_7} = \beta_3 \quad (4)$$

Podobnie gdy określone będą wartości na pozycjach  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  to pozycja  $\alpha_3$  będzie równa 1 z prawdopodobieństwem :

$$P(\alpha_3/\alpha_1 \cap \alpha_2) = \frac{p_{14} + p_{15}}{p_{12} + p_{13} + p_{14} + p_{15}} = \beta_4 \quad (5)$$

gdy  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$  ;

$$P(\alpha_3/\bar{\alpha}_1 \cap \alpha_2) = \frac{p_6 + p_7}{p_4 + p_5 + p_6 + p_7} = \beta_5 \quad (6)$$

gdy  $\alpha_1 = 0, \alpha_2 = 1$  ;

$$P(\alpha_3/\alpha_1 \cap \bar{\alpha}_2) = \frac{p_{10} + p_{11}}{p_8 + p_9 + p_{10} + p_{11}} = \beta_6 \quad (7)$$

gdy  $\alpha_1 = 1, \alpha_2 = 0$  ;

$$P(\alpha_3/\bar{\alpha}_1 \cap \bar{\alpha}_2) = \frac{p_2 + p_3}{p_0 + p_2 + p_3 + p_4} = \beta_7 \quad (8)$$

gdy  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ .

Kiedy ustalone są pierwsze trzy pozycje, to prawdopodobieństwo jedynki na czwartej pozycji wyniesie:

$$P(\alpha_4/\alpha_1 \cap \alpha_2 \cap \alpha_3) = \frac{p_{15}}{p_{14} + p_{15}} = \beta_8 \quad (9)$$



$$P(d_4 / d_1 \cap d_2 \cap \bar{d}_3) = \frac{p_{13}}{p_{12} + p_{13}} = \beta_9 \quad (10)$$

$$P(d_4 / d_1 \cap \bar{d}_2 \cap d_3) = \frac{p_{11}}{p_{10} + p_{11}} = \beta_{10} \quad (11)$$

$$P(d_4 / d_1 \cap \bar{d}_2 \cap \bar{d}_3) = \frac{p_9}{p_8 + p_9} = \beta_{11} \quad (12)$$

$$P(d_4 / \bar{d}_1 \cap d_2 \cap d_3) = \frac{p_7}{p_6 + p_7} = \beta_{12} \quad (13)$$

$$P(d_4 / \bar{d}_1 \cap d_2 \cap \bar{d}_3) = \frac{p_5}{p_4 + p_5} = \beta_{13} \quad (14)$$

$$P(d_4 / \bar{d}_1 \cap \bar{d}_2 \cap d_3) = \frac{p_3}{p_2 + p_3} = \beta_{14} \quad (15)$$

$$P(d_4 / \bar{d}_1 \cap \bar{d}_2 \cap \bar{d}_3) = \frac{p_1}{p_0 + p_1} = \beta_{15} \quad (16)$$

Problem otrzymania liczb na wyjściu przetwornika z żadaną funkcją rozkładu podaną w tablicy 1, sprowadza się do generowania na poszczególnych pozycjach wartości 1 z prawdopodobieństwami warunkowymi podanymi przez wzory (2) - (16).

## 3. Układ formujący

Układ formujący będzie miał za zadanie generowanie na wyjściu sekwencję binarną, w której prawdopodobieństwo wystąpienia 1 będzie równe zadanemu. Weźmy pod uwagę funkcję logiczną postaci:

$$Z = a_1 \bar{Y}_1 U a_2 Y_1 \bar{Y}_2 U a_3 Y_1 Y_2 \bar{Y}_3 U a_4 Y_1 Y_2 Y_3 \bar{Y}_4 U \dots U a_n Y_1 \dots \bar{Y}_n \quad (17)$$

gdzie  $a_1, a_2, \dots, a_n$  - współczynniki przyjmujące wartość 0 lub 1.

W wyniku negacji zmiennej  $Y$  otrzymujemy niezależność składników alternatywy.

$Y_1 Y_2 \dots Y_n$  - zmienne losowe przyjmujące wartość "1" z prawdopodobieństwem równym 0,5 i wartość "0" z prawdopodobieństwem 0,5.

Ponieważ poszczególne składniki alternatywy prawej strony funkcji  $Z$  są zdarzeniami niezależnymi, prawdopodobieństwo tego, że funkcja  $Z$  będzie przyjmowała wartość "1" wynosi:

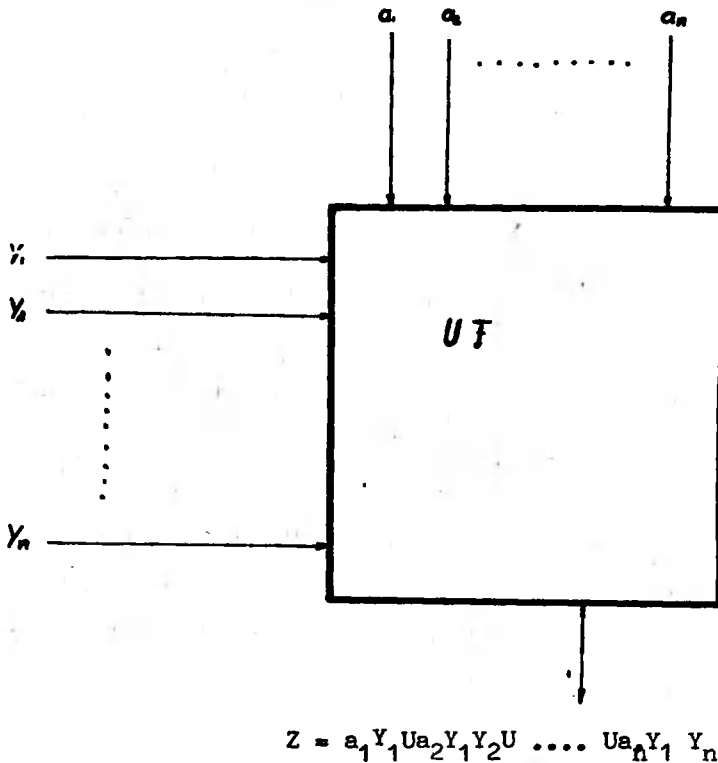
$$P/Z = 1/2^n = a_1 \frac{1}{2} + a_2 \frac{1}{2^2} + a_3 \frac{1}{2^3} \dots + a_n \frac{1}{2^n} \quad (18)$$

Można tak dobrać współczynniki  $a_i$  gdzie  $i \in \{1, n\}$ , aby z dokładnością  $\frac{1}{2^n}$  otrzymać żądane prawdopodobieństwo wystąpienia "1". Układ formujący pokazany na rys. 1 musi więc realizować funkcję logiczną  $Z$ , a dobierając współczynniki  $a_i$  będziemy wpływać na prawdopodobieństwo pojawienia się "1".

Analizując wzór (18) widzimy, że w systemie dwójkowym prawdopodobieństwo można zapisać

$$P/Z = 1/2^n = 0, a_1 a_2 a_3 \dots a_n \quad (19)$$

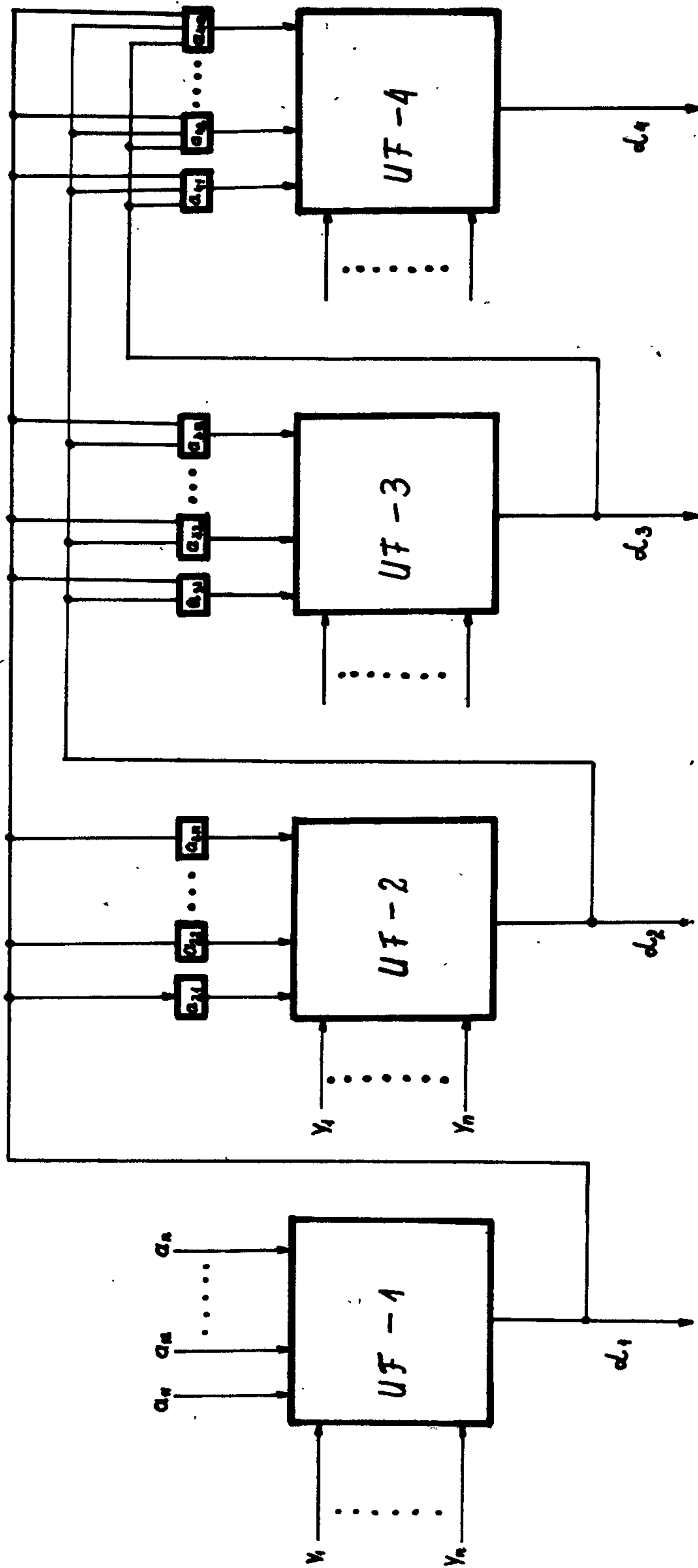
Mając więc żądane prawdopodobieństwo otrzymania "1", zapisane w systemie dwójkowym to poszczególne pozycje tego prawdopodobieństwa wyznaczają wartości współczynników  $a_i$  funkcji  $Z$ .



Rys. 1. Schemat blokowy układu formującego.

Dla czterobitowej liczby układ przetwornika liczb pokazano na rys. 2.

Współczynniki  $a_{11}$  do  $a_{1n}$  układu formującego UF - 1 są wyznaczone z wartości  $\beta_1$ , wyznaczonej z wzoru (2), zapisanej w systemie dwójkowym. Współczynniki  $a_{21}$  do  $a_{2n}$  zależą od wartości  $\alpha_1$  i dla  $\alpha_1 = 1$  można wyznaczyć z wartości  $\beta_2$ , a dla  $\alpha_1 = 0$  z wartości  $\beta_3$ . Współczynniki te będą więc funkcją zmiennej  $\alpha_1$  i  $\bar{\alpha}_1$ . Natomiast współczynniki  $a_{31}$  do  $a_{3n}$  zależą od wartości  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  i muszą tak być dobrane, aby prawdopodobieństwo pojawienia się "1" w zależności od wartości  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  wynosiło odpowiednio  $\beta_4$  lub  $\beta_5$  lub  $\beta_6$  lub  $\beta_7$ . Współczynniki  $a_{41}$  do  $a_{4n}$  zależą od wartości



Rys. 2. Układ przetwornika liczby czterobitowej.

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  i wyznaczyć je można z wartości  $\beta_8$  do  $\beta_{15}$ .

Wyznaczanie współczynników wyjaśni się na przykładzie.

#### 4. Przykład

Przyjmujemy, że na wyjściu przetwornika chcemy otrzymać liczby czterobitowe w systemie dwójkowym od 0 do 15. Prawdopodobieństwo wystąpienia poszczególnych liczb przyjęto /rys.3/ tak, aby obwiednia dała rozkład normalny o  $\sigma = 2$  i  $m = 7,5$ .

Przy takim założeniu obliczono na EMC prawdopodobieństwa wystąpienia poszczególnych liczb od 0 do 15 i wyniki zestawiono w tabeli 2.

Tablica 2

Lp.	x	P
0	0000	$P_0 = 0,0002$
1	0001	$P_1 = 0,0014$
2	0010	$P_2 = 0,0046$
3	0011	$P_3 = 0,0160$
4	0100	$P_4 = 0,0432$
5	0101	$P_5 = 0,0910$
6	0110	$P_6 = 0,1510$
7	0111	$P_7 = 0,1926$
8	1000	$P_8 = 0,1926$
9	1001	$P_9 = 0,1510$
10	1010	$P_{10} = 0,0910$
11	1011	$P_{11} = 0,0432$
12	1100	$P_{12} = 0,0160$
13	1101	$P_{13} = 0,0046$
14	1110	$P_{14} = 0,0014$
15	1111	$P_{15} = 0,0002$

Z wzoru (2) i tabeli 2 otrzymamy:

$$P(\alpha_1) = \beta_1 = 0,5$$

przedstawiając  $\beta_1$  w systemie dwójkowym z dokładnością do dziesięć

pozycji po przecinku otrzymujemy:

$$P(\alpha_1) = \beta_1 = 0,1000000000$$

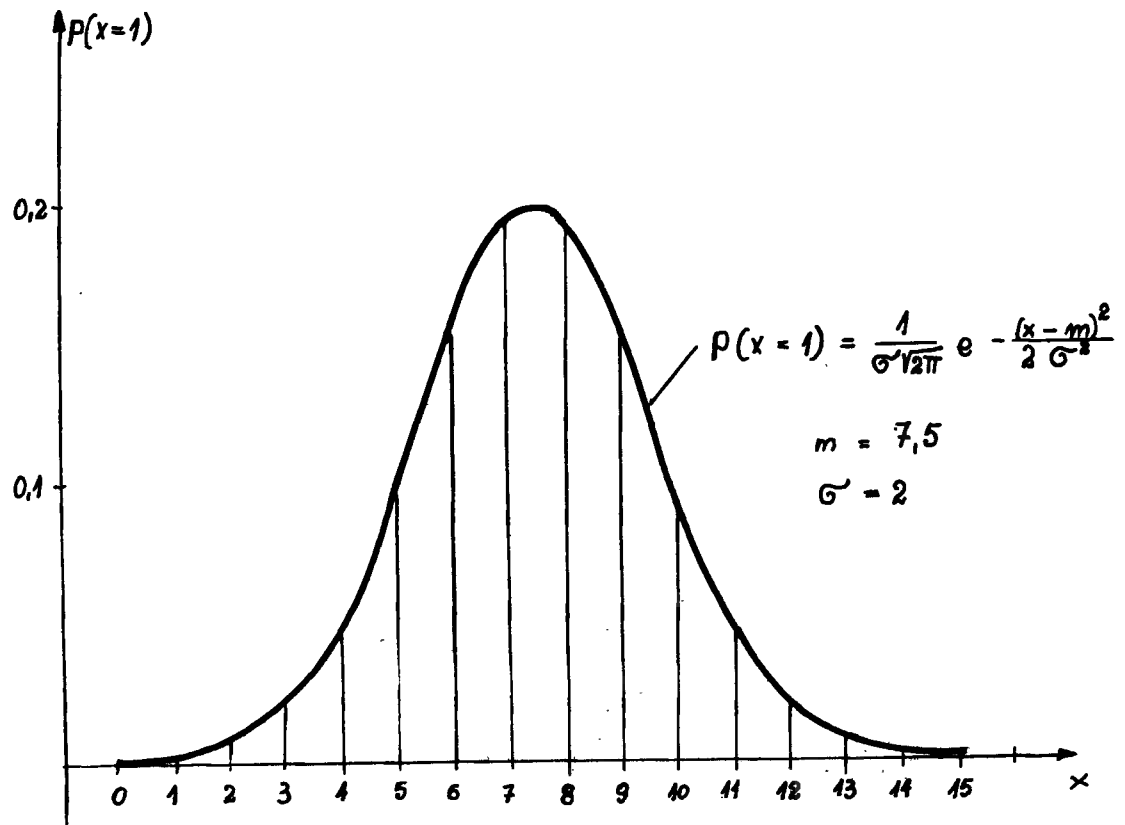
Jak wynika z wartości  $\beta_1$  współczynniki "a" dla pierwszego układu formującego będą równe:  $a_{11} = 1$ ,

$$a_{12} = a_{13} = a_{14} = a_{15} = a_{16} = a_{17} = a_{18} = a_{19} = a_{110} = 0$$

Z wzorów (3), (4) oraz tablicy 2 otrzymamy w systemie dwójkowym:

$$P(\alpha_2/\alpha_1) = \beta_2 = 0,0000101110$$

$$P(\alpha_2/\bar{\alpha}_1) = \beta_3 = 0,1111010010$$



Rys. 3. Funkcja rozkładu liczb z wyjścia przetwornika.

Zestawiając w tablicy 3 otrzymujemy następujące wartości współczynników  $a_{21}$  do  $a_{210}$

Tablica 3

$d_1$	$a_{21}$	$a_{22}$	$a_{23}$	$a_{24}$	$a_{25}$	$a_{26}$	$a_{27}$	$a_{28}$	$a_{29}$	$a_{210}$
0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0

Z tablicy 3 wynikają następujące funkcje dla współczynników "a" drugiego układu formującego:

$$a_{21} = \bar{d}_1$$

$$a_{22} = \bar{d}_1$$

$$a_{23} = \bar{d}_1$$

$$a_{24} = \bar{d}_1$$

$$a_{25} = d_1$$

$$a_{26} = \bar{d}_1$$

$$a_{27} = d_1$$

$$a_{28} = d_1$$

$$a_{29} = 1$$

$$a_{210} = 0$$

Z wzorów (5), (6), (7), (8) oraz tablicy 2 otrzymujemy:

$$P(d_3/d_1 \cap d_2) = \beta_4 = 0,0001001010$$

$$P(d_3/\bar{d}_1 \cap d_2) = \beta_5 = 0,1011011111$$

$$P(d_3/d_1 \cap \bar{d}_2) = \beta_6 = 0,0100100000$$

$$P(d_3/\bar{d}_1 \cap \bar{d}_2) = \beta_7 = 0,1110110110$$

Zestawiając w tablicy 4 otrzymujemy następujące wartości współczynników  $a_{31}$  do  $a_{310}$

Tablica 4

$\alpha_1$	$\alpha_2$	$a_{31}$	$a_{32}$	$a_{33}$	$a_{34}$	$a_{35}$	$a_{36}$	$a_{37}$	$a_{38}$	$a_{39}$	$a_{310}$
0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0

Z tablicy 4 po minimalizacji otrzymujemy następujące funkcje dla współczynnika "a" trzeciego układu formującego:

$$a_{31} = \bar{\alpha}_1$$

$$a_{32} = \bar{\alpha}_2$$

$$a_{33} = \bar{\alpha}_1$$

$$a_{34} = \alpha_2$$

$$a_{35} = \bar{\alpha}_2$$

$$a_{36} = \bar{\alpha}_1$$

$$a_{37} = \alpha_2$$

$$a_{38} = \bar{\alpha}_1$$

$$a_{39} = \alpha_1 \vee \alpha_2$$

$$a_{310} = \alpha_1 \wedge \alpha_2$$

(20)

Z wzorów (9) do (16) i tablicy 2 otrzymujemy:

$$P(\alpha_4 / \alpha_1 \wedge \alpha_2 \wedge \alpha_3) = \beta_8 = 0,0010000000$$

$$P(\alpha_4 / \alpha_1 \wedge \alpha_2 \wedge \bar{\alpha}_3) = \beta_9 = 0,0011100100$$

$$P(\alpha_4 / \alpha_1 \wedge \bar{\alpha}_2 \wedge \alpha_3) = \beta_{10} = 0,0101001011$$



$$P(\alpha_4 | \alpha_1 \cap \bar{\alpha}_2 \cap \bar{\alpha}_3) = \beta_{11} = 0,0111000001$$

$$P(\alpha_4 | \bar{\alpha}_1 \cap \alpha_2 \cap \alpha_3) = \beta_{12} = 0,1009111111$$

$$P(\alpha_4 | \bar{\alpha}_1 \cap \alpha_2 \cap \bar{\alpha}_3) = \beta_{13} = 0,1010110111$$

$$P(\alpha_4 | \bar{\alpha}_1 \cap \bar{\alpha}_2 \cap \alpha_3) = \beta_{14} = 0,1100011100$$

$$P(\alpha_4 | \bar{\alpha}_1 \cap \bar{\alpha}_2 \cap \bar{\alpha}_3) = \beta_{15} = 0,1110000000$$

Zestawiając w tablicy 5 otrzymujemy następujące wartości współczynników  $a_{41}$  do  $a_{410}$

Tablica 5

$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$a_{41}$	$a_{42}$	$a_{43}$	$a_{44}$	$a_{45}$	$a_{46}$	$a_{47}$	$a_{48}$	$a_{49}$	$a_{410}$
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1
0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0

Z tablicy 5 otrzymujemy funkcje logiczne dla współczynników "a", które po minimalizacji mają postać:

$$a_{41} = \bar{\alpha}_1$$

$$a_{42} = \bar{\alpha}_2$$

$$a_{43} = \alpha_1 \cap \alpha_2 \cup \bar{\alpha}_3$$

$$a_{44} = \alpha_1 \cap \bar{\alpha}_2 \cup \bar{\alpha}_1 \cap \bar{\alpha}_3$$

$$a_{45} = \bar{\alpha}_1 \cap \alpha_2 \cup \alpha_2 \cap \bar{\alpha}_3$$

$$a_{46} = \bar{\alpha}_1 \cap \alpha_2 \cup \bar{\alpha}_1 \cap \alpha_3$$

$$a_{47} = \bar{\alpha}_1 \cap \alpha_3 \cup \alpha_2 \cap \alpha_3$$

(21)

$$a_{48} = \bar{\alpha}_1 \wedge \alpha_3 \vee \alpha_2 \wedge \bar{\alpha}_3$$

$$a_{49} = \bar{\alpha}_1 \wedge \alpha_2 \vee \alpha_1 \wedge \bar{\alpha}_2 \wedge \alpha_3$$

$$a_{410} = \alpha_1 \wedge \bar{\alpha}_2 \vee \bar{\alpha}_1 \wedge \alpha_2$$

rozwiązanie układu formującego na elementach serii TTL typu UCY 7400, 7410, 7420 i 7430 przedstawiono na rys.4.

Mając układ formujący oraz zależności (19), (20), (21) i współczynniki  $a_{11}$  do  $a_{110}$  możemy zbudować przetwornik liczb losowych lub pseudolosowych z rozkładu równomiernego na rozkład zadany.

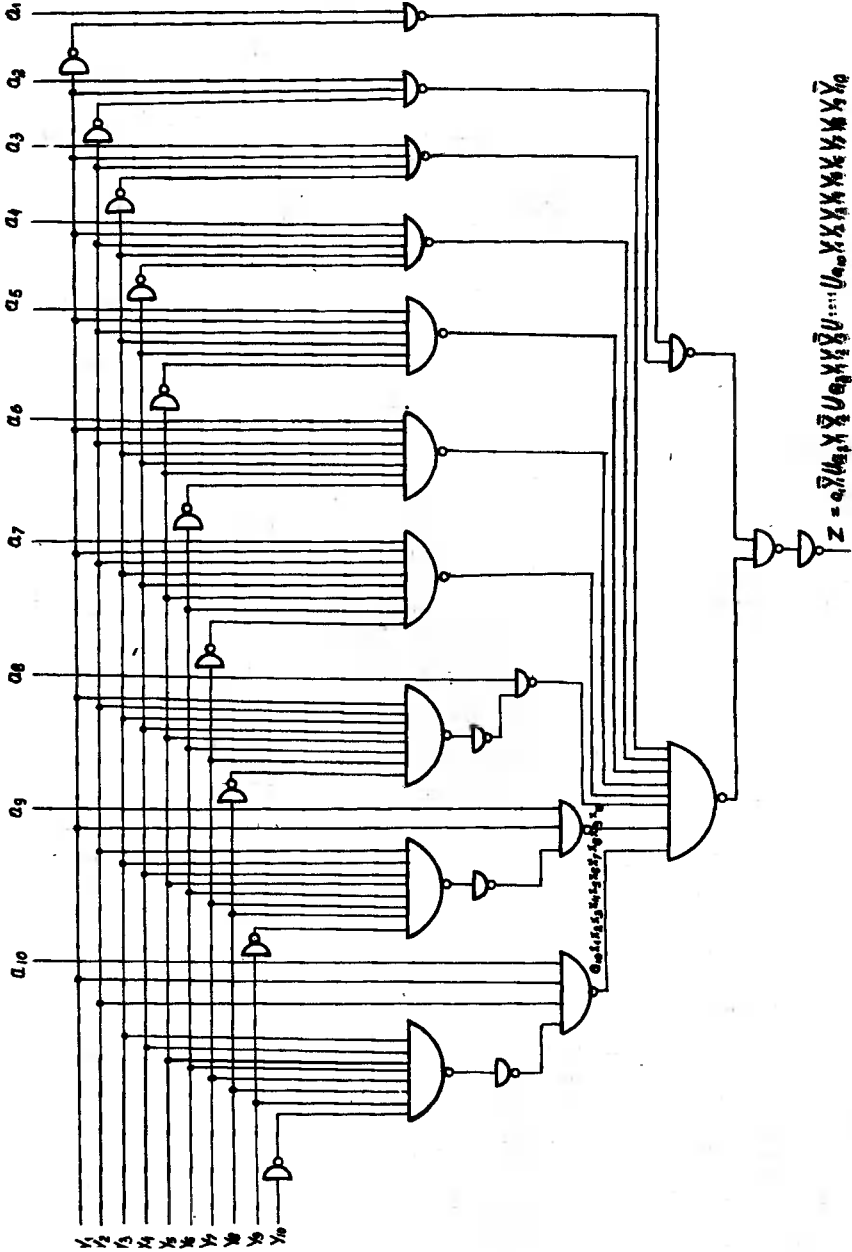
Układ przetwornika generującego liczby od 0 do 15 z prawdopodobieństwem podanym w tabelicy 2 pokazany jest na rys. 5.

## 5. Badania układu

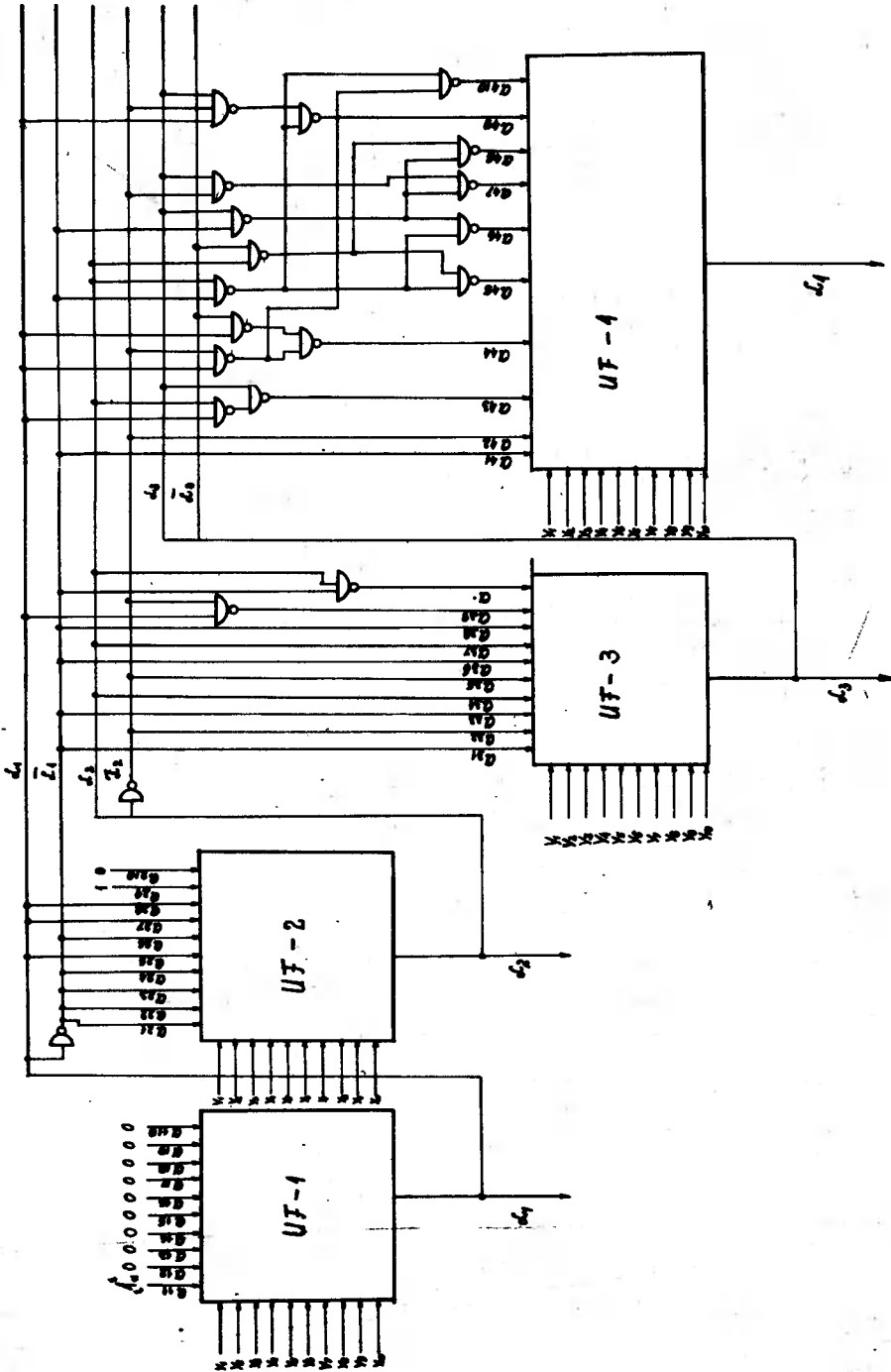
Chcąc zmienić prawdopodobieństwa liczb z wyjścia przetwornika należy zmienić współczynniki "a" układów formujących. Współczynniki pierwszego układu formującego są stałe, a pozostałych układów formujących są funkcjami zmiennymi wyjściowymi poprzednich układów formujących. Przebadano, jaki wpływ na prawdopodobieństwa pojawienia się liczb ma zmiana współczynników  $a_{11}$  do  $a_{110}$ , zostawiając niezmiennione funkcje pozostałych współczynników "a".

Zmiana współczynników  $a_{11}$  do  $a_{110}$  ma wpływ na prawdopodobieństwo pojawienia się "1" na wyjściu  $\alpha_1$ . W równaniu (2) zmieni się wartość  $\beta_1$ . Jeżeli nie zmieniają się funkcje pozostałych współczynników "a", to nie zmieniają się również wartości  $\beta_2$  do  $\beta_{15}$ . Współczynniki  $a_{11}$  do  $a_{110}$  mają wpływ na wartość  $\beta_1$ . Rozpatrując wpływ zmian współczynników  $a_{11}$  do  $a_{110}$  musimy rozwiązać układ równań od (1) do (16), gdzie zmienia się tylko  $\beta_1$ , a pozostałe są stałe\*1 przyjęte zgodnie z obliczonymi w przykładzie.

Otrzymamy następujący układ równań ze względu na  $\beta_1$  :



Rys. 4. Rozwiązanie UF na elementach NAND.



Rys. 5. Rozwiązanie przetwornika liczb losowych.

$$\sum_0^{15} P_i = 1$$

$$\sum_8^{15} P_i = \beta_1 (0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 0,9; 1,0)$$

$$\frac{P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}}{P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}} = 0,0444$$

$$\frac{P_4 + P_5 + P_6 + P_7}{P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7} = 0,9556$$

$$\frac{P_{14} + P_{15}}{P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}} = 0,072$$

$$\frac{P_6 + P_7}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7} = 0,718$$

$$\frac{P_{10} + P_{11}}{P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11}} = 0,2815$$

$$\frac{P_2 + P_3}{P_0 + P_1 + P_2 + P_3} = 0,928$$

$$\frac{P_{15}}{P_{14} + P_{15}} = 0,125$$

$$\frac{P_{13}}{P_{12} + P_{13}} = 0,223$$

$$\frac{P_{11}}{P_{10} + P_{11}} = 0,323$$

$$\frac{P_9}{P_8 + P_9} = 0,439$$

$$\frac{P_7}{P_6 + P_7} = 0,561$$

$$\frac{P_5}{P_4 + P_5} = 0,679$$

$$\frac{P_3}{P_2 + P_3} = 0,777$$

$$\frac{P_1}{P_0 + P_1} = 0,875$$

Powyższy układ równań rozwiązany został w Ośrodku Obliczeniowym ATR w Bydgoszczy i wyniki podano w tablicach.

Tablica 6

$$\beta_1 = 0$$

1	$P_0 = 3.996\ 000\ 001$	$10^{-004}$
2	$P_1 = 2.797\ 200\ 000$	$10^{-003}$
3	$P_2 = 9.188\ 313\ 600$	$10^{-003}$
4	$P_3 = 3.201\ 488\ 640$	$10^{-002}$
5	$P_4 = 8.677\ 230\ 240$	$10^{-002}$
6	$P_5 = 1.827\ 068\ 976$	$10^{-001}$
7	$P_6 = 3.012\ 070\ 312$	$10^{-001}$
8	$P_7 = 3.849\ 137\ 688$	$10^{-001}$
9	$P_8 = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
10	$P_9 = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
11	$P_{10} = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
12	$P_{11} = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
13	$P_{12} = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
14	$P_{13} = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
15	$P_{14} = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$
16	$P_{15} = 000\ 000\ 000$	$10^{+000}$

Tablica 7

$$\beta_1 = 0,1$$

1	$3.596\ 400\ 001$	$10^{-004}$
2	$2.517\ 480\ 001$	$10^{-003}$
3	$8.269\ 482\ 241$	$10^{-003}$
4	$2.881\ 339\ 776$	$10^{-002}$
5	$7.809\ 507\ 216$	$10^{-002}$
6	$1.644\ 362\ 978$	$10^{-001}$
7	$2.710\ 863\ 281$	$10^{-001}$
8	$3.464\ 223\ 919$	$10^{-001}$
9	$3.849\ 137\ 688$	$10^{-002}$
10	$3.012\ 070\ 312$	$10^{-002}$
11	$1.827\ 068\ 976$	$10^{-002}$
12	$8.677\ 230\ 239$	$10^{-003}$
13	$3.201\ 488\ 640$	$10^{-003}$
14	$9.188\ 313\ 601$	$10^{-004}$
15	$2.797\ 200\ 000$	$10^{-004}$
16	$3.996\ 000\ 000$	$10^{-005}$

Wartości  $P_0$  do  $P_{15}$  dla pozostałych wartości  $\beta_1$  podano w tablicach od 7 do 16

Tablica 8

$$\beta_1 = 0,2$$

1	$3.196\ 800\ 001$	$10^{-004}$
2	$2.237\ 760\ 001$	$10^{-003}$
3	$7.350\ 650\ 880$	$10^{-003}$
4	$2.561\ 190\ 912$	$10^{-002}$
5	$6.941\ 784\ 192$	$10^{-002}$
6	$1.461\ 655\ 181$	$10^{-001}$
7	$2.409\ 656\ 250$	$10^{-001}$
8	$3.079\ 310\ 150$	$10^{-001}$
9	$7.698\ 275\ 376$	$10^{-002}$

Tablica 9

$$\beta_1 = 0,3$$

1	$2.797\ 200\ 000$	$10^{-004}$
2	$1.958\ 040\ 000$	$10^{-003}$
3	$6.431\ 819\ 519$	$10^{-003}$
4	$2.241.042\ 048$	$10^{-002}$
5	$6.074\ 061\ 168$	$10^{-002}$
6	$1.278\ 948\ 283$	$10^{-001}$
7	$2.108\ 449\ 218$	$10^{-001}$
8	$2.694\ 396\ 382$	$10^{-001}$
9	$1.154\ 741\ 306$	$10^{-002}$

10	6.024 140 624	$10^{-002}$	10	9.036 210 936	$10^{-002}$
11	3.654 137 952	$10^{-002}$	11	5.481 206 928	$10^{-002}$
12	1.735 446 048	$10^{-002}$	12	2.603 169 072	$10^{-002}$
13	6.402 977 280	$10^{-003}$	13	9.604 465 920	$10^{-003}$
14	1.837 662 720	$10^{-003}$	14	2.756 494 080	$10^{-003}$
15	5.594 400 000	$10^{-004}$	15	8.391 600 000	$10^{-004}$
16	7.992 000 000	$10^{-005}$	16	1.198 800 000	$10^{-004}$

Tablica 10

$$\beta_1 = 0,4$$

1	2.397 599 999	$10^{-004}$
2	1.678 319 999	$10^{-003}$
3	5.512 988 157	$10^{-003}$
4	1.920 893 183	$10^{-002}$
5	5.206 338 144	$10^{-002}$
6	1.096 241 386	$10^{-001}$
7	1.807 242 187	$10^{-001}$
8	2.309 482 613	$10^{-001}$
9	1.539 655 075	$10^{-001}$
10	1.204 828 125	$10^{-001}$
11	7.308 275 904	$10^{-002}$
12	3.470 892 096	$10^{-002}$
13	1.280 595 456	$10^{-002}$
14	3.674.325 440	$10^{-003}$
15	1.118 880 000	$10^{-003}$
16	1.598 400 000	$10^{-004}$

Tablica 11

$$\beta_1 = 0,5$$

1	1.998 000 000	$10^{-004}$
2	1.398 600 000	$10^{-003}$
3	4.594 156.800	$10^{-003}$
4	1.600 744 320	$10^{-002}$
5	4.338 615 120	$10^{-002}$
6	9.135 344 880	$10^{-002}$
7	1.506 035 156	$10^{-001}$
8	1.924 568 844	$10^{-001}$
9	1.924 568 844	$10^{-001}$
10	1.506 035 156	$10^{-001}$
11	9.135 344 880	$10^{-002}$
12	4.338 615 120	$10^{-002}$
13	1.600 744 320	$10^{-002}$
14	4.594 156 800	$10^{-003}$
15	1.398 600 000	$10^{-003}$
16	1.998 000 000	$10^{-004}$



Tablica 12

$\beta_1 = 0,6$

1	1.598 400 000	$10^{-004}$
2	1.118 880 000	$10^{-003}$
3	3.675 325 441	$10^{-003}$
4	1.280 595 456	$10^{-002}$
5	3.470 892 096	$10^{-002}$
6	7.308 275 904	$10^{-002}$
7	1.204 828 125	$10^{-001}$
8	1.539 655 075	$10^{-001}$
9	2.309 482 613	$10^{-001}$
10	1.807 242 187	$10^{-001}$
11	1.096 241 386	$10^{-001}$
12	5.206 338 144	$10^{-002}$
13	1.920 893 184	$10^{-002}$
14	5.512 988 160	$10^{-003}$
15	1.678 320 000	$10^{-003}$
16	2.397 600 000	$10^{-004}$

Tablica 13

$\beta_1 = 0,7$

1	1.198 800 000	$10^{-004}$
2	8.391 599 999	$10^{-004}$
3	2.756 494 079	$10^{-003}$
4	9.604 465 919	$10^{-003}$
5	2.603 169 072	$10^{-002}$
6	5.481 206 928	$10^{-002}$
7	9.036 210 936	$10^{-002}$
8	1.154 741 306	$10^{-001}$
9	2.694 376 382	$10^{-001}$
10	2.108 449 218	$10^{-001}$
11	1.278 949 283	$10^{-001}$
12	6.074 061 168	$10^{-002}$
13	2.241 042 048	$10^{-002}$
14	6.431 819 520	$10^{-003}$
15	1.958 040 000	$10^{-003}$
16	2.797 200 000	$10^{-004}$

Tablica 14

$\beta_1 = 0,8$

1	7.992 000 002	$10^{-005}$
2	5.594 400 002	$10^{-004}$
3	1.837 662 720	$10^{-003}$
4	6.402 977 281	$10^{-003}$
5	1.735 446 048	$10^{-002}$
6	3.654 137 952	$10^{-002}$
7	6.024 140 624	$10^{-002}$
8	7.698 275 376	$10^{-002}$
9	3.079 310 150	$10^{-001}$

Tablica 15

$\beta_1 = 0,9$

0	3.996 000 000	$10^{-005}$
1	2.797 200 000	$10^{-004}$
2	9.188 313 598	$10^{-004}$
3	3.201 488 639	$10^{-003}$
4	8.677 230 239	$10^{-003}$
5	1.827 068 976	$10^{-002}$
6	3.012 070 312	$10^{-002}$
7	3.849 137 688	$10^{-002}$
8	3.464 223 919	$10^{-001}$

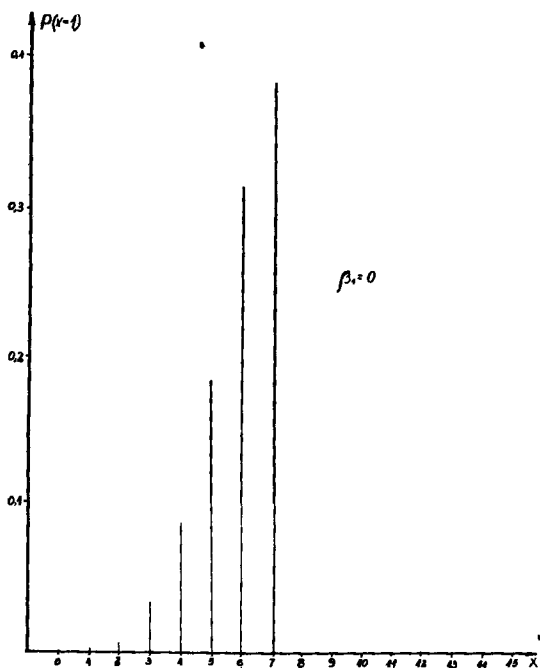
10	2.409 656 250	$10^{-001}$	9	2.710 863 281	$10^{-001}$
11	1.461 655 181	$10^{-001}$	10	1.644 362 078	$10^{-001}$
12	6.941 784 192	$10^{-002}$	11	7.809 507 216	$10^{-002}$
13	2.561 190 912	$10^{-002}$	12	2.881 339 776	$10^{-002}$
14	7.350 650 881	$10^{-003}$	13	8.269 482 240	$10^{-003}$
15	2.237 760 000	$10^{-003}$	14	2.517 480 000	$10^{-003}$
16	3.196 800 000	$10^{-004}$	15	3.596 400 000	$10^{-004}$

Tablica 16

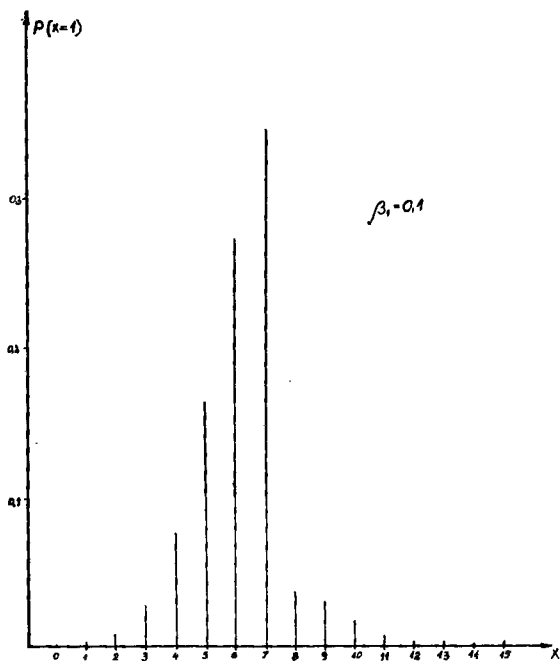
$$\beta_1 = 1$$

1	000 000 000	$10^{+000}$
2	000 000 000	$10^{+000}$
3	000 000 000	$10^{+000}$
4	000 000 000	$10^{+000}$
5	000 000 000	$10^{+000}$
6	000 000 000	$10^{+000}$
7	000 000 000	$10^{+000}$
8	000 000 000	$10^{+000}$
9	3.849 137 688	$10^{-001}$
10	3.012 070 312	$10^{-001}$
11	1.827 068 976	$10^{-001}$
12	8.677 230 239	$10^{-002}$
13	3.201 488 640	$10^{-002}$
14	9.188 313 600	$10^{-003}$
15	2.797 200 000	$10^{-003}$
16	3.996 000 000	$10^{-004}$

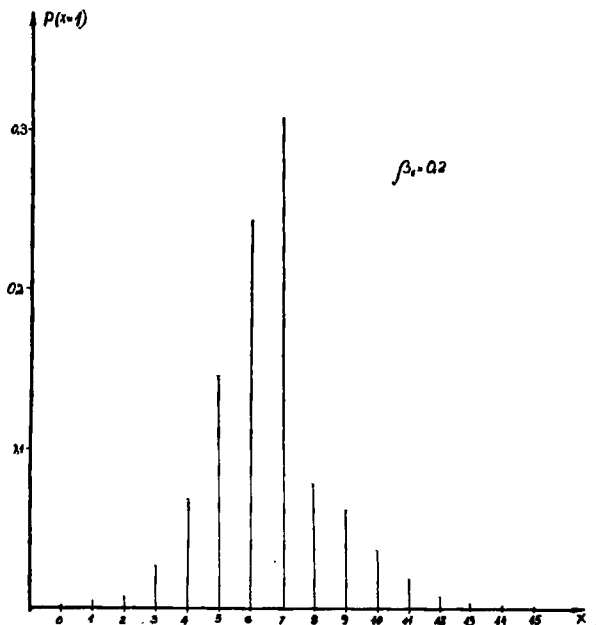
Wyniki przedstawiono na wykresach /rys. 6 do 16/.



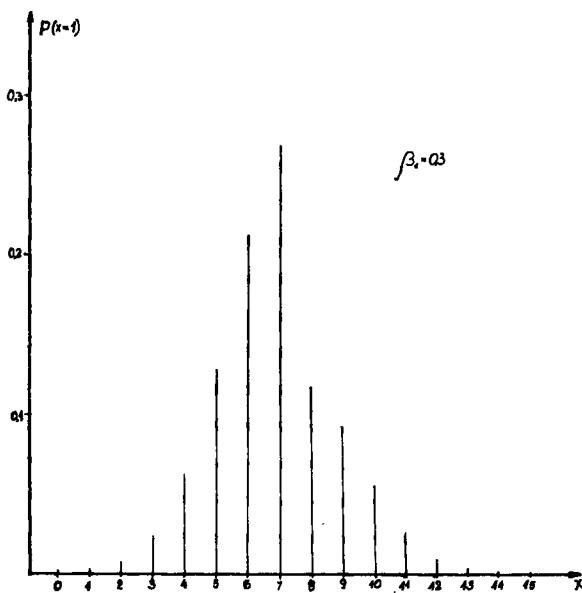
Rys. 6. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0$



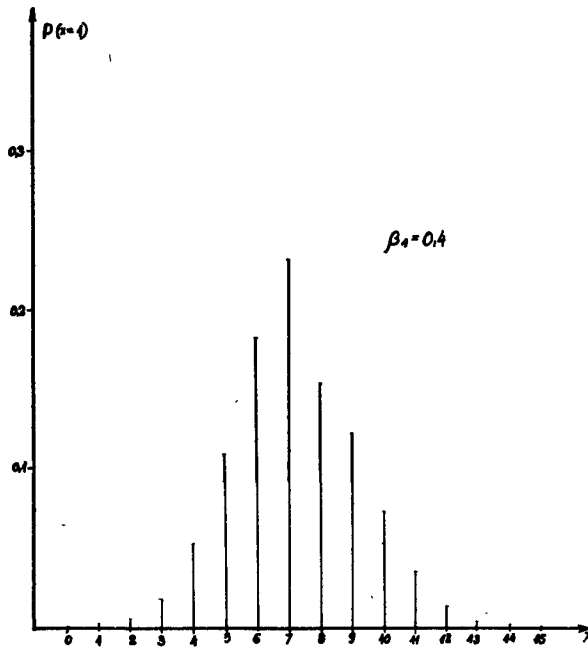
Rys. 7. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,1$



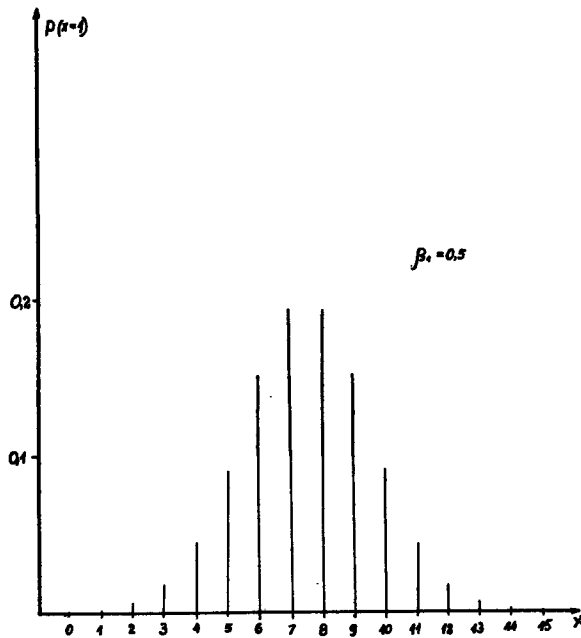
Rys. 8. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,2$



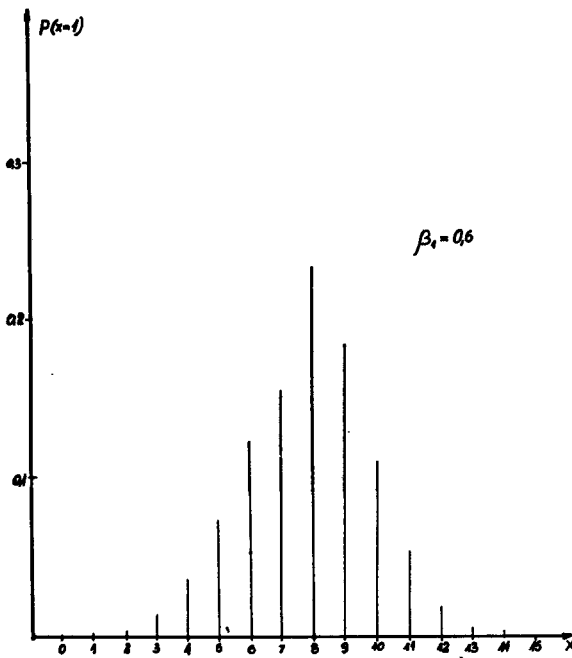
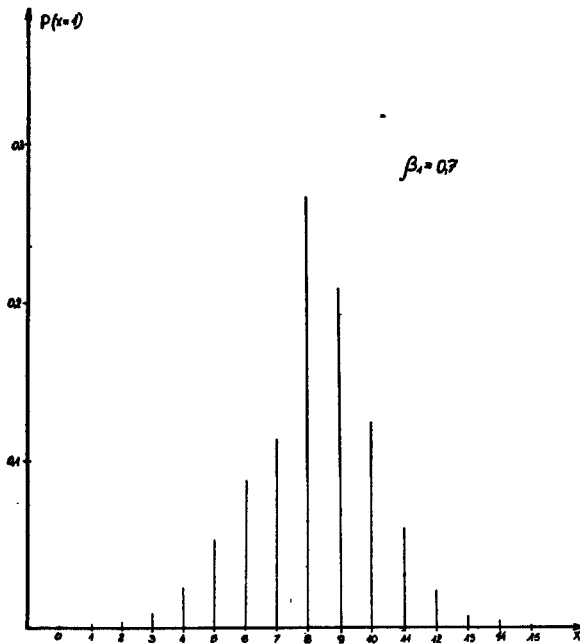
Rys. 9. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,3$

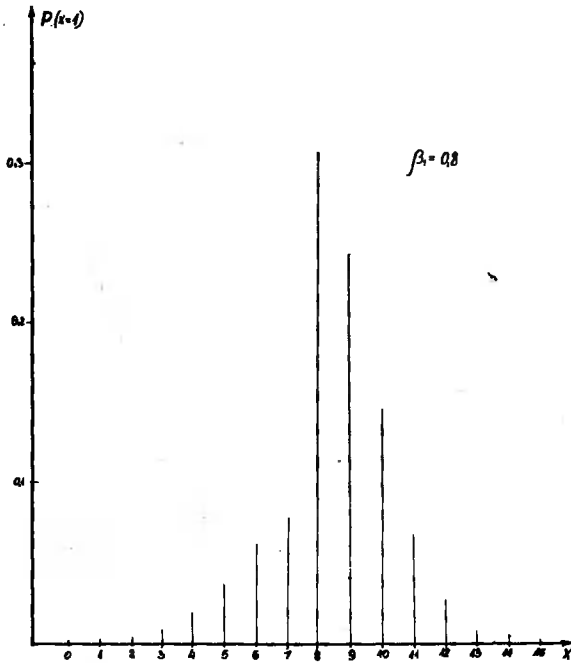
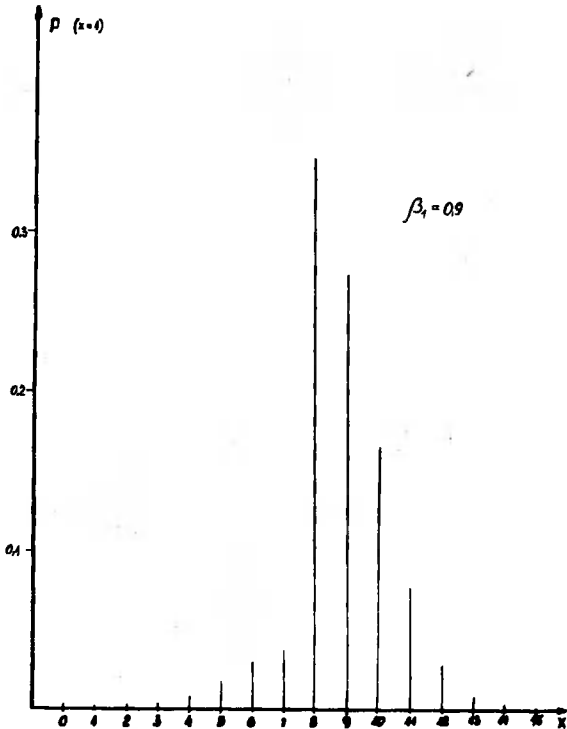


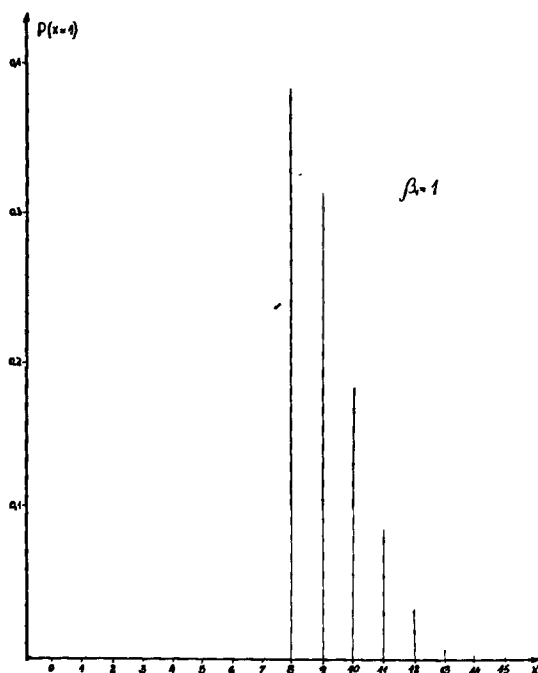
Rys. 10. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,4$



Rys. 11. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,5$

Rys. 12. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,6$ Rys. 13. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,7$

Rys. 14. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,8$ .Rys. 15. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 0,9$



Rys. 16. Funkcja rozkładu liczb z przetwornika dla  $\beta_1 = 1$

Wykazują one, iż zmiana współczynników  $a_{11}$  do  $a_{110}$  wpływa na zmianę symetrii funkcji rozkładu. Zgodnie z wzorem (2) im większe jest  $\beta_1$  tym większe jest prawdopodobieństwo pojawiania się liczb  $x_8, x_9, \dots, x_{15}$ . Ponieważ nie zmieniają się wartości  $\beta_2, \beta_3, \dots, \beta_{15}$ , to nie zmieniają się prawdopodobieństwa względne poszczególnych liczb.

Z przeprowadzonych obliczeń wynika celowość dalszych badań nad wpływem pozostałych współczynników "a" na otrzymany rozkład gęstości prawdopodobieństwa otrzymanych liczb.



## Literatura

1. Alekseev A.I., Šeremet'ev A.T., Tuzov T.I., Glazov B.L.: Teorija i primenenie psevdoslučajnych signalov., Moskva, Izd.Nauka 1969
2. Berstejn M.S., Romankevič A.M.: Generators slučajnych cisel s izmenjaemym zakonom raspredielenia., Kijev.
3. Hamner C., Green L.G.: Generation random numbers. Instr.Control Syst., vol. 37, nr 5 1964 .
4. Kubiak A., Rakowski M.: O generowaniu liczb przypadkowych. Zeszyty BTN seria C 1974.
5. Pseudo - random signal generator 1930 A. Technical Data 1971. Hawlett - Packard, USA.
6. Zieliński R.: Generatory liczb losowych. Programowanie i testowanie na maszynach cyfrowych. WNT Warszawa 1972.

## THE RANDOM-NUMBERS CONVERTOR

## Summary

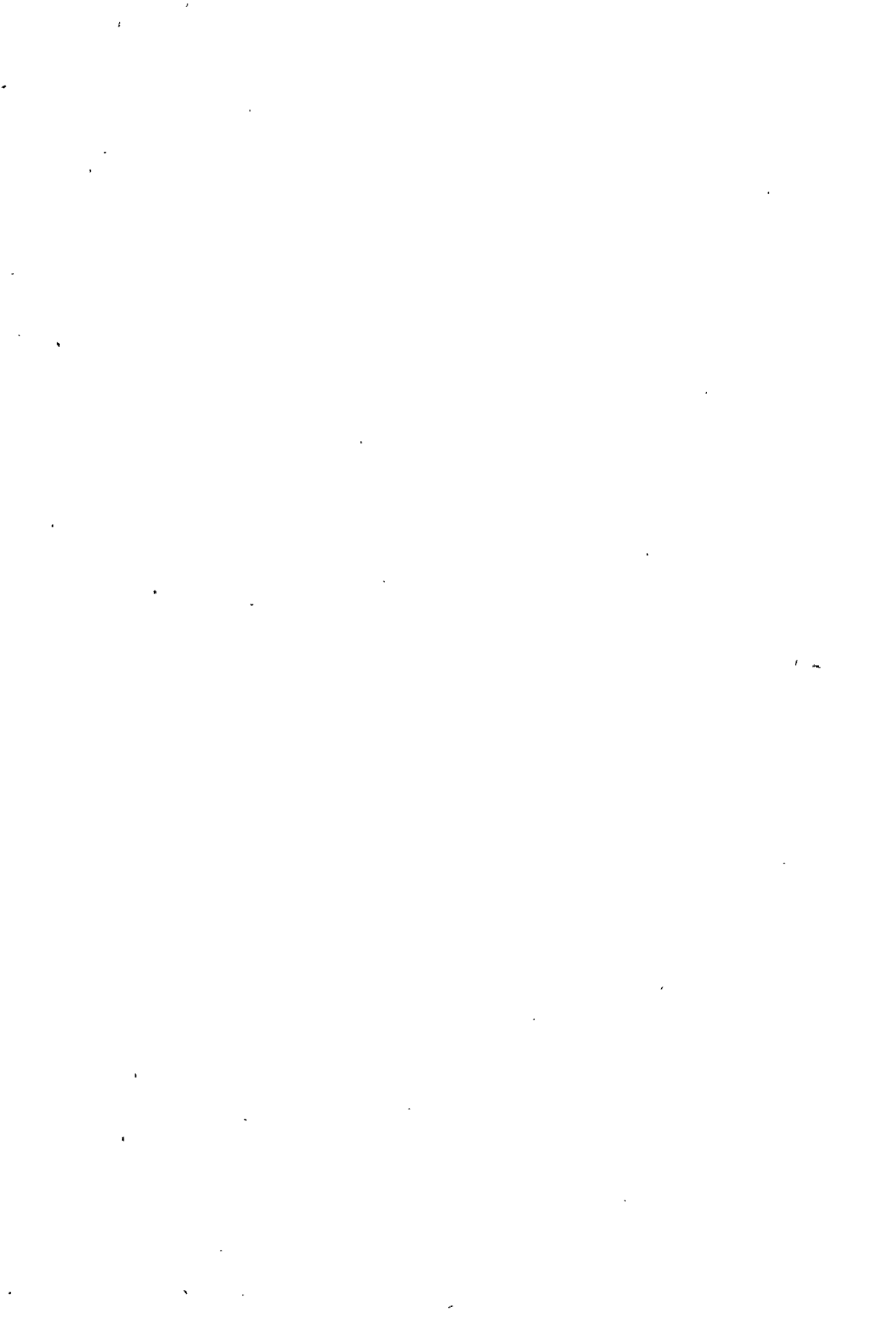
The method of random-numbers transformation regular distribution into numbers of assumed distribution, is treated in this work. The solution of such a convertor for four beated numbers in four presented. Using the computer the calculation of changes of function distribution numbers in out-going was done according to changes of convertor factors.

## ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЕЛ

## Резюме

В работе подан метод преобразования случайных чисел с равномерным законом распределения в числа с принятым законом. Представлен рисунок такого преобразователя для 4 разрядных двоичных чисел.

Сделаны вычисления в ЭВМ смен закона распределения чисел в зависимости от смен коэффициентов преобразователя.



Stefan Stróżecki

6213

URZĄDZENIE DO AUTOMATYCZNEGO STEROWANIA PROCESEM  
PAROWANIA WARSTWY REZYSTYWNEJ

W artykule przedstawiono urządzenie przerywające proces parowania rezystora cienkowieńcowego w momencie osiągnięcia przez niego założonej rezystancji. Podany jest także sposób projektowania urządzenia oraz teoretyczna analiza dokładności metody.

1. Wstęp

W technologii układów scalonych cienkowieńcowych podczas naporowania powinna być przeprowadzona ścisła kontrola parametrów nanoszenia warstw. Kontrola ta przede wszystkim dotyczy warstw tworzących elementy bierne, takie jak kondensator czy rezystor. Z reguły niemożliwa jest bezpośrednia kontrola w układzie wykonywanych elementów. O wartości tych elementów wnioskuje się na podstawie pomiarów warstwy naniesionej na płytkę czujnika kontrolnego tzn. płytki podłożowej o ściśle określonych rozmiarach z naniesionymi niskoomowymi kontaktami. Rezultatem pomiaru są dane dotyczące rezystancji na kwadrat bądź pojemności jednostkowej, a więc danych zakładanych przy projektowaniu układu. Ponieważ pomiaru dokonuje się podczas parowania, musi istnieć możliwość przerwania procesu w chwili uzys-

kania założonych wartości warstw.

W praktyce spotykamy się z kilkoma sposobami pomiaru własności warstw [4], [8], [9]. Ogólnie metody pomiaru możemy podzielić na metody bezpośrednie i pośrednie.

Do metod bezpośrednich należy zaliczyć:

- a/ pomiar rezystancji warstwy naporowanej np. metodą mostkową
- b/ pomiar pojemności warstwy

Do metod pośrednich zaliczymy:

- a/ metodę optyczną
- b/ metodę rezonatora kwarcowego
- c/ metodę "sztucznego" kondensatora
- d/ metodę jonizacyjną

Wszystkie metody pośrednie pozwalają na pewną, w zasadzie szacunkową dokładność. Mierzenie grubości warstwy, jak to ma miejsce w metodzie rezonatora kwarcowego [4], niezupełnie daje powtarzalne rezultaty wartości parametrów elektrycznych przy tych samych grubościach, bowiem skład i struktura warstwy może ulec zmianom w zależności od warunków nakładania.

Uzyskanie dużej dokładności np. rezystancji warstwy jest bardzo trudne. Tym niemniej metoda ta jest niezastąpiona przy określaniu grubości warstwy dielektrycznej czy szybkości nanoszenia warstw. Dla warstw rezystywnych najbardziej korzystnym jest bezpośredni pomiar samej rezystancji. Jedną z najprostszych a jednocześnie najbardziej dokładnych będzie metoda mostkowa np. pomiar za pomocą mostka Wheatstone'a [4], [5], [6].

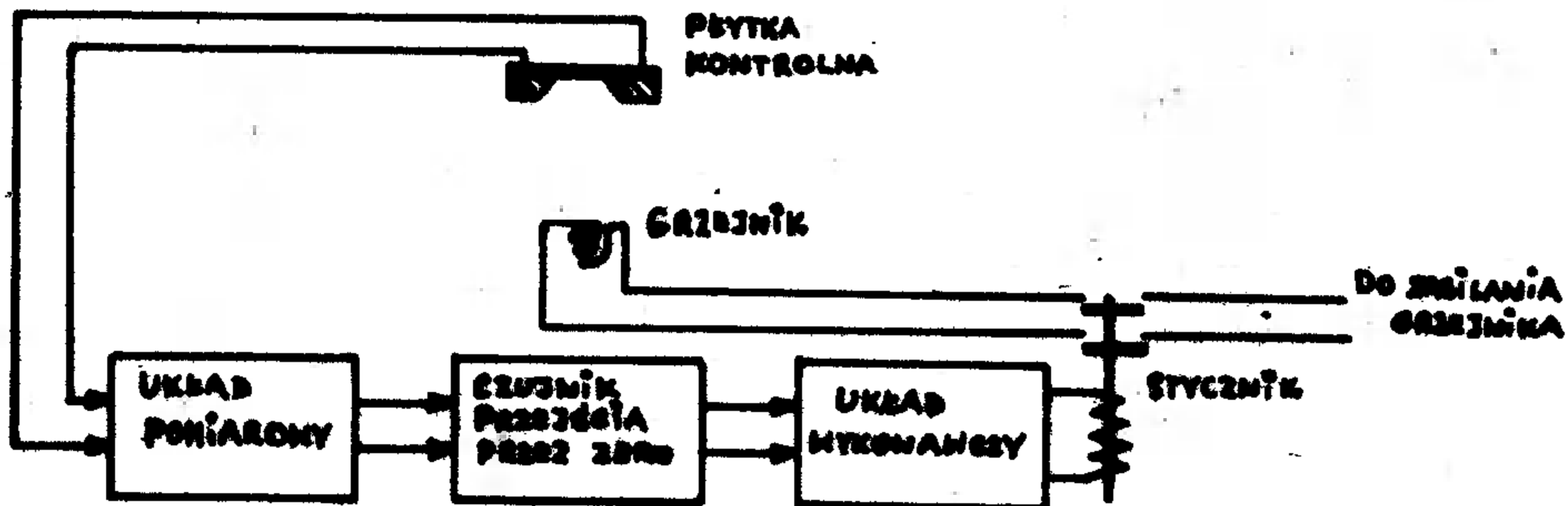
Dodatkową zaletą takiego pomiaru będzie łatwość wytworzenia sygnału błędu, który może zostać wykorzystany do automatycznego sterowania przerywaniem procesu po osiągnięciu przez warstwę założonej rezystancji.

## 2. Opis urządzenia

Schemat blokowy urządzenia jest pokazany na rys.1.

W skład urządzenia wchodzi następujące układy:

- układ pomiarowy
- czujnik przejścia przez zero
- układ wykonawczy



Rys. 1. Schemat blokowy urządzenia do automatycznego sterowania procesem parowania warstwy rezystywnej.

Poniżej zostaną opisane zadania i budowa poszczególnych układów.

### 2.1. Układ pomiarowy

Rezystancja płytki kontrolnej jest mierzona za pomocą czteroramien- nego mostka Wheatstone'a. Z wierzchołków pomiarowych będzie zbiera- ny sygnał błędu sterujący następnym układem.

Przy obliczaniu wartości elementów w poszczególnych gałęziach mostka należy wziąć pod uwagę dopuszczalną moc jaka może wydzielić się na płytce kontrolnej. Zbyt duża moc wydzielana na warstwie po- woduje wzrost jej temperatury i pojawienie się dodatkowego błędu . Oprócz spełnienia warunku maksymalnej mocy należy także zapewnić termostatowanie samej płytki kontrolnej. W praktyce przyjmuje się, że obciążenie czujnika nie powinno być większe niż 50 mW [4] .

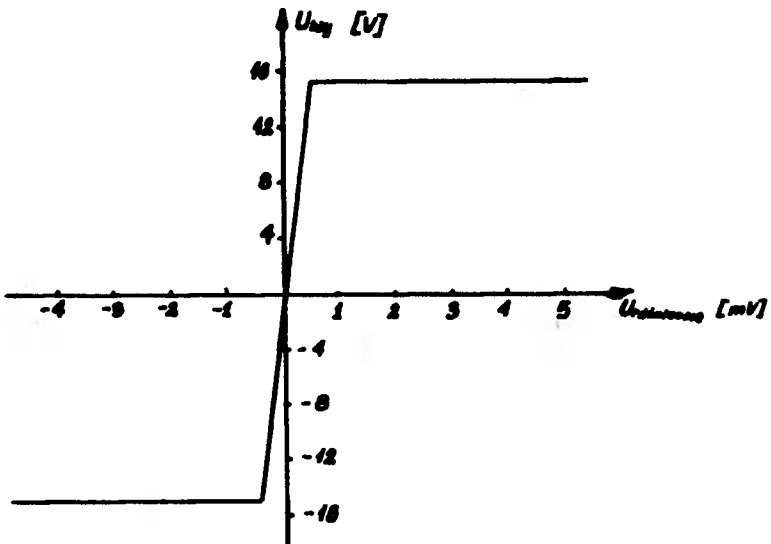
Przy ustalonym napięciu zasilania, można określić minimalną wartość rezystorów w gałęziach mostka, korzystając z warunku maksy- malnej mocy traconej na elementach. Zasilanie mostka przyjęto za równe połowie napięcia zasilania wzmacniacza operacyjnego. Pozwo -

liło to na wykorzystanie tego samego zasilacza, upraszczając jego budowę.

## 2.2. Czujnik przejścia przez zero

Istotą pomiaru mostkowego jest doprowadzenie do zrównoważenia się mostka, czyli do momentu w którym różnica napięć na wierzchołkach pomiarowych będzie równa zero.

Przy naparowywaniu warstwy rezystancja płytki kontrolnej zmienia się ciągle, zadaniem czujnika będzie więc uchwycenie chwili w której mostek przejdzie przez stan równowagi i przerwanie w tym momencie procesu parowania. W urządzeniu opisanym w artykule jako czujnik równowagi mostka użyto scalonego wzmacniacza operacyjnego MAA - 502 firmy Tesla, pracującego jako wzmacniacz różnicowy [1], [3], [7]. Charakterystykę takiego wzmacniacza przedstawia rys.2.



Rys.2. Charakterystyka wzmacniacza MAA-502 pracującego jako komparator  $U_{wy} = f/U_{różn}$ .

Dokładność wykrywania przejścia przez zero będzie zależała od czułości wzmacniacza. Korzystnym z tego punktu widzenia będzie osiągnięcie jak największego wzmocnienia.

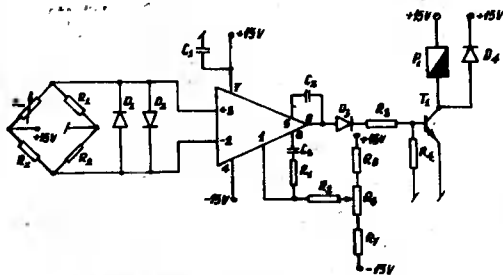
Największą wartość wzmocnienia dla scalonego wzmacniacza operacyjnego osiągnęliśmy przy pracy z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. Dla wzmacniacza MAA - 502 wzmocnienie z otwartą pętlą sprzężenia wynosi około 40.000, co daje minimalne napięcie różnicowe wysterowu - jące wzmacniacz rzędu 0,4 mV. Ponieważ układ pracuje bez ujemnego sprzężenia zwrotnego więc dobór elementów kompensacji częstotliwościowej nie będzie miał istotnego znaczenia.

### 2.3. Układ wykonawczy

Wzmacniacz scalony ma zbyt małą obciążalność prądową by móc wysterować np. przekaźnik przerywający zasilanie grzejnika czy uruchamiający mechanizm przesłony. Dlatego wzmacniacz MAA-502 będzie służył przede wszystkim jako czujnik przejścia przez zero i sygnałem wyjściowym będzie sterował wzmacniacz tranzystorowy, uruchamiający właściwy element wykonawczy. Przy zastosowaniu przekaźnika kontraktrowego wystarczy wzmacniacz na jednym tranzystorze krzemowym.

### 2.4. Analiza układu

Schemat całkowity układu przedstawia rys.3



elektryczny urządzenia do automatyzacji



Dla stanu początkowego rezystancja płytki czujnika  $R_x = \infty$ . Na wyjściu wzmacniacza panuje maksymalne napięcie dodatnie. Tranzystor  $T_1$  przewodzi i działa przełącznik kontaktronowy. Obwód zasilania grzejnika jest zamknięty.

Po przejściu przez stan równowagi na wyjściu wzmacniacza następuje skokowa zmiana napięcia na maksymalnie ujemne. W rezultacie tranzystor  $T_1$  zostaje zatkany, kontaktron rozwiera zestyki powodując wyłączenie stycznika znajdującego się w obwodzie zasilania wyparownika. Proces nanoszenia warstwy zostaje przerwany.

### 3. Analiza dokładności urządzenia

W tym rozdziale będzie przeprowadzona ocena dokładności całego urządzenia, wynikająca z błędów wnoszonych przez elementy wchodzące w jego skład jak i błąd wynikający z zastosowanej metody przerywania procesu parowania.

Na dokładność całkowitą rzutować będą przede wszystkim:

- błąd wynikający z dokładności wykonania elementów mostka,
- błąd wynikający z minimalnego napięcia niezrównoważenia potrzebnego do wysterowania wzmacniacza scalonego,
- błąd wywołany bezwładnością cieplną grzejnika.

#### 3.1. Analiza błędu wnoszonego przez sam mostek

Warunkiem równowagi mostka jest spełnienie następującej równości:

$$R_x \cdot R_1 = R_2 \cdot R_w \quad (1)$$

Obliczając ze wzoru (1) wartość  $R_x$  mamy:

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} R_w \quad (2)$$

gdzie:

- $R_x$  - rezystancja mierzona  
 $R_1, R_2$  - rezystancje stosunkowe mostka  
 $R_w$  - rezystancja porównawcza

Określając różniczkę zupełną dla funkcji  $R_x = f(R_1, R_2, R_w)$  przy zapisaniu wartości względnych:

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{dR_2}{R_2} - \frac{dR_1}{R_1} + \frac{dR_w}{R_w} \quad (3)$$

W najbardziej niekorzystnym przypadku wszystkie błędy mogą się zsumować:

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{dR_1}{R_1} + \frac{dR_2}{R_2} + \frac{dR_w}{R_w} \quad (4)$$

Błąd stały pomiaru mostkiem będzie równać się sumie tolerancji rezystancji w gałęziach mostka.

Ponieważ w urządzeniu użyto rezystorów wzorcowych z tolerancją równą 0,1 % więc błąd stały mostka nie jest większy niż 0,3 %.

### 3.2. Analiza błędu wnoszonego przez wzmacniacz scalony

Przy tej analizie należy określić maksymalne względne zmiany wartości  $R_x$  wywołujące takie napięcie niezrównoważenia mostka, które jeszcze nie powoduje występowania wzmacniacza MAA-502. W tym celu określimy najpierw wartość napięcia w gałęzi wskaźnika [5].

$$U_g = \frac{U / R_1 \cdot R_x - R_2 \cdot R_w}{R_1 / R_2 + R_w + R_x + \frac{R_2 R_w}{R_1} / \left( 1 + \frac{R_2}{R_g} + \frac{R_x}{R_g} + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (5)$$

gdzie:

- $U_g$  - napięcie w gałęzi wskaźnika  
 $U$  - napięcie zasilania mostka

$R_1, R_2, R_w, R_x$  - rezystancje ramion mostka

$R_z$  - rezystancja źródła zasilania

$R_g$  - rezystancja wskaźnika

Przy założeniu, że rezystancja wskaźnika  $R_g = \infty$  tzn.  $R_g \gg R_1, R_2, R_w, R_x$  można napisać wzór (5) w postaci:

$$U_g = \frac{U/R_1 \cdot R_x - R_2 \cdot R_w /}{R_1/R_2 + R_w + R_x + \frac{R_z \cdot R_w}{R_1} / \cdot / 1 + \frac{R_2}{R_1} /} \quad (6)$$

Założenie takie można przyjąć ponieważ rezystancja wejściowa wzmacniacza MAA-502  $R_{we} = 100 \text{ k}\Omega$  a rezystancje w gałęziach mostka są równe  $3 \text{ k}\Omega$ .

Chcąc znaleźć zależność między zmianą napięcia w gałęzi wskaźnika a zmianą rezystancji  $R_x$  należy obliczyć pochodną  $dU_g/dR_x$  i odnieść do względnych zmian  $dR_x/R_x$ :

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{/R_z + R_w + R_x + \frac{R_z \cdot R_w}{R_1} / \cdot / 1 + \frac{R_2}{R_1} /}{U \cdot R_x} dU_g \quad (7)$$

Jeśli założymy, że rezystancja źródła jest mała  $R_z \approx 0$  to wzór (7) uprości się do postaci:

$$\frac{dR_x}{R_x} = \frac{/R_w + R_x / \cdot / 1 + \frac{R_2}{R_1} /}{U \cdot R_x} dU_g \quad (8)$$

Przechodząc na przyrosty skończone:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{/R_w + R_x / \cdot / 1 + \frac{R_2}{R_1} /}{U \cdot R_x} \cdot \Delta U_g \quad (9)$$

Wzór (9) określa względne zmiany rezystancji od zmian napięcia w gałęzi pomiarowej mostka.

W zaprojektowanym mostku  $R_1 = R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ .

Wynika z tego warunek:  $R_w = R_x$ .

Wprowadzając te dane do wzoru (9) otrzymamy:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{2 R_x \cdot /1 + 1/}{U \cdot R_x} \cdot \Delta U_g = \frac{4}{U} \cdot \Delta U_g \quad (10)$$

Jak widać dokładność rezystancji mierzonej będzie odwrotnie proporcjonalna do napięcia zasilania mostka a wprost proporcjonalna do czułości wskaźnika.

Przy zasilaniu  $U = 15 \text{ V}$  i czułości wzmacniacza MAA-502 równej

$\Delta U_g = 0,4 \text{ mV}$  otrzymamy wartość względnych zmian rezystancji  $R_x$ :

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{4}{15\text{V}} \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ V} = 0,107 \cdot 10^{-3} \quad (11)$$

Wyrażając te zmiany w procentach:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = 0,0107 \% \quad (12)$$

Błąd pomiaru wywołany przez określoną czułość wskaźnika zera jest pomijalnie mały w porównaniu z błędem stałym wnoszonym przez określoną dokładność wykonania rezystancji w ramionach mostka.

### 3.3. Analiza błędu wywołanego bezwładnością cieplną grzejnika

Po wyłączeniu zasilania grzejnik posiada jeszcze przez pewien okres czasu wysoką temperaturę na skutek bezwładności cieplnej. Jest to powodem dodatkowego "doparowania" warstwy i niezamierzonego zmniejszenia jej rezystancji.

Aby przeprowadzić tę analizę zakładamy, że ciepło z grzejnika odprowadzane jest tylko przez promieniowanie /parujemy chrom z drutu wolframowego o dużym stosunku długości do średnicy/. Zgodnie z założeniem ilość odprowadzanego ciepła będzie określać prawo Stefana-Boltzmannna [2]:

$$E = \sigma \cdot F_0 \cdot \epsilon \cdot (T_1^4 - T_0^4) \quad (13)$$

gdzie:

E - energia cieplna promieniowana

- stała Stefana-Boltzmannna

F<sub>0</sub> - powierzchnia ciała promieniującego

- emisyjność ciała promieniującego

T<sub>1</sub> - temperatura ciała promieniującego

T<sub>0</sub> - temperatura ciała odbierającego energię /otoczenia/

Energję określa ilość ciepła wydzielana w jednostce czasu:

$$E = \frac{dQ}{dt}$$

Odprowadzenie ciepła przez promieniowanie będzie powodować zmniejszanie się ilości ciepła zakumulowanego w grzejniku:

$$dQ = m \cdot c \cdot dT \quad (15)$$

Porównując wzory (13), (14) i (15) otrzymamy:

$$dt = \frac{m \cdot c \cdot dT}{\sigma \cdot \epsilon \cdot F_0 \cdot (T_1^4 - T_2^4)} \quad (16)$$

Aby określić czas po jakim temperatura grzejnika spadnie od T<sub>1</sub> do T<sub>2</sub> należy scałkować równanie (16).

$$t = \frac{m \cdot c}{\sigma \cdot \epsilon \cdot F_0} \int_{T_1}^{T_2} \frac{dT}{T_1^4 - T_0^4} \quad (17)$$

Rozwiązanie równania (17) otrzymuje się w postaci:

$$t = \frac{m \cdot c}{256 \cdot \sigma \cdot \epsilon \cdot F_0} \left[ \frac{1}{2} \left( \ln \frac{T_2 - T_0}{T_2 + T_0} - \ln \frac{T_1 - T_0}{T_1 + T_0} \right) + \operatorname{arctg} \frac{T_2}{T_0} - \operatorname{arctg} \frac{T_1}{T_0} \right] \quad (18)$$

Dla danych 10 :

- masa grzejnika m=2,27 g /drut  $\phi = 1$  mm, dł. 15 cm<sup>3</sup>

- ciepło właściwe c = 0,033 kcal/kg.deg

- stała Stefana-Boltzmana  $\sigma = 4,87 \cdot 10^{-8} \text{ kcal/godz.m}^2 \cdot \text{deg}^4$
- emisyjność  $\epsilon = 0,3$
- temperatura parowania  $T_1 = 1360^\circ\text{C}$  dla  $P_{\text{par}} = 10^{-2} \text{ Tr}$
- temperatura otoczenia  $T_0 = 20^\circ\text{C}$
- temperatura grzejnika przy ustaniu parowania  $T_2 = 900^\circ\text{C}$  dla  $P_{\text{par}} = 10^{-5} \text{ Tr}$

czas wynikający ze wzoru (18) przy założeniu, że w momencie startu  $t_1 = 0$  wynosi  $t = 1,7$  sek.

Po takim czasie od chwili wyłączenia zasilania z grzejnika ustanie parowanie materiału.

Jeśli założymy, że szybkość parowania jest stała dla tego przedziału czasu, to można będzie określić grubość doparowanej warstwy a tym samym zmianę rezystancji warstwy. Grubość nakładanej warstwy przy określonej szybkości parowania dana jest wzorem:

$$d = V \cdot t \quad (19)$$

gdzie:

- d - grubość warstwy
- V - szybkość parowania
- t - czas

Zależność rezystancji właściwej warstwy od jej grubości przy założeniu, że warstwa jest gruba /  $\lambda < 0,1 d$  / określa się wzorem 9:

$$\frac{q}{q_\infty} = 1 + \frac{3 \lambda_\infty}{8d} \quad (20)$$

gdzie:

- q - rezystancja właściwa warstwy
- $q_\infty$  - rezystancja materiału w bryle
- $\lambda_\infty$  - średnia droga swobodna elektronów
- d - grubość warstwy

Ponieważ zmiany rezystancji właściwej nie będą w pełni oddawać wpływu grubości warstwy na wartość rezystora, dlatego odnieśliśmy te zmiany do rezystancji na kwadrat. Rezystancja na kwadrat jest określona następująco:

$$R_{\square} = \frac{\rho}{d} \quad (21)$$

Po podstawieniu do wzoru (20) i uporządkowaniu otrzymamy:

$$R_{\square} = \frac{\rho_{\infty}}{d} + \frac{3\lambda_{\infty}\rho_{\infty}}{8d^2} \quad (22)$$

Ze wzoru (22) wyznaczamy zależność względną zmianę rezystancji na kwadrat:

$$\frac{dR_{\square}}{R_{\square}} = -/ \frac{\rho_{\infty}}{d^2} + \frac{3\lambda_{\infty}\rho_{\infty}}{4d^3} / \cdot dd \quad (23)$$

Przechodząc na przyrosty skończone:

$$\frac{\Delta R_{\square}}{R_{\square}} = -/ \frac{\rho_{\infty}}{d^2} + \frac{3\lambda_{\infty}\rho_{\infty}}{4d^3} / \cdot \Delta d \quad (24)$$

Jeśli dodatkowo uwzględnimy zależność (19) otrzymamy:

$$\frac{\Delta R_{\square}}{R_{\square}} = -/ \frac{\rho_{\infty}}{d^2} + \frac{3\lambda_{\infty}\rho_{\infty}}{4d^3} / \cdot V \cdot \Delta t \quad (25)$$

Podstawiając dane:

$$\rho_{\infty} = 18,9 \mu\Omega\text{cm} \quad / \text{chrom} /$$

$$\rho = 90 \mu\Omega\text{cm}$$

$$\lambda_{\infty} = 0,59 \cdot 10^{-7} \text{ cm}$$

$$d = 200 \text{ \AA} \quad / \text{grubość warstwy} /$$

$$V = 6,9 \text{ A/s}$$

$$t = 1,7 \text{ s}$$

otrzymamy wartość względną zmian rezystancji na kwadrat równą 0,0126 czyli 1,26 %.

Jak wynika z kolejnych analiz przyczyn wywołujących błędy, największe znaczenie ma wpływ bezwładności grzejnika. Pozostałe błędy mostka i czujnika przejścia przez zero można pominąć. Oczywiście błąd obliczony ze wzoru (25) jest błędem szacunkowym wynikającym z uproszczonej analizy. Poza tym błąd ten będzie zależał od rodzaju grzejnika, np. przy grzejniku wykonanym z taśmy nie będzie można pominąć ciepła odprowadzanego przez przewodzenie.

#### 4. Uwagi projektowe

Przy projektowaniu mostka należy zwrócić uwagę na specyficzne warunki jego pracy. W momencie startu oporność mierzona  $R_x = \infty$ . Na wyjściu mostka pojawi się sygnał napięcia zasilania  $+15\text{ V}$ , dla wzmacniacza MAA-502 maksymalne napięcie różnicowe wynosi  $\pm 5\text{ V}$ . Zachodzi więc konieczność zabezpieczenia wejścia przed przepięciami. Jako zabezpieczenie wejścia służą dwie diody krzemowe  $D_1$  i  $D_2$  skierowane na przemiennie, co ogranicza napięcie wejściowe do około  $\pm 0,6\text{ V}$ .

Dioda  $D_3$  zabezpiecza tranzystor  $T_1$  i umożliwia zatkanie go przy ujemnym napięciu na wyjściu wzmacniacza scalonego. Dioda  $D_4$  zabezpiecza tranzystor przed uszkodzeniem podczas przełączania przekaźnika kontaktronowego.

#### 5. Uwagi eksploatacyjne

Przed każdym przystąpieniem do pomiaru należy pamiętać o wyzerowaniu wzmacniacza przy zwartym wejściu. Przy równych sobie wartościach rezystorów  $R_1$  i  $R_2$  w gałęziach mostka, oraz zastosowaniu jako elementu regulacyjnego opornicy dekadowej, obsługa przyrządu jest bardzo prosta, ponieważ wartość rezystancji jaką chcemy naparować nastawia się bezpośrednio na opornicy dekadowej. Zakres użytkowy tego urządzenia - od  $10\ \Omega$  -  $10\ \text{k}\Omega$



Dodatkowym warunkiem dużej dokładności pomiaru jest zapewne - nie niskoomowych kontaktów na płytce kontrolnej oraz dobrego styku między tymi kontaktami a doprowadzeniami.

## 6. Podsumowanie

W urządzeniu zastosowano scalony operacyjny wzmacniacz pracujący w układzie komparatora. W wyborze kierowano się dostępnością takich układów na rynku a także ceną.

Lepszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie scalonego komparatora /np.  $\mu$ A 710 /. Komparatory posiadają szerszy zakres napięć wejściowych, większą szybkość działania i są przystosowane do pracy z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego.

W artykule zaproponowano najprostsze rozwiązanie urządzenia do automatycznego sterowania procesem parowania warstwy rezystywnej, polegające na bezpośrednim rozwieraniu zasilania stycznika pracującego w obwodzie wyparownika.

Rozwiązanie to ma pewne wady, przede wszystkim występowanie zjawiska "doparowania" warstwy. W praktyce okazało się, że błąd całkowity nie jest wcale tak duży i wynosi poniżej 1 %, a więc znacznie lepiej niż to wynika z uproszczonej analizy błędów.

Drugą wadą jest możliwość klejenia się zestyków przekaźnika kontaktronowego przy rozwieraniu obwodu stycznika. Aby temu zjawisku zapobiec indukcyjność stycznika zablokowano kondensatorami. Chcąc uzyskać lepszą dokładność naparowania warstwy należałoby zastosować urządzenie, które oprócz wyłączenia zasilania powoduje przesłonięcie grzejnika. Unika się wtedy zjawiska "doparowania". Urządzenie będzie jednak znacznie bardziej skomplikowane mechanicznie/takim rozwiązaniem może być np. przesłona sterowana polem magnetycznym/. Dokładność naparowanej warstwy będzie wtedy określona tylko dokładnością samego mostka.

## Literatura

1. Arpad B.: Wzmacniacze operacyjne. WNT Warszawa - 1974 r.
2. Bennett C.O., Myers J.E.: Przenoszenie pędu, ciepła i masy. WNT Warszawa, 1967 r.
3. Eimbinder J.: Zastosowanie układów scalonych liniowych. WNT Warszawa, 1974 r.
4. Guziński A.: Technologia układów warstwowych. WKiŁ Warszawa, 1974 r.
5. Jellonek A., Gąszożak J.: Podstawy miernictwa elektrycznego dla elektroników cz.I. WNT Warszawa - Wrocław, 1969 r.
6. Karandijew K.B.: Pomiary elektryczne metodami ostkowymi kompensacyjnymi. WNT Warszawa, 1969 r.
7. Kulka Z., Nadachowski M.: Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. Ośrodek Informacji o Energii Jądrowej, Warszawa 1973 r.
8. Praca zbiorowa - Podstawy mikroelektorniki cienkowarstwowej. Skrypt Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1971 r.
9. Praca zbiorowa: Technika warstwowa w mikroelektronice, Warszawa 1973 r.
10. Raźniewic K.: Tablice cieplne z wykresami. Warszawa 1966 r.

DEVICE FOR AUTOMATIC BREAK OFF EVAPORATION  
OF THIN FILM RESISTOR

Summary

In the paper there has been described a device which breaks off action of evaporation of thin film resistor at the moment of obtaining a given resistance. Projects of device and theoretical analysis accuracy of method are given.

УСТРОЙСТВО ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ  
ПРОЦЕССОМ ИСПАРЕНИЯ ТОНКОПЛЁНОЧНОГО СЛОЯ

Резюме

В статье представлено электронное устройство автоматического типа прерывающее процесс испарения тонкоплёночного слоя в момент получения заданной резистанции. Описан способ проектирования электронного устройства и проведён математический анализ точности испарения.

Tadeusz Uhl

621.372.54: 689.3

### PROJEKTOWANIE FILTRÓW ELEKTRYCZNYCH NA EMC

W artykule podano algorytm służący do projektowania filtrów środkowo - przepustowych, częstotliwościowo symetrycznych, symetrycznych i antymetrycznych oporowo. Algorytm ten opiera się na założonej z góry strukturze ogniwa podstawowego filtru. W końcowej części artykułu podano przykład obliczeniowy.

#### 1. Wstęp

W projektach inżynierskich układów teletransmisyjnych czynnos - ciami często powtarzającymi się i pochłaniającymi dużo czasu są za - gadnienia dotyczące filtrów elektrycznych. W niniejszej pracy pod - jęto próbę zastosowania techniki komputerowej przy projektowaniu filtrów, w celu zautomatyzowania procesu projektowania, skrócenia czasu i podniesienia dokładności obliczeń.

Program pisano pod kątem dużej komunikatywności z projektantem. Można z niego korzystać nie znając drogi projektowania filtrów a tylko stawiane im wymagania.

Program umożliwia obliczenie najważniejszej grupy filtrów - filtrów środkowo przepustowych /SP/, częstotliwościowo symetrycznych, symetrycznych i antymetrycznych oporowo, o skończonych i nieskończonych pasmach tłumieniowych. Istnieje możliwość poszerzenia skali rodzajów projektowanych filtrów poprzez wprowadzenie nowych procedur uwzględniających różnice w projektowaniu. Będzie to zrealizowane w najbliższej przyszłości.

W wyniku obliczeń na EMC otrzymujemy schematy filtru oraz znormalizowane wartości poszczególnych elementów.

Założenia i drogę projektowania opisano w punkcie 2. Ocenę i sprawdzenie poprawności obliczeń oraz ograniczenia w programie można znaleźć w punkcie 3 i 4.

## 2. Projektowanie filtrów elektrycznych.

### 2.1. Rozważania ogólne.

Zagadnienie projektowania układów liniowych w oparciu o zadane charakterystyki /w przypadku filtrów - częstotliwościowe/, sprowadza się do dwóch etapów. Pierwszym z nich jest rozwiązanie zagadnienia aproksymującego, ściśle określonego przez założone warunki. Można powiedzieć, iż szukamy układu liniowego, którego funkcja przenoszenia  $K/j$  / byłaby najbliższa żądanej funkcji  $F/j$  / Słowo "najbliższa" jest ściśle sprecyzowane w myśl metryki odpowiedniej przestrzeni. Drugi etap syntezy polega na wyznaczeniu struktury i wartości elementów układu o danej charakterystyce.

Wyżej przedstawione zagadnienie ogólnej syntezy prowadzi często do rozwiązań, które w praktyce nie zawsze dają się zrealizować bądź też są nieekonomiczne. Dlatego wybrano w algorytmie programu odmienną drogę, zakładając z góry strukturę układu.

Budowane filtry według algorytmu programu tworzone są przez łańcuchowe połączenie wybranych struktur podstawowych, dopasowanych do siebie falowo w miejscach połączenia. W wyniku otrzymujemy filtry

drabinkowe typu Zobela.

## 2.2. Analiza funkcji Jacobiego.

Często występującymi zależnościami w programie są wzory wynikające z funkcji eliptycznych Jacobiego. Biorąc pod uwagę względy praktyczne, wykorzystano w algorytmie szybko zbieżne szeregi, w które można rozwinąć stałą modułarną  $h$  i funkcję eliptyczną delta Jacobiego  $dnu$ .

$$h = e^{-\pi K'/K} \quad (1)$$

gdzie:

$$K = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k_t^2 \sin^2 \varphi}} \quad (2)$$

$$K' = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\varphi}{\sqrt{1 - k_t'^2 \sin^2 \varphi}} \quad (3)$$

$$k_t = \sin \theta t \quad (4)$$

$$k_t' = \cos \theta t \quad (5)$$

$k_t$  - współczynnik wykorzystania TPT, moduł funkcji dn

Stałą modułarną rozwijamy w szereg

$$h = \frac{g_t}{2} + 2 \left( \frac{g_t}{2} \right)^5 + 15 \left( \frac{g_t}{2} \right)^9 + 150 \left( \frac{g_t}{2} \right)^{13} + 1707 \left( \frac{g_t}{2} \right)^{17} + \\ + 20910 \left( \frac{g_t}{2} \right)^{21} + \dots \quad (6)$$

$$S_t = \frac{1 - \sqrt{k_t}}{1 + \sqrt{k_t}} \quad (7)$$

Funkcję dn u można przedstawić w postaci ilorazu funkcji teta:  $\theta_1/u$  i  $\theta_2/u$  Jacobiego:

$$\operatorname{dn} u = \sqrt{k_t} \cdot \frac{\theta_1/u}{\theta_2/u} \quad (8)$$

te zaś z kolei funkcje przy  $|h| < 1$  można wyrazić za pomocą szybko zbieżnych następujących szeregów trygonometrycznych:

$$\theta_1/u = 1 + 2 \sum_{t=1}^{\infty} h^{t^2} \cos \frac{t\pi u}{K} \quad (9)$$

$$\theta_2/u = 1 + 2 \sum_{t=1}^{\infty} (-1)^t h^{t^2} \cos \frac{t\pi u}{K} \quad (10)$$

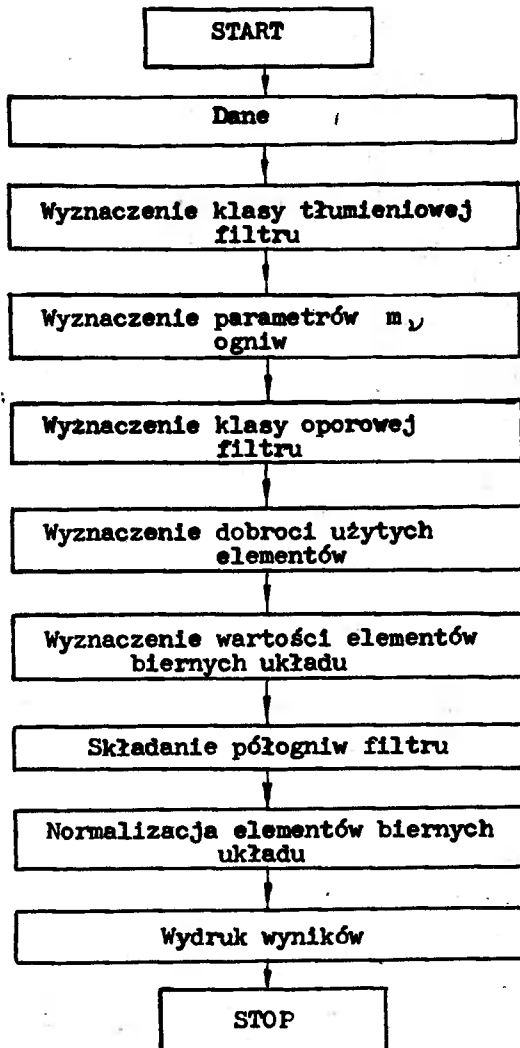
Szeregi te są szybko zbieżne, ponieważ potęga stałej modularnej  $h$  szybko wzrasta, a bezwzględna wartość  $h$  nie przekracza nawet wartości 0,229567 przy  $k_t = 0,99027$ . Dokonano analizy błędów jaki popełniono przy zastępowaniu dokładnych zależności  $w/w$  szeregami i otrzymano zadowalające wyniki. Użyte zależności obarczone są błędem nie większym od 0,01 Np, jeżeli tylko  $A_{\min}$  jest nie mniejsze od 0,69 Np. Ma to miejsce w klasach  $n \gg 1$  np. dla  $k_t \ll 0,995$  i w klasie  $n=0,5$  dla  $k_t \ll 0,8$ . Omawiany błąd wynosi przy tym 0,01 Np tylko dla krytycznych / wyszczególnionych już / wartości  $k_t$  tj. np. w klasie  $n=0,5$  dla  $k_t = 0,8$ . Przy wartościach  $k_t$  mniejszych od krytycznych jest nie mniejsze od 0,01 Np i maleje stale wraz z maleniem  $k_t$ .

### 2.3. Budowa programu

Program został napisany w języku ALGOL 1204, a obliczenia były wykonane na maszynie matematycznej ODRA 1204.

Ogólny schemat blokowy programu przedstawiono na rys.1.

2.3.1. Uwagi dotyczące poszczególnych bloków przedstawionych na rys.1.



Rys.1. Schemat blokowy programu



Danymi do programu są:

- a/ częstotliwości krańcowe pasma tłumieniowego  $ft_{21}$ ,  $ft_{11}$ ,  $ft_{12}$ ,  $ft_{22}$ ;
- b/ częstotliwości krańcowe pasma przepustowego  $fp_1$  i  $fp_2$ ;
- c/ maksymalna tłumienność filtru w paśmie przepustowym  $A_{smax}$ ;
- d/ minimalna tłumienność w paśmie zaporowym  $A_{smin}$ ;
- e/ rezystancja robocza  $R_1$ .

Kolejność wczytywania danych jest następująca:  $ft_{21}$ ,  $ft_{11}$ ,  $fp_1$ ,  $fp_2$ ,  $ft_{12}$ ,  $ft_{22}$ ,  $A_{smin}$ ,  $A_{smax}$ ,  $R_1$ . W przypadku filtrów o nieskończonym paśmie tłumieniowym wprowadzamy  $ft_{21} = 0$  Hz, a  $ft_{22} = 10^6$  Hz. Pozostałe wielkości według wymagań. Ponieważ w programie ustawione jest wejście /z czytnika/, należy przed przystąpieniem do obliczeń przygotować taśmę z danymi.

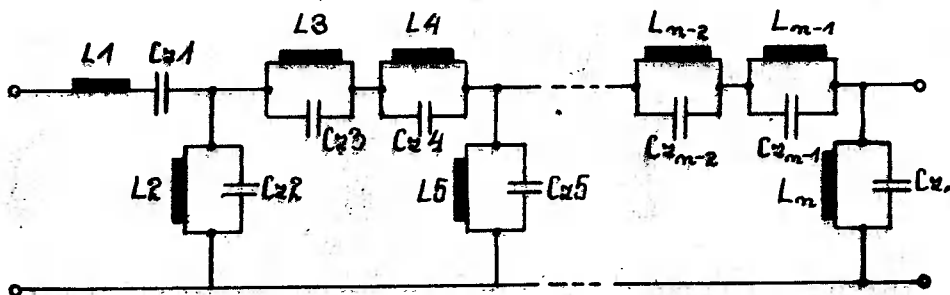
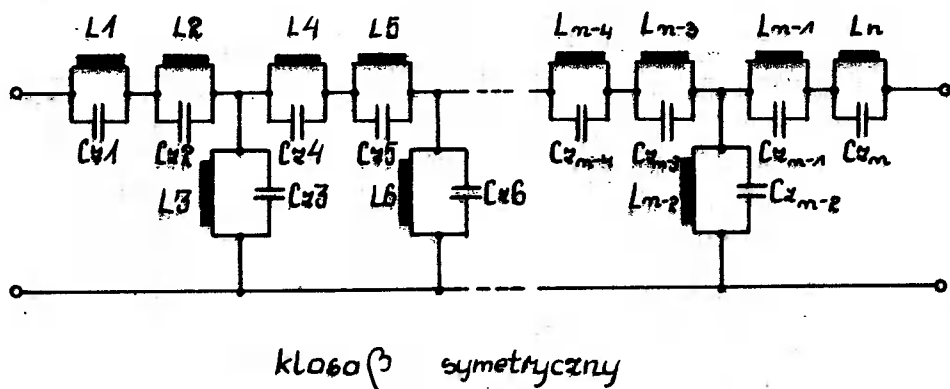
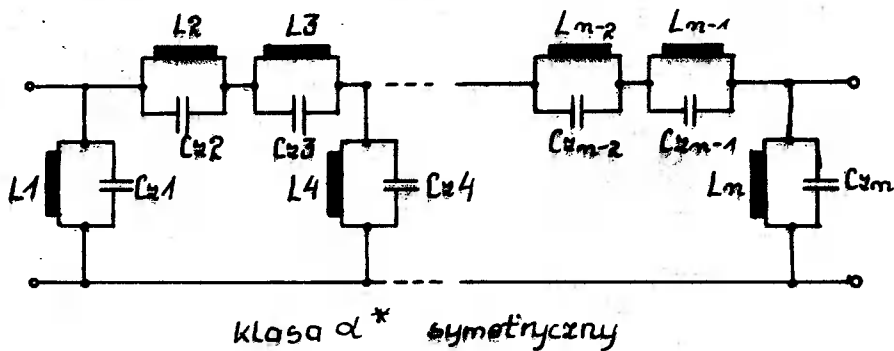
Przy wyznaczeniu klasy tłumieniowej filtru, parametrów  $m$ ,  $\omega$  ogniw, korzystano z przybliżonych zależności otrzymanych przez rozwinięcie funkcji Jacobiego w szybko zbieżne szeregi i odrzucenie wyrazów mało znaczących /patrz punkt 2.2/.

Zależności, które pozwoliły na ułożenie algorytmu można znaleźć w pozycji (6).

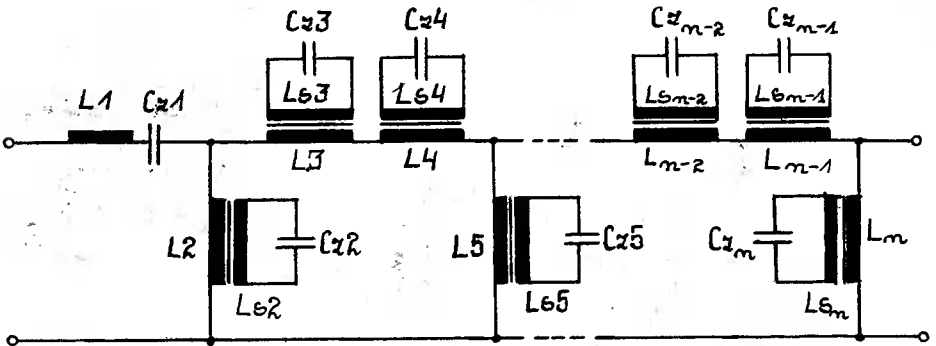
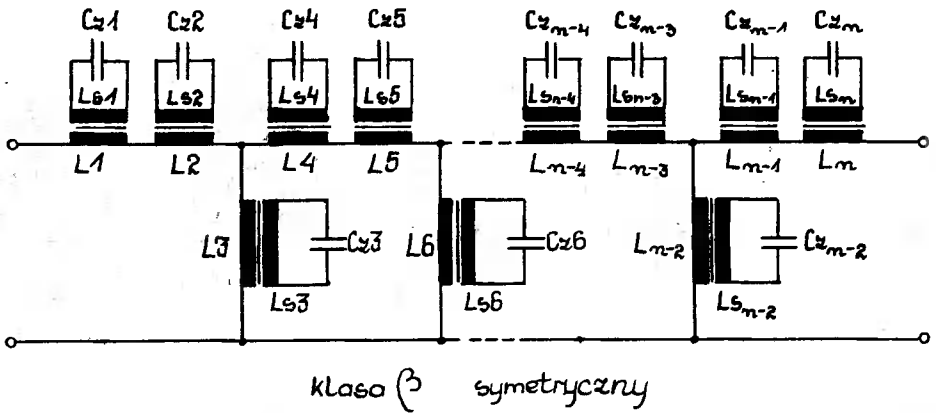
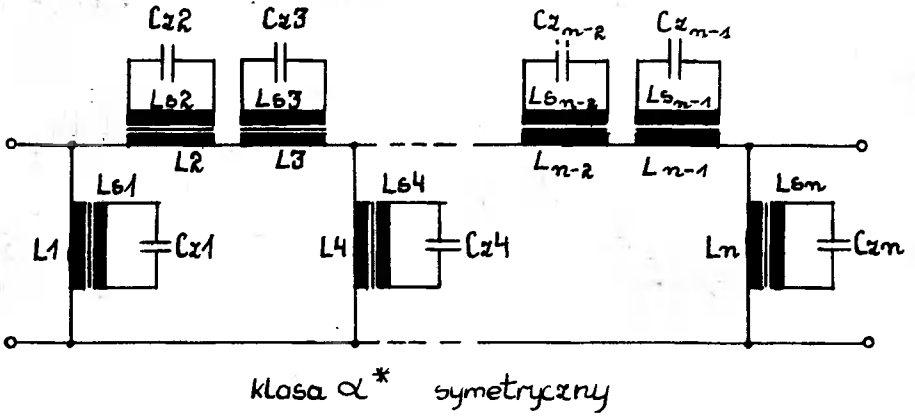
Wyniki otrzymujemy na taśmie z perforatora. Na początku wydruku znajdują się dane do projektowania. Dalej mamy wyniki pomocnicze mówiące o zaprojektowanym układzie. W części zatytułowanej "Dane do realizacji" znajdują się wyniki ostateczne. Są w nich:

- a/ oznaczone przez  $L /i/$  kolejne wartości cewek i obok każdej indukcyjności liczba zwojów, wyliczona dla zadanej wartości  $k$  /charakteryzującej rdzeń/, oznaczone przez  $z /i/$ ;
- b/ oznaczone przez  $L_z /i/$  kolejne wartości cewek sprzężonych transformatorowo do cewek  $L /i/$ , a obok każdej indukcyjności liczba zwojów, wyliczona dla zadanej wartości  $k$ , oznaczona przez  $z_s /i/$ ;
- c/ oznaczone przez  $C_z /i/$  kolejne wartości znormalizowanych kondensatorów :

Rozmieszczenie poszczególnych elementów można znaleźć na schematach z rys. 2 i 3.



Rys.2. Schematy filtrów według których ustalono algorytm programu.



Rys.3. Schematy filtrów według których ustalono algorytm programu..

dy przechodzimy do realizacji praktycznej należy przed stworze -  
 niem schematu filtru, na podstawie posiadanych danych, wrócić do  
 wyników pomocniczych i zorientować się jaką klasę maszyna wybrała.  
 Następnie należy dokonać wyboru schematu z rys.2 lub 3, który  
 będzie zależał od tego, z jaką dokładnością chcemy filtr na zadane  
 charakterystyki wykonać. Jeśli ma on spełniać wszystkie narzucone  
 warunki bardzo dokładnie bierzemy schematy z rys. 3. W przypadku ,  
 gdy charakterystyki wymagane posiadają pewną tolerancję /do 10 % /  
 możemy wybrać schematy z rys. 2. Będziemy mieli wówczas filtr łat-  
 wiejszy w wykonaniu, a wymaganiami odbiegający bardzo niewiele od  
 filtru zbudowanego na podstawie schematów z rys. 3. Ponadto istnieje  
 możliwość zestrzajania poszczególnych obwodów rdzeniami, co może w  
 znacznym stopniu poprawić charakterystyki.

Do realizacji należy dobrać bardzo dokładnie wartości kon -  
 densatorów. Tolerancje użytych kondensatorów powinny być jak naj -  
 mniejsze. Rodzaj drutu jakim będziemy nawijali cewki będzie uzależ-  
 niony od wyliczonej przez maszynę dobroci  $Q$ ; im drut grubszy, tym  
 dobroć większa.

### 3. Przykład obliczeniowy.

Przeprowadzono kontrolę poprawności wyliczeń dla częstotliwo-  
 ści w zakresie od kilku do kilkuset kHz. Przy tych częstotliwoś -  
 ciach uzyskano poprawne wyniki.

Przykład:

Danymi do projektowania były :

- częstotliwości krańcowe PPT

$ft_{21}=0$  i  $ft_{11}=2115$  oraz  $ft_{12}=6550$  i  $ft_{22}=\infty$  /dane w Hz/

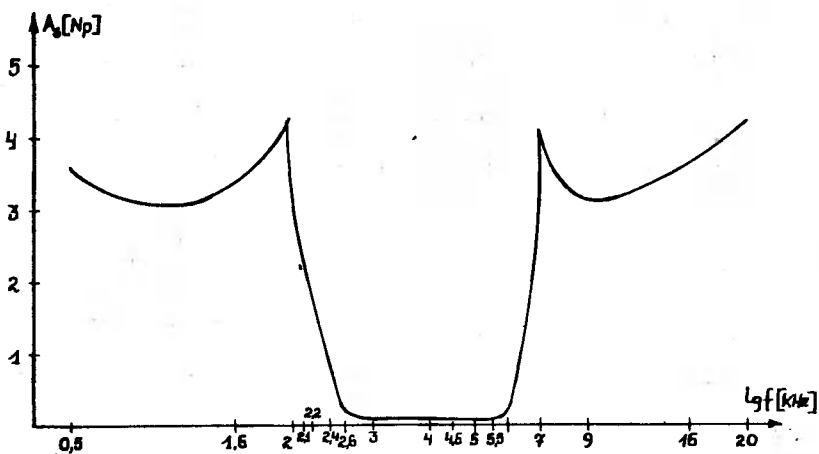
- częstotliwości krańcowe PPP

$fp_1 = 2735$  Hz i  $fp_2 = 5065$  Hz

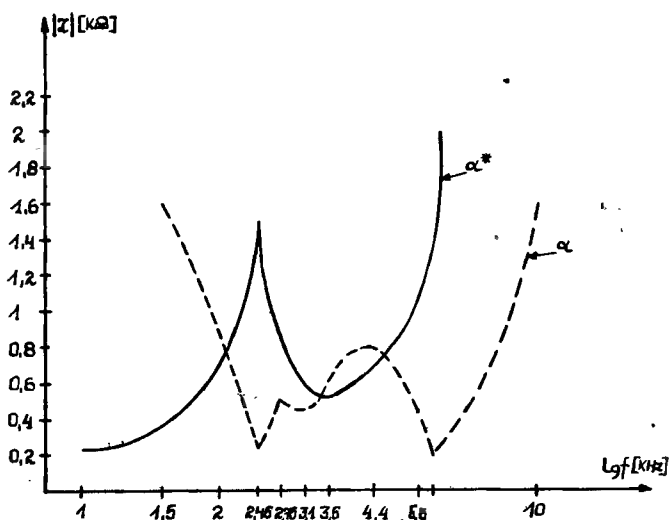
-  $A_{smin} = 3$  Np

- $A_{smax} = 0,16 \text{ Np}$
- $R1 = 600 \text{ om}$
- filtr antymetryczny

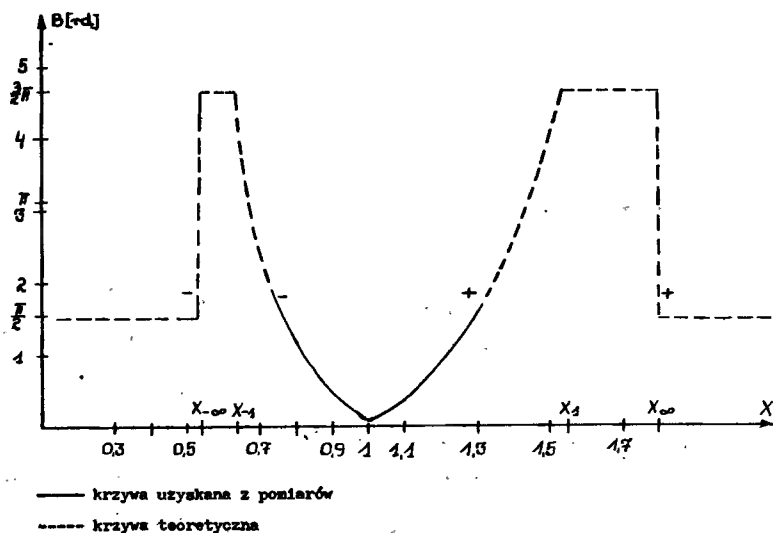
Na podstawie wyników otrzymanych z maszyny zrealizowano praktycz - nie filtr, który poddano badaniom i uzyskane charakterystyki przed - stawiono na rys. 4, 5 i 6 .



Rys.4. Przebieg tłumienności skutecznej  $A_s = F/f$  przebadanego fil-  
tru.



Rys.5. Przebieg modułu impedancji falowej  $Z = F/f$  przebadanego filtru



Rys.6. Przebieg przesuwności falowej  $B = F/f$  przebadanego filtru

#### 4. Wnioski końcowe

Program na liczenie filtrów SP, który został opracowany w niniejszej pracy, pozwala na znaczne skrócenie czasu poświęconego projektowaniu filtrów tego rodzaju. Średni czas liczenia filtru metodą klasyczną dla osób zorientowanych w materiale wynosi około kilku godzin. Porównując ten czas do 10 minut /czas, przez który łączy maszyna /, widzimy korzyści jakie wynikają z zastosowania EMC. Należy również zwrócić uwagę na dokładność wyliczeń, która w przypadku użycia EMC jest wielokrotnie większa.

Program ma pewne ograniczenia. Należy zaliczyć do nich wybór przez maszynę tylko jednej struktury, tj. równoległopochodnej. Wynika to z założeń poczynionych na początku pracy. Innym mankamentem programu jest przyjęty model normalizacji. Wystarczy spojrzeć na rys. 3 by stwierdzić, że układy zastępcze filtrów są bardzo skomplikowane i trudne do wykonania. Można by rozwiązać tę sprawę w prosty sposób, a mianowicie wykorzystać wtórne przeliczenie indukcyjności poszczególnych obwodów równoległych filtru po procesie normalizacji kondensatorów, wykorzystując zależności pomiędzy  $f_0$ ,  $f_{-\infty}$ ,  $f_{\infty}$ , a L i C. Uprościło by to schematy filtru.

Mielibyśmy wówczas do czynienia ze strukturą pokazaną na rys. Można jednak i w przypadku tego programu budować układy w oparciu o schematy z rys.2, lecz należy pamiętać, że po wykonaniu filtru praktycznie zestroić trzeba, przy pomocy rdzeni, poszczególne obwody rezonansu równoległego do częstotliwości rezonansowych.

Otrzymamy wówczas bardzo dokładne charakterystyki. Zostało to zrealizowane w części praktycznej pracy. Wyniki były zadowalające, co można stwierdzić przeglądając charakterystyki i dane przebadanych modeli filtrów.

## Literatura

1. Bosyj N.S.: Elektryczeskije filtry, DTWU, Kijew 1955 .
2. Jahnke E., Emde F.: Tafeln hoherer Funktionen, 5 Aufl., Leipzig 1952 .
3. Kogan S. S : Teoria i raszczot filtrów dla ustanowok dalniej swiazi, Swiazizdat, Moskwa 1950,
4. Lanne A. A.: Optymalnyj sintez liniejnych elektryczeskich ceppej, Izdatjelstwo "Swjaz", Moskwa 1969.



## COMPUTER DESIGNING OF ELECTRICAL FILTERS

## Summary

This is a detailed description of an algorithm serving to design middleperable, symmetrical frequency, symmetrical resistance and unsymmetrical filters. This algorithm is based on assumption structure of elementary filter link. There is a calculating example at the end of article.

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОФИЛЬТРОВ НА ЭВМ

## Резюме

В настоящей статье приведено описание алгоритма служащего для проектирования центрально-пропускаемых фильтров, частотно симметричных. Алгоритм основан на заранее заданной структуре основной ячейки фильтра. В заключительной части статьи приведён расчётный пример.

Antoni Zabłudowski

621.377.622.5

## ZASTOSOWANIE UKŁADÓW WIELOSTANOWYCH DO BUDOWY LICZNIKÓW

W pracy podano sposób działania n stanowego układu pamięci, nazywanego układem pamiętającym modulo n. Pokazano też sposób budowy liczników z wykorzystaniem tych układów. Podano przykład rozwiązania licznika modulo 5.

### 1. Wstęp

We współczesnych systemach cyfrowych ważną rolę odgrywają liczniki, które najczęściej buduje się z przerzutników J-K lub D [2,4].

Dla liczników, których pojemności nie są potęgą liczby 2 lub 10 funkcje wzbudzeń poszczególnych przerzutników stają się bardzo uwikłane, stąd budowa takich liczników sprawia trudności zarówno projektowe jak i realizacyjne.

Najprostszy w realizacji licznik pierścieniowy lub pseudopierścieniowy zbudowany na zasadzie rejestru przesuwającego ma tę wadę, iż ilość użytych przerzutników jest duża dla licznika pierścieniowego ilość przerzutników wynosi dokładnie tyle jaką pojemność posiada licznik, zaś dla licznika pseudopierścieniowego ilość przerzutników jest nie mniejsza niż  $n/2$  - gdzie  $n$  - pojemność licznika.

W pracy proponuje się wykorzystanie wielostanowego układu nazywanego układem pamiętającym modulo  $n/n = 2, 3 \dots$  / do realizacji

liczników, co zapewnia proste funkcje wzbudzeń, a zbudowanie układu pamiętającego modulo  $n$  w technice monolitycznej znacznie upraszcza budowę i zmniejsza ilość elementów /kostek/ użytych do budowy liczników.

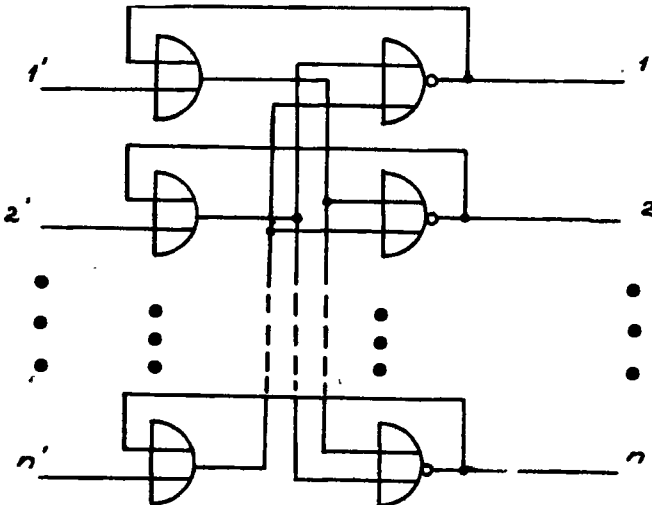
## 2. Układy pamiętające modulo $n$ .

W pracy rozważa się budowę liczników o dowolnej pojemności z wykorzystaniem wielostanowych układów, które nazwano układami pamiętającymi modulo  $n$ .

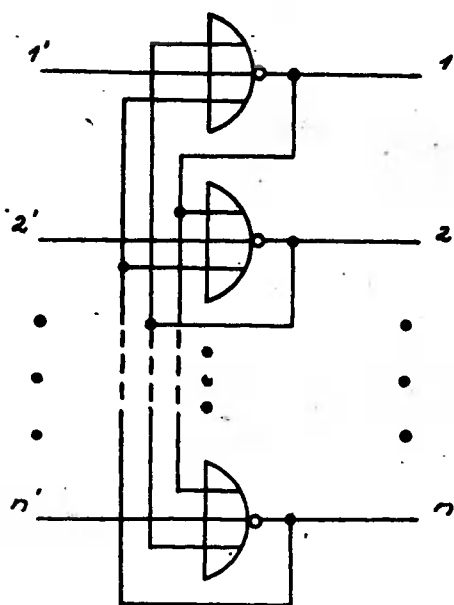
Układem pamiętającym modulo  $n$  nazywana będzie modyfikacja układu podanego w pracy Walkera [4] posiadającego  $n$  wejść, nazywanych wejściami programującymi oraz  $n$  wyjść, w którym to układzie jeden ze stanów jest wyróżniony wartością logiczną "1" /lub ze względu na dualność funkcji boolowskiej "0"/.

Rozróżniane będą dwa rodzaje tych układów:

/a/ układ pamiętający modulo  $n$  I-go rodzaju



Rys.1. Schemat układu pamiętającego modulo  $n$  I-go rodzaju.

/b/ układ pamiętający modulo  $n$  II-go rodzajuRys.2. Schemat układu pamiętającego modulo  $n$  II-go rodzaju.

Układem pamiętającym modulo  $n$  I-go rodzaju nazywany będzie układ zbudowany z funktorów OR i NOR /lub ze względu na dualność funkcji logicznych AND i NAND/ działający zgodnie z następującą zasadą:

wartość logiczna "1" pojawi się na  $i$ -tym wyjściu wtedy, gdy na  $i'$ -tym wejściu podana będzie wartość "1", zaś na pozostałych wartości "0". Stan taki będzie utrzymywał się na wyjściu /będzie pamiętany/ dzięki pętli sprzężenia zwrotnego, nawet wtedy, gdy na wszystkich wejściach będzie podana wartość "0", do czasu gdy na następnym wejściu

nie pojawi się "1" zaś na pozostałych wejściach "0".

Układ pamiętający modulo  $n$  II-go rodzaju zbudowany jest tylko z funktorów NOR /NAND/. /rys.2/, a działa w następujący sposób: w momencie gdy na wszystkich wejściach podana jest wartość "0"/jest to warunek poprawnej pracy układu/na jednym z wyjść ustala się wartość "1".

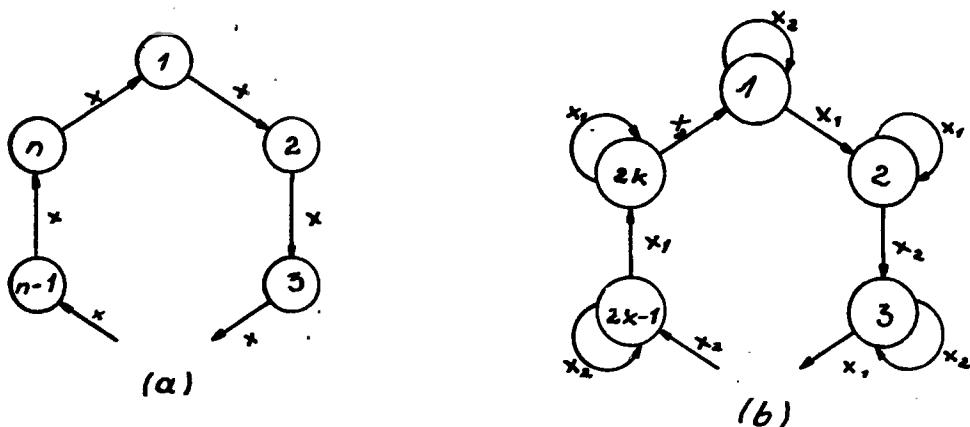
Ustawienie wartości logicznej "1" na  $i$ -tym wyjściu jest możliwe tylko wtedy, gdy na wszystkich wejściach poza  $i'$ -tym podamy "1" zaś na wejście  $i'$ -te wartość "0".

Oczywiście podobnie jak w układzie pamiętającym modulo  $n$  I-go rodzaju, pętla sprzężenia zwrotnego czyni z tego układu układ o właściwościach pamiętających.

Omówione powyżej układy będą podstawowymi elementami licznika o pojemności  $n$ .

### 3. Realizacja liczników z wykorzystaniem układu pamiętającego modulo $n$ .

Każdy licznik może być przedstawiony przy pomocy grafu stanów jak to jest pokazane na rys. 3a lub 3b.



Rys. 3. Grafy licznika synchronicznego /a/ i asynchronicznego /b/.

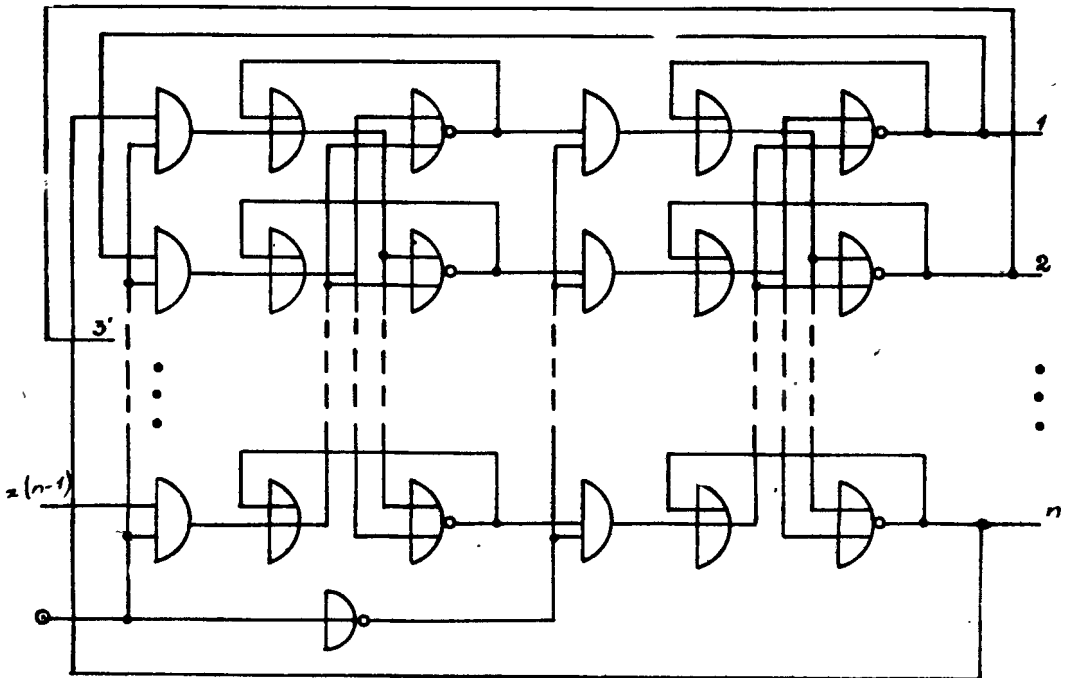
Rys. 3a przedstawia najbardziej ogólny graf licznika o dowolnej pojemności. Dla licznika o pojemności będącej liczbą parzystą, graf licznika synchronicznego wzbudzanego jednym sygnałem można zastąpić grafem licznika asynchronicznego, wzbudzanego dwoma sygnałami - na rys. 3b są to sygnały  $x_1$ ,  $x_2$ . Jak się dalej okaże taki sposób pozwoli znacznie uprościć budowę licznika o pojemności będącej liczbą parzystą.

Rozważania nasze rozpoczniemy od przypadku najbardziej ogólnego.

Budowa licznika modulo  $n$  opiera się na wykorzystaniu zasady budowy synchronicznych układów dwuwarstwowych tak jak to jest robione

dla przerzutników [3], z użyciem układów pamiętających modulo  $n$ .

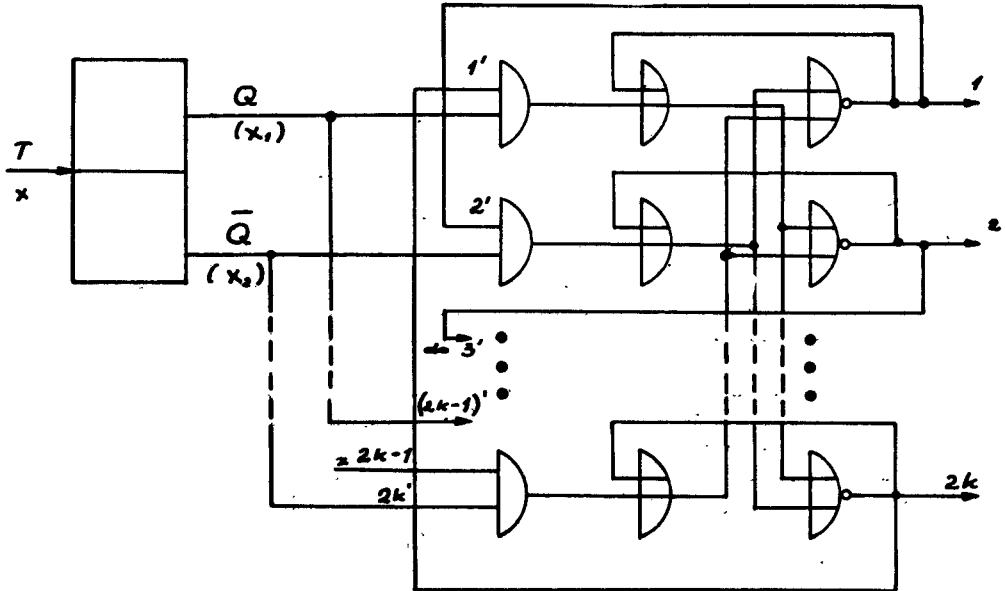
Licznik taki /rys.4/ działa według następującej zasady: jeśli takt wejścia jest równy "1" otwarte są bramki pierwszej warstwy a zamknięte bramki drugiej warstwy, w ten sposób nowa informacja określona stanem drugiej wpisuje się do warstwy pierwszej, zaś informacja w drugiej warstwie jest niezmienną; gdy takt wejściowy zmienia swą wartość z "1" na "0" zamykają się bramki pierwszej warstwy, zaś do drugiej warstwy przepisuje się informacja z warstwy pierwszej.



Rys.4. Realizacja licznika modulo  $n$  jako układu dwuwarstwowego.

Zmiana taktu z wartości "0" na "1" rozpoczyna cykl od nowa. Licznik ten posiada bardzo proste funkcje wzbudzeń poszczególnych elementów, jednakże wymagane są tutaj dwie warstwy układów pamiętających modulo  $n$ .

W szczególnym przypadku jeśli pojemność licznika jest liczbą parzystą, układ licznika daje się uprościć do takiego jaki jest na rys. 5.

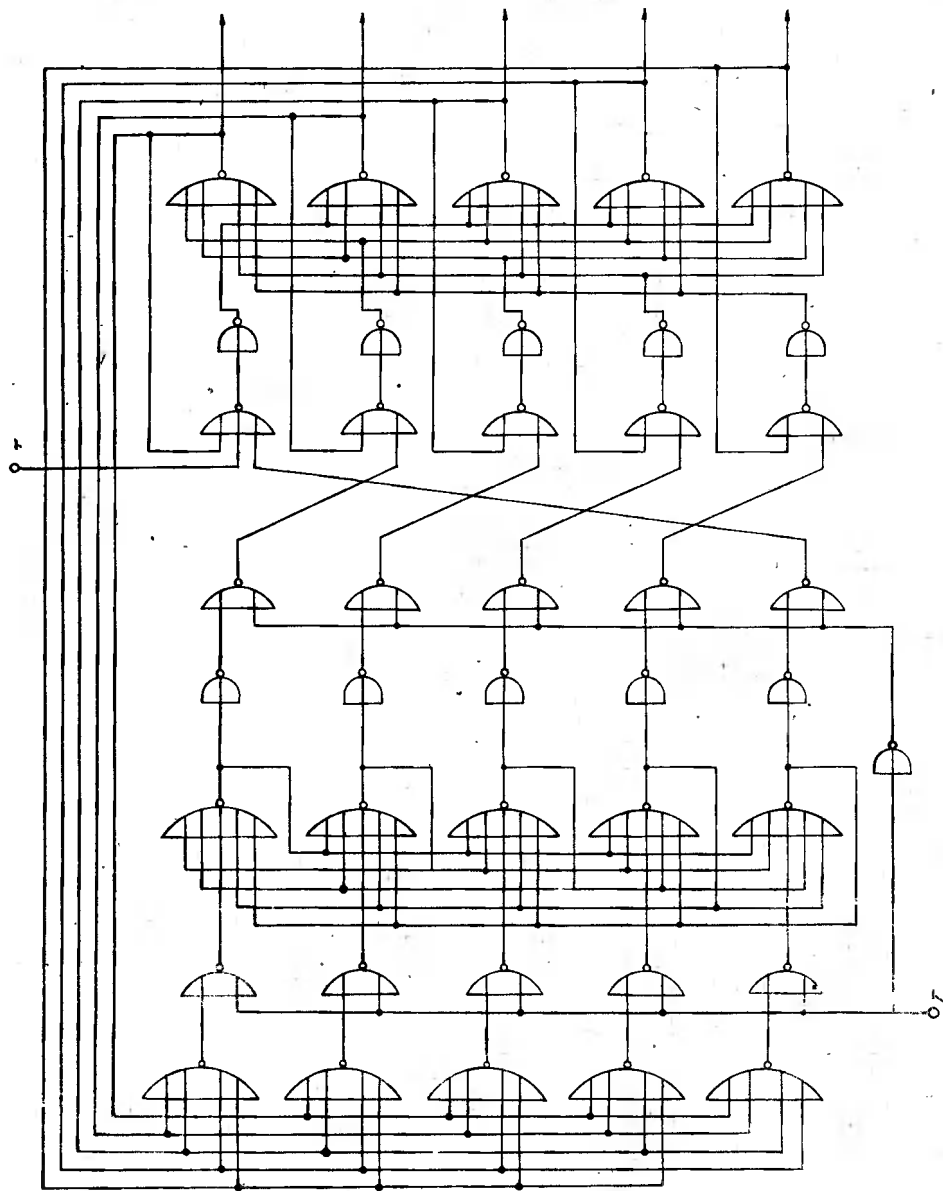


Rys. 5. Przykład realizacji licznika asynchronicznego modulo  $2k$ .

Wykorzystuje się tutaj tylko jeden układ pamiętający modulo  $n$  sterowany z przerzutnika typu T, zamieniającego jeden sygnał wejściowy  $x$  na dwa sygnały  $x_1$ ,  $x_2$ ,  $/Q$ ,  $\bar{Q}$ , które steruje  $i$ -tym wejściem układu pamiętającego w iloczynie z  $/i-1/$ -szym wyjściem tego układu. W ten sposób na wyjściu kolejno pojawia się "1".

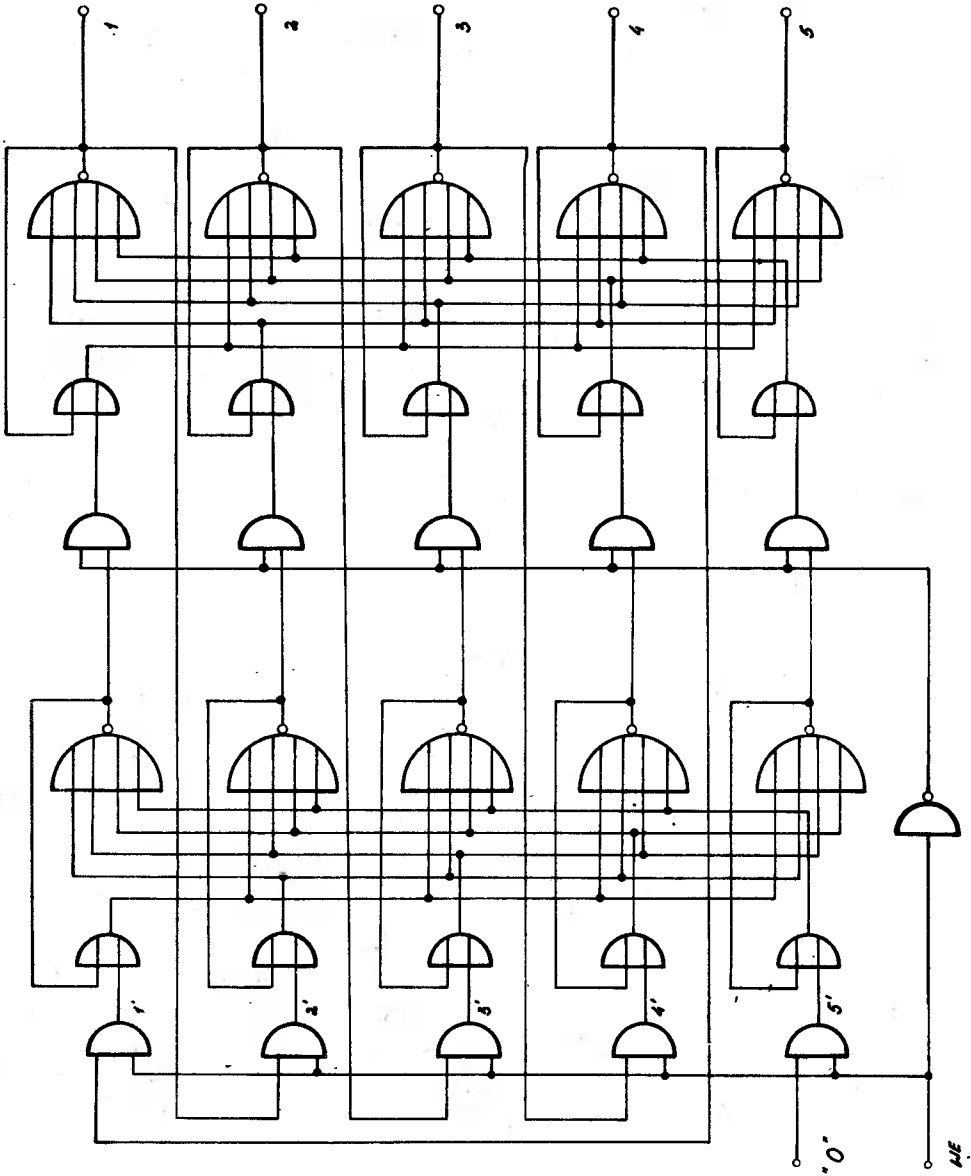
Obserwując wyjścia układu pamiętającego modulo  $n$ , licznik taki przedstawia sobą licznik pierścieniowy, który jak wiadomo nie wymaga dekodowania stanów.

Każda z powyższych koncepcji sprawdzona była na SYMULATORZE STRUKTUR LOGICZNYCH, urządzeniu pozwalającym na budowę sieci logicznych z elementów NOR.



rys. 6 Przykład realizacji licznika z funkcyjów NOR.





Rys. 7. Wykorzystanie układu modułu n do budowy licznika o mniejszej pojemności niż n.

Układ pamiętający modulo  $n$  I-go rodzaju wymagał do budowy  $3 \times n$  elementów NOR ze względu na to iż element OR budowany był z elementów NOR /zanegowany NOR/.

W ten sposób struktura liczników budowanych z układów indywidualnych NOR nie była najkorzystniejsza. Do budowy liczników z układów indywidualnych NOR korzystniejszym wydaje się układ przedstawiony na rys. 6 /licznik mod 5/, który zbudowany jest w postaci układu dwuwarstwowego z wykorzystaniem w pierwszej warstwie układu pamiętającego modulo  $n$  II-go rodzaju, zaś w drugiej warstwie układu pamiętającego modulo  $n$  I-go rodzaju.

Należy wspomnieć o możliwościach tworzenia z liczników o pojemności  $n$ , liczników o pojemności  $k$  / $k < n$ /, co przedstawione jest na rys. 7.

Z licznika modulo 5 utworzono liczniki modulo 4 w taki sposób, że pierwsze 4 wejścia są połączone tak, aby następowała zmiana stanów na wyjściu, zaś na wejściu 5 podana jest wartość "0" w ten sposób, że wyjście 5 nie ulega zmianie i ma stale "0".

#### 4. Wniośki

Wydaje się, że metoda powyższa pozwala na budowę liczników o dowolnej pojemności, wykonanych w technice monolitycznej. Mając np. układ pamiętający modulo 5 i modulo 10 łatwo można utworzyć układy pamiętające modulo  $k$   $k \leq 5$  / $k \leq 10$ /, jeśli użyjemy  $k$  wejść jako wejść, które będą ulegały zmianom, zaś na pozostałe  $5-k$  / $10-k$ / wejść podamy stałą wartość "0" /układ pamiętający I-go rodzaju/.

Z zasady budowy liczników wynika, że można połączyć dwa jednokowe układy kaskadowe, a więc w technice monolitycznej są to po prostu dwie kostki.

Takie rozwiązanie ułatwiłoby niewątpliwie realizację pewnych urządzeń cyfrowych, w których występują liczniki.

## Literatura

1. Grzybek M., Misiurewicz P. : Wybrane tranzystorowe układy cyfrowe. WNT Warszawa 1969.
2. Traczyk W. : Projektowanie tranzystorowych układów przełączających. WNT Warszawa 1966.
3. Unger S. : Asynchronous Sequential Switching Circuits. Wiley Interscience 1969.
4. Walker R.M. : Design FLIP - FLOPS from LSI cells. Electronic Design June 1968.

APPLICATION OF MULTISTAGE SYSTEMS FOR STRUCTURES  
OF COUNTERS

Summary

In this paper a new concept of the cyclic counter is presented. This concept is useful to design the counters from LSI and MSI cells. The counter mod 5 is presented as an example.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМ С МНОГИМИ СТАБИЛЬНЫМИ  
СОСТОЯНИЯМИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СЧЁТЧИКОВ

Резюме

В статье дан новый способ проектирования кольцевых счётчиков без использования мультивибраторов. Счётчик построен из новых элементов, которые называются запоминающими ячейками **mod n**. Показан счётчик считающий на 5.



