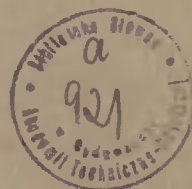


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 122

TELEKOMUNIKACJA I ELEKTRONIKA

6



BYDGOSZCZ — 1986

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

ZESZYTY NAUKOWE NR 122

TELEKOMUNIKACJA I ELEKTRONIKA

6



BYDGOSZCZ — 1986

PRZEWODNICZĄCY
KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
prof. dr hab. inż. Lech J. Weiss

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Anna Zawadzka, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy

ISSN 0209-0589

WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY

Wyd. I. Nakład 100 + 50 egz. Ark. wyd. 6,68. Ark. druk. 7,27. Papier piśm. kl. V B1
Oddano do druku w kwietniu 1986 r. Druk ukończono w maju 1986 r.

MNSzW · Cena zł 96,—

Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR

Zamówienie nr 175/86 TR M-2

SPIS TREŚCI

	Str.
1. Andrzej Borys, Lech J.Weiss - Zakres dynamiczny a iloczyn wzmocnienia i wrażliwości filtra aktywnego RC	5
2. Stefan Stróżecki - O pewnym algorytmie podziału układu elektronicznego na podukłady	15
3. Tadeusz Wysocki, Tadeusz Wysocki jr - O stabilizacji czułości pomiarowej czujników termistorowych	19
4. Jerzy Helmin - Zastosowanie statystycznej metodyki pomiaru sygnałów losowych do badania efektów akustycznych pracy serca	25
5. Ludwik Ciołczyk - Numeryczna metoda określania przybliżenia początkowego rozwiązania oraz warunków początkowych dla analizy struktur półprzewodnikowych na podstawie równań transportu	35
6. Tadeusz Wysocki jr - Przełączana modulacja przyspieszenia kątownego	45
7. Antoni Zabłudowski - Ocena efektywności wybranych algorytmów niezawodnościowej analizy i syntezy sieci	59
8. Lech J.Weiss - Synchroniczna pętla fazowa w układzie heterodyny odbiornika radiofonicznego	73
9. Aleksandra Alicja Wronkowska, Andrzej Wronkowski - Zastosowanie statycznego elipso-reflektometru do badania pewnych procesów elektrodowych. I.Podstawy teoretyczne.Układ pomiarowy	93
10. Jadwiga Pakulska, Aleksandra Alicja Wronkowska, Andrzej Wronkowski - Zastosowanie statycznego elipso-reflektometru do badania pewnych procesów elektrodowych.II Anodowe utlenianie powierzchni nikiel	107

Andrzej Borys, Lech J. Weiss

ZAKRES DYNAMICZNY A ILOCZYN WZMOCNIENIA I WRAŻLIWOŚCI
FILTRU AKTYWNEGO RC^{*}

W przedstawionej pracy zwrócono uwagę na fakt, że zarówno szumy, jak i zniekształcenia nieliniowe w filtrach RC z pojedynczym elementem aktywnym wyrażają się poprzez miarę IWW /iloczyn wzmocnienia i wrażliwości; z ang. GSP, tj. gain - sensitivity product/. Dynamikę filtru rozpatrzono dla dwóch zakresów: a/ zakresu, w którym o zniekształceniach nieliniowych wzmacniacza operacyjnego /tj. elementu aktywnego filtru/ decyduje ograniczanie napięciowe na jego wyjściu, b/ zakresu, w którym o zniekształceniach nieliniowych wzmacniacza operacyjnego decyduje parametr slew-rate. Pokazano, że wyprowadzone zależności mogą stanowić punkt wyjścia do jednoczesnej minimalizacji szumów i zniekształceń nieliniowych filtru, zwłaszcza dla wyższych częstotliwości.

1. Wstęp

Ważnym, z praktycznego punktu widzenia, zagadnieniem w projektowaniu filtrów aktywnych RC jest problem uzyskania możliwie dużej dynamiki tych filtrów. Dynamika ta zależy od "dołu" od poziomu szumów, natomiast od "góry" od poziomu zniekształceń nieliniowych występujących w filtrze.

W normalnych warunkach pracy filtru o jego zniekształceniach nieliniowych decydują dwa zjawiska:

- 1/ ograniczanie napięciowe na wyjściu wzmacniacza operacyjnego / na poziomie V_{OG} /,
- 2/ slew rate /SR/.

Dla niższych częstotliwości, mniejszych od ok. 10 kHz, o poziomie zniekształceń nieliniowych decyduje pierwsze z wymienionych zjawisk, natomiast dla wyższych częstotliwości decyduje zjawisko drugie [9].

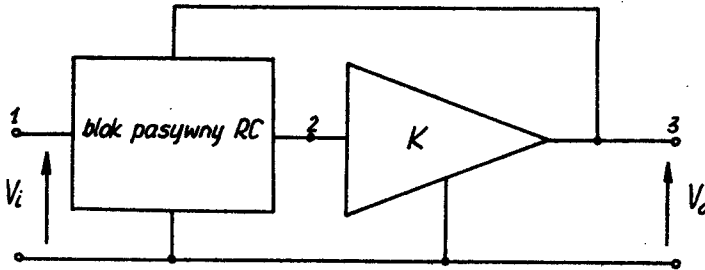
W przypadku, gdy o zniekształceniach nieliniowych decyduje ograniczenie napięciowe stopni wyjściowych wzmacniacza operacyjnego /tj. w zakresie małych częstotliwości/, zakresy liniowej i nieliniowej pracy wzmacniacza rozgraniczone są bardzo wyraźnym progiem V_{OG} , po przekroczeniu którego zniekształcenia nieliniowe wznoszą się skokowo do znacznego poziomu. Słusznie się zatem przyjmuje w literaturze [1], [8], [10], że dla powyższego przypadku V_{OG} oznacza poziom ograniczający dynamikę filtru od "góry".

* Praca wykonana w ramach problemu resortowego nr 1.8 MNSzWiT

Zupełnie inaczej ma się sprawa w przypadku decydującego wpływu parametru slew-rate na zniekształcenia nieliniowe wzmacniacza operacyjnego. W tym przypadku mamy do czynienia z łagodnym przejściem od zakresu pracy liniowej /dokładniej mówiąc: prawie liniowej/ do zakresu pracy nieliniowej. To łagodne przejście pozwala na stwierdzenie, że w powyższym zakresie można mówić o tzw. małych nieliniowościach i do analizy z powodzeniem stosować można szereg Volterry-Wienera [2], [5].

W pracy wykazano, że dopuszczalna ze względu na poziom zniekształceń nieliniowych, wywołanych parametrem slew-rate amplituda pojedynczego sygnału harmonicznego na wyjściu filtra o jednobiegunowej charakterystyce częstotliwościowej jest funkcją "iloczynu wzmocnienia i wrażliwości". Iloczyn ten charakteryzuje jakość filtra.

Przytoczone w niniejszej pracy rozważania dotyczą filtrów RC z jednym elementem aktywnym o strukturze przedstawionej na rysunku 1. Szerokość



Rys.1. Ogólny schemat filtra RC z pojedynczym elementem aktywnym

zakresu dynamicznego tych filtrów charakteryzuje współczynnik I_D zdefiniowany w pracy [8] w następujący sposób

$$I_D = \frac{V_{ot}}{\sqrt{2 \cdot e_{no}^2}} \quad (1)$$

gdzie:

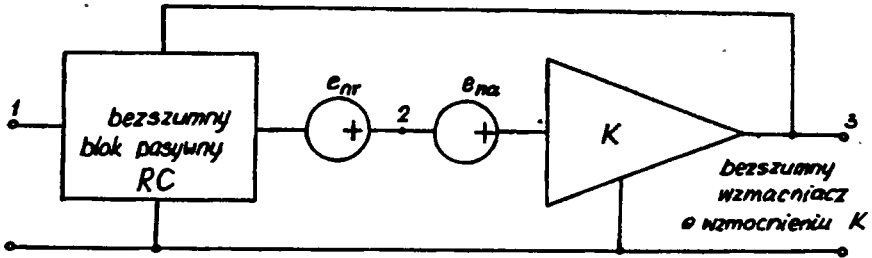
- V_{ot} - maksymalna amplituda napięcia na wyjściu filtra, dopuszczalna ze względu na poziom zniekształceń nieliniowych
- $\frac{e_{no}^2}{2}$ - całkowita moc szumów na wyjściu filtra

W pracy wykazano zależność współczynnika dynamiki I_D od wartości iloczynu IWW oraz zinterpretowano tę zależność.

2. Analiza szumów w filtrze z pojedynczym elementem aktywnym

Analizę szumów w filtrze o strukturze podobnej do przedstawionej na rys. 1 przytoczono w skrócie wg [1].

Dla celów analizy szumów schemat z rys.1 sprowadza się do postaci jak na rys.2. W schemacie tym występują tylko dwa źródła szumów, a mianowicie:



Rys.2. Model filtru RC z pojedynczym elementem aktywnym dla celów analizy szumów

1/ zastępcze napięciowe źródło szumów e_{nr} bloku sprzężenia zwrotnego RC,

2/ zastępcze napięciowe źródło szumów e_{na} wzmacniacza K .

Widma gęstości mocy szumów na wyjściu filtru e'_{noa} i e'_{nor} , związane ze źródłami szumów e_{na} i e_{nr} , wyrażają się odpowiednio wzorami [1]

$$\overline{e'_{noa}}^2 = \overline{e_{na}}^2 \cdot |H_n(j\omega)|^2 \quad (2)$$

$$\overline{e'_{nor}}^2 = 4kT \operatorname{Re} \left(\frac{1}{Y_{22}} \right) \cdot |H_n(j\omega)|^2 \quad (3)$$

gdzie:

$\overline{e'_{na}}^2$ - widmo gęstości mocy szumów związane ze źródłem szumów e_{na}

k - stała Boltzmanna

T - temperatura bezwzględna

Y_{22} - parametr macierzy admitancyjnej bloku sprzężenia zwrotnego RC

H_n - szumowa funkcja przenoszenia filtru /została zdefiniowana w pracy [1]/

Szumowa funkcja przenoszenia H_n filtru z rys. 1 wyraża się wzorem

$$H_n(s) = \frac{K}{1 - kt_{32}} \quad (4)$$

gdzie:

K - wzmocnienie napięciowe elementu aktywnego K

t_{32} - zwarciova funkcja przenoszenia bloku pasywnego RC z wężła 3 do wężła 2/ t_{32} wyraża się poprzez elementy macierzy admittancyjnej jako $t_{32} = -Y_{23}/Y_{22}$

Funkcja przenoszenia, określona wzorem (4), jest równa iloczynowi wzmocnienia i wrażliwości ze względu na zmiany wzmocnienia k [1]. Oznacza to, że zachodzi związek

$$IWW(s) \stackrel{\text{def}}{=} S_K^H(s) \cdot K = \frac{K}{1 - Kt_{32}} = H_n(s) \quad (5)$$

gdzie:

$H(s)$ - transmitancja filtru

$IWW(s)$ - iloczyn wzmocnienia i wrażliwości

S_K^H - wrażliwość H na zmiany K $\left(S_K^H = \frac{K}{H} \frac{\Delta H}{\Delta K} \right)$

Zgodnie z zależnościami (2), (3) i (5), całkowita moc szumów na wyjściu filtru z rys.1 będzie się wyrażać następującym wzorem

$$\overline{e_{no}^2} = \int_0^{\infty} \left[\overline{e_{na}^2} + 4kT \operatorname{Re} \left(\frac{1}{Y_{22}} \right) \right] |IWW|^2 df \quad (6)$$

gdzie:

f - częstotliwość

3. Analiza zniekształceń nieliniowych w filtrze z pojedynczym elementem aktywnym

Do szczegółowej analizy zniekształceń nieliniowych w filtrze z pojedynczym elementem aktywnym w zakresie, w którym dominujący na nie wpływ ma parametr slew-rate, zainteresowanego czytelnika odsyła się do prac [2], [3] i [5]. W niniejszym komunikacie wykorzystuje się niektóre przedstawione tam wyniki.

W pracy [2] pokazano, że transmitancja filtru pod wpływem przyłożonego do jego wejścia pojedynczego sygnału harmonicznego o amplitudzie V_I i częstotliwości f zmienia się zgodnie ze wzorem

$$\hat{H}(j\omega) \cong H_1(j\omega) + \frac{3}{4} V_I^2 \left| \frac{H_1(j\omega)}{K_1(j\omega)} \right|^2 \frac{H_1(j\omega)}{K_1(j\omega)} \quad (7)$$

$$\frac{1}{1 - K_1(j\omega) t_{32}(j\omega)} \cdot \varphi(j\omega), \quad \omega = 2\pi f$$

gdzie:

- $\hat{H}(j\omega)$ - transmitancja filtra uwzględniająca wpływ nieliniowości na przenoszenie sygnału o pulsacji $\omega = 2\pi f$
- $H_1(j\omega) = H\hat{H}(j\omega)$ - transmitancja liniowa filtra albo inaczej nieliniowa transmitancja filtra pierwszego rzędu /zgodnie z nomenklaturą stosowaną w pracy [6]/
- $K_1(j\omega) = K\hat{H}(j\omega)$ - transmitancja liniowa elementu aktywnego K albo inaczej jego transmitancja nieliniowa pierwszego rzędu
- $\varphi(j\omega)$ - funkcja zmiennej zespolonej $j\omega$ zależna od transmitancji nieliniowych drugiego i trzeciego rzędu elementu aktywnego K oraz transmitancji t_{32} bloku sprzężenia zwrotnego RC

Korzystając z zależności wyprowadzonych w pracy [2], funkcję $\varphi(j\omega)$ można wyrazić następującym wzorem

$$\begin{aligned} \varphi(j\omega) = & K_3(j\omega, j\omega, -j\omega) + \frac{4}{3} K_2(j\omega, 0) t_{32}(0) \cdot \frac{k_2(j\omega, -j\omega)}{1 - k_1(0) t_{32}(0)} + \\ & + \frac{2}{3} K_2(-j\omega, 2j\omega) t_{32}(2j\omega) \cdot \frac{K_2(j\omega, j\omega)}{1 - K_1(2j\omega) t_{32}(2j\omega)} \end{aligned} \quad (8)$$

Względną zmianę transmitancji filtra, zgodnie ze wzorem (7), można wyrazić w postaci wzoru

$$\delta_H \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\Delta \hat{H}}{\hat{H}} = \frac{\hat{H} - H_1}{H_1} = \frac{3}{4} V_I^2 \left| \frac{H_1(j\omega)}{K_1(j\omega)} \right|^2 \cdot \frac{1}{K_1(j\omega)} \cdot \frac{\varphi(j\omega)}{1 - K_1(j\omega) t_{32}(j\omega)} \quad (9)$$

Wykorzystując wzór (5) w zależności (9) otrzymuje się

$$\delta_H = \frac{3}{4} V_I^2 |H_1(j\omega)|^2 \cdot I_{WW}(j\omega) \cdot \varphi'(j\omega) \quad (10)$$

gdzie:

$\varphi'(j\omega)$ - określone jest wzorem

$$\varphi'(j\omega) = \frac{\varphi(j\omega)}{K_1^3(j\omega) K_1(-j\omega)} \quad (11)$$

Z uwagi na to, że zmiany transmitancji /wartość modułu tych zmian/mogą stanowić miarę występujących w filtrze zniekształceń nieliniowych, zależność (10) pozwala na wyznaczenie dopuszczalnej amplitudy sygnału na

wejściu filtru ze względu na dopuszczalny poziom zniekształceń nieliniowych. Przy założeniu dopuszczalnej wartości zmian $|\delta_H|$ równych $|\delta_H \text{ dop}|$ otrzymuje się

$$V_{I \text{ dop}} = \sqrt{\frac{4 \delta_H \text{ dop}}{3 \varrho'(j\omega)}} \frac{1}{|H_1(j\omega)|} \cdot \frac{1}{\sqrt{|IWW(j\omega)|}} \quad (12)$$

gdzie:

$V_{I \text{ dop}}$ - amplituda pojedynczego sygnału harmonicznego na wejściu filtru dopuszczalna ze względu na poziom zniekształceń nieliniowych, wywołanych parametrem slew-rate

Wielkość $V_{I \text{ dop}}$, aby mogła być zastosowana we wzorze (1), musi być odniesiona do wyjścia filtru. Korzystając ze wzorów (7) i (12), dla filtru z rys. 1 można zapisać

$$V_{0 \text{ dop}} = \left| 1 + |\delta_H \text{ dop}| \frac{\varrho'(j\omega)}{|\varrho'(j\omega)|} \cdot \frac{IWW(j\omega)}{|IWW(j\omega)|} \right| |H_1(j\omega)| V_{I \text{ dop}} \quad (13)$$

lub przy założeniu $|\delta_H \text{ dop}| \ll 1$

$$V_{0 \text{ dop}} \cong |H_1(j\omega)| V_{I \text{ dop}} = \sqrt{\frac{3}{4} \frac{\delta_H \text{ dop}}{\varrho'(j\omega)}} \cdot \frac{1}{\sqrt{|IWW(j\omega)|}} \quad (14)$$

gdzie:

$V_{0 \text{ dop}}$ - dopuszczalna ze względu na poziom zniekształceń nieliniowych amplituda sygnału na wyjściu filtru

Można pokazać, że współczynnik $\varrho'(j\omega)$ we wzorze (14) w małym stopniu zależy od sposobu realizacji elementu aktywnego K na wzmacniaczu operacyjnym /dowód powyższego łatwo przeprowadzić, wykorzystując sposób postępowania podany w pracy [4]/. W konkluzji można stwierdzić, że wielkość dopuszczalnej amplitudy $V_{0 \text{ dop}}$ zależy przede wszystkim od wartości modułu IWW. Poza tym z zależności (14) wynika, że amplituda $V_{0 \text{ dop}}$ jest tym większa im, dla danej częstotliwości, mniejsza jest wielkość $|IWW|$.

4. Jednoczesna minimalizacja szumów i zniekształceń nieliniowych w filtrze

Korzystając z definicji współczynnika I_D (1) i wyników uzyskanych w rozdziałach 2 i 3, można napisać

$$I_D' = \frac{V_{OG}}{\sqrt{\int_0^{\infty} A |IWW|^2 df}} \quad \text{dla } f_p \leq f_T \quad (15a)$$

$$I_D' = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{\delta_H \text{ dop}}{g'(j\omega_p)} \right| \frac{1}{|IWW(j\omega_p)| \int_0^{\infty} A |IWW|^2 df}} \quad (15b)$$

$$\text{dla } f_p > f_T$$

gdzie:

- f_p - dowolna częstotliwość z pasma, w którym przewidziana jest praca filtru
- f_T - częstotliwość przejścia od dominującego wpływu ograniczania napięciowego do dominującego wpływu parametru slew-rate na wielkość amplitudy sygnału na wyjściu wzmacniacza operacyjnego dopuszczalnej ze względu na poziom zniekształceń nieliniowych [9]

Zgodnie z wzorami (1) i (6), występująca we wzorach (15a) i (15b) funkcja A ma postać

$$A = 2 \left[\frac{e'^2}{na^2} + 4kT \operatorname{Re} \left(\frac{1}{Y_{22}} \right) \right] \quad (16)$$

Wzory (15a) i (15b) pokazują, że zmniejszając wartość miary $|IWW|$, uzyskuje się tylko jedynie poprzez zmniejszenie mocy szumów, natomiast w drugim przypadku również poprzez zwiększenie dopuszczalnej ze względu na poziom zniekształceń nieliniowych amplitudy sygnału na wyjściu filtru.

Na zakończenie należy powiedzieć, że największy błąd w ocenie dynamiki filtru, przy wykorzystaniu wzorów (15a) i (15b), popełnia się w otoczeniu częstotliwości f_T . Wynika to z faktu niejednorodnego podejścia matematycznego do analizy zniekształceń nieliniowych w każdym z dwu wymienionych we wstępie zakresów pracy wzmacniacza operacyjnego.

5. Podsumowanie

W pracy podano szereg wzorów ogólnych (6), (12), (15), pozwalających na wykonanie analizy, jak również jednoczesnej minimalizacji szumów i zniekształceń nieliniowych w filtrze z pojedynczym elementem aktywnym. Pokazano, że w zakresie dominującego wpływu na zniekształcenia nieliniowe parametru slew-rate wzmacniacza operacyjnego zarówno szumy, jak i znie-

kształcenia nieliniowe filtru zależą od miary IWW.

Miara IWW w pracy [7] była używana do minimalizacji wpływu liniowych nieidealności wzmacniacza operacyjnego /skończone wzmocnienie, skończone pasmo itd/ na parametry filtru aktywnego. W świetle wyników uzyskanych w niniejszym komunikacie miara ta nabiera cech uniwersalności w analizie i minimalizacji wpływu wszystkich nieidealności wzmacniacza operacyjnego na pracę i parametry filtru aktywnego RC z pojedynczym elementem aktywnym.

LITERATURA

- [1] Bächler H.J., Guggenbühl W.: Noise and sensitivity optimization of a single-amplifier biquad, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS -26, No.1, January 1979
- [2] Borys A.: An analysis of slew-induced distortion in single amplifier active filters using the Volterra-Wiener series technique, Inst. Journal of Circuit Theory and Applications, vol.10, 81-94/1982/
- [3] Borys A.: Harmonic and intermodulation distortion analysis in single-amplifier active filters using the Volterra-Wiener series approach, Archiwum Elektrotech., z.4, 1984
- [4] Borys A.: On intermodulation and harmonic distortion in single-amplifier active filters, Journal of the Audic Engineering Society, 1980 Oct, vol.28, No.10. Correction, vol. 29, No.6, June 1981
- [5] Borys A., Weiss L.J.: Zniekształcenia intermodulacyjne w filtrze z pojedynczym elementem aktywnym, Rozpr.Elektrotechniczne /w druku/
- [6] Bussgang J.J., Ehrman L., Graham J.W.: Analysis of nonlinear systems with multiple inputs, Proc.IEEE, vol.62, 1088-1118/1974/
- [7] Moschytz G.S., Horn P.: Reducing nonideal opamp effects in active filters by minimizing the gain sensitivity product, IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. CAS-24, Aug. 1977
- [8] Praca zbiorowa /red.Białko M./: Filtry aktywne RC.WNT, Warszawa 1979, s.286-298
- [9] Thomas R.E., Ray D.J.: High frequency nonlinearities in active filters, Proc. NEC, XXVII, 199-201/1972/
- [10] Żurada J., Białko M.: Noise and dynamic range of active filters with operational amplifiers, IEEE Trans.Circuits and Systems, vol.CAS-22, No.10, October 1975

DYNAMIC RANGE AND GAIN SENSITIVITY PRODUCT OF FILTER

Summary

The dynamic range of a single-amplifier filter is limited by the noise and a nonlinear distortion. It is shown in the paper that both of these quantities may be expressed as functions of the gain - sensitivity product. Therefore, the dynamic range is a function of that product.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН, А ПРОИЗВЕДЕНИЕ УСИЛЕНИЯ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ФИЛЬТРА

Резюме

Динамический диапазон фильтра с одним операционным усилителем ограничен шумами и нелинейными искажениями. В статье показано, что эти величины могут быть выражены как функции произведения, усиления и чувствительности. Из выше представленного следует, что динамический диапазон является также функцией этого произведения.

Stefan Stróżecki

O PEWNYM ALGORYTMIE PODZIAŁU UKŁADU ELEKTRONICZNEGO NA PODUKŁADY

W artykule przedstawiono rozważania na temat funkcji wyboru stosowanych w algorytmach konstrukcyjnych podziałów. Zaproponowano nową funkcję wyboru uwzględniającą wpływ selekcji danego elementu na dalszy podział. Badania eksperymentalne odniesiono do podziałów otrzymanych przy pomocy innych algorytmów konstrukcyjnych.

1. Wstęp

W zagadnieniach związanych z projektowaniem aparatury elektronicznej zazwyczaj występuje problem podziału układu elektronicznego. Podział ten wynika z realizacji urządzenia w postaci paneli, bloków lub płytek drukowanych, w zależności od poziomu montażowego.

Jednym z najważniejszych kryteriów optymalizacji podziału jest minimum liczby połączeń pomiędzy wyodrębnionymi podukładami. Ponieważ do wykonania podziału niezbędna jest ilość informacji przekraczająca możliwość operatywnego posługiwania się nimi przez projektanta, dlatego optymalizacja jest możliwa tylko przy wykorzystaniu maszyny matematycznej. Zastosowanie EMC umożliwia także znaczne przyspieszenie prac projektowych przy jednoczesnym zmniejszeniu liczby błędów. Wykonanie optymalnego podziału dla rzeczywistego układu przekracza jednak nawet możliwości EMC [2], [4], [5]. Stąd szeroka gama algorytmów opartych na przesłankach heurystycznych, dających podziały nieoptymalne, ale w realnym czasie obliczeń. Algorytmy dające rozwiązania niewiele odbiegające od optymalnych mają złożoność obliczeniową $\sim O/n^4$ lub większą [2], [5]. Nadal więc istnieje potrzeba szukania szybkich algorytmów dających rozwiązania dobre z punktu widzenia projektanta aparatury elektronicznej. Do najszybszych algorytmów podziału należą algorytmy konstrukcyjne [2], [4]. Ponieważ dokonuje się w nich podziału bez możliwości zmiany raz otrzymanego rozwiązania, dlatego podstawą jest właściwe kryterium wyboru elementu przyłączanego do tworzonego podukładu.

2. Funkcja wyboru w algorytmie konstrukcyjnym

W algorytmie konstrukcyjnym na każdym kroku przyłącza się tylko jeden element. Zastosowana funkcja wyboru tego elementu spośród elementów

jeszcze nie przydzielonych powinna przewidywać skutki dołączenia na dalszy proces podziału. W praktyce stosuje się szereg różnych funkcji wyboru.

Przy przedstawieniu schematu połączeń przy pomocy grafu pełnego z odpowiednio ważonymi krawędziami oraz opisie tego grafu macierzą incydencji, funkcje te mają postać [1], [2], [3], [5]

$$F(e_k) = \max_j \sum_{i=1}^n r_{ij} \quad \begin{array}{l} \text{dla } e_i \in E_L \\ e_j \in E \setminus E_L \end{array} \quad (1)$$

$$F(e_k) = \max_j \left(\sum_{i=1}^m r_{ij} - \sum_{t=1}^n r_{tj} \right) \quad (2)$$

gdzie:

- r_{ij} - waga krawędzi łączącej elementy e_i i e_j
- E_L - tworzony podzbiór elementów
- E - zbiór elementów układu
- $n = \text{card } /E \setminus E_L/$
- $m = \text{card } (E_L)$

Obliczenie wartości $F(e_k)$ jest w powyższych przypadkach proste i szybkie. Zastosowanie takich kryteriów ma jednak istotną wadę. Element wybierany jest według aktualnego maksimum funkcji w danym kroku algorytmu bez możliwości oceny, choćby przybliżonej, wpływu tego wyboru na dalszy proces podziału.

Do przeprowadzenia takiej prognozy należy uwzględnić szereg dodatkowych informacji dotyczących np. rozmiarów zbiorów sygnałowych, do których należy selekcionowany element, jak również stopnia przynależności tych zbiorów do tworzonych podzbioru E_L .

Funkcja wyboru, w której spróbowano zawrzeć powyższe informacje ma postać

$$F(e_k) = \frac{\frac{a}{c-a+1} + \frac{b}{d-b+1} + a}{\frac{d-b}{b+1} + c-a+1} \quad (3)$$

gdzie:

- a - suma wag krawędzi incydentnych elementowi e_k i podzbiorowi E_L
- b - liczba elementów należących do E_L , z którymi ma połączenie e_k
- c - suma wag krawędzi incydentnych e_k
- d - liczba elementów, z którymi ma połączenie e_k

Istotna cecha tej funkcji wyboru to wprowadzenie czynników $\frac{a}{c-a+1}$ i $\frac{b}{d-b+1}$. Powodują one preferowanie elementów należących do małych

zbiorów sygnałowych oraz tych, dla których większość elementów, z którymi mają połączenia należy do podzbioru E_L .

Uwzględnienie takich cech daje szansę kończenia małych zbiorów sygnałowych w dalszym etapie tworzenia podzbioru, a tym samym możliwość wyraźnego zmniejszenia liczby połączeń zewnętrznych. W przypadku, gdy kilka elementów spełnia warunek maksimum przeprowadza się losowanie.

3. Ocena eksperymentalna

W celu oceny wpływu proponowanej funkcji wyboru na wyniki podziałów przeprowadzono badania komputerowe dla czterdziestu różnych podziałów przykładów testowych zawierających od 30 do 60 elementów. Schematy połączeń przedstawione były przy pomocy grafów pełnych z krawędziami obciążonymi wagą $1/(k-1)$ / k -liczba elementów w zbiorze sygnałowym/ i opisanych macierzą incydencji R . Dla wszystkich podziałów otrzymano lepsze rozwiązanie niż dla innych algorytmów konstrukcyjnych. Poprawa wynosiła średnio od 20 - 50% w porównaniu do rozwiązań otrzymanych przy pomocy algorytmu konstrukcyjnego pracującego w oparciu o kryterium (2) $[1], [3], [4]$.

4. Podsumowanie

Jak wynika z badań eksperymentalnych, zastosowanie nowej funkcji wyboru pozwoliło na uzyskanie podziałów o mniejszej liczbie połączeń pomiędzy podzbiórami elementów. Daje to podstawę do dalszych poszukiwań nowych funkcji wyboru, także w odniesieniu do innych sposobów opisu układu połączeń.

W celu lepszej oceny proponowanego kryterium selekcji przeprowadzone zostaną dalsze eksperymenty komputerowe.

LITERATURA

- [1] Abrajtis L.B., Szejnauskas R.I., Żilieviczjus V.A.: Avtomatizacija projektirovanija EVM. Sov.Radio, Moskva 1978
- [2] Breuer M.A.: Automatyczne projektowanie maszyn matematycznych. PWN, Warszawa 1976
- [3] Melichov A.N., Bersztejn L.S., Kurejczyk V.M.: Primienienije grafow dla projektirovanija diskretnych ustrojstv.Nauka,Moskva 1974
- [4] Seljutin V.A.: Maszinnoje konstruirovaniije elektronnych ustrojstv.Sov. Radio, Moskva 1977
- [5] Stróżecki S.: Optymalizacja rozmieszczenia elementów dwu-i wielozaciskowych w pakietach o strukturze regularnej.Inst.Technol.Elekt.Polit. Gdańskiej, Gdańsk 1980 /praca doktorska/

PARTITIONING ALGORITHM OF ELECTRONIC SYSTEM

Summary

The paper deals with selection functions in sequential partitioning algorithms. A new selection function including the influence of element to subdivision selection is described. Experiment results are compared with other sequential algorithms.

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ РАЗДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ СХЕМЫ НА ПОДСИСТЕМЫ

Резюме

В статье представлены размышления на тему функции выбора применяемых в конструктивных алгоритмах разделений. Предложена новая функция выбора учитывающая влияние выбора данного элемента на дальнейшее разделение. Экспериментальные исследования были отнесены к разделениям полученным при помощи алгоритма итерации с другим последовательным алгоритмом.

Tadeusz Wysoki
Tadeusz Wysocki jr

O STABILIZACJI CZUŁOŚCI POMIAROWEJ CZUJNIKÓW TERMISTOROWYCH

W artykule opisano sposób stabilizacji czułości pomiarowej czujników termistorowych, uzyskanej w wyniku zbocznikowania termistora rezystorem kompensacyjnym.

1. Wstęp

Czujniki termistorowe o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystancji są stosowane do pomiaru różnych wielkości nieelektrycznych oraz stabilizacji punktu pracy urządzeń elektronicznych. Ich zaletą jest duża wartość modułu współczynnika temperaturowego rezystancji α , a wadą silna zależność tego współczynnika od temperatury.

Rezystancja termistora wyraża się wzorem

$$R_T = R_{T_0} \exp \left[- B \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (1)$$

gdzie:

- T - temperatura bezwzględna
- T_0 - temperatura odniesienia
- B - stała materiałowa
- R_T - rezystancja termistora w temperaturze T
- R_{T_0} - rezystancja termistora w temperaturze odniesienia

a współczynnik temperaturowy rezystencji

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} = - \frac{B}{T^2} \quad (2)$$

Dla stałej materiałowej $B = 4000$ K i temperatury odniesienia $T_0 = 298$ K mamy $\alpha_0 = 0,04504$ K⁻¹. Dla temperatur 288 K oraz 308 K mamy względne współczynniki temperaturowe rezystencji równe odpowiednio

$$\left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)_{288K} = 1,0707 \text{ oraz } \left(\frac{\alpha}{\alpha_0}\right)_{308K} = 0,9369$$

Zmiana temperatury o ± 10 K powoduje ok. siedmioprocentową zmianę współczynnika α .

W literaturze [1] opisany jest sposób stabilizacji czułości pomiarowej czujników termistorowych o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystancji w wyniku zmiany temperatury, polegający na równoległym połączeniu termistora i rezystora, którego rezystancja ma wartość

$$R = R_{T_0} \left(\frac{B}{T_0} - 1 \right) \quad (3)$$

Ten sposób wprawdzie daje zmniejszenie zmian czułości pomiarowej spowodowanych zmianami temperatury, lecz nawet dla najmniejszych zmian temperatury w otoczeniu temperatury odniesienia nie sprowadza do zera zmian współczynnika α , bowiem wzór (3) został wyprowadzony przy niedopuszczalnych założeniach upraszczających.

2. Analiza matematyczna

Rezystancja równoległego połączenia termistora R_T i rezystora kompensującego R jest określona wzorem

$$R_z = \frac{R R_T}{R + R_T} \quad (4)$$

Zakładając, że wartość rezystancji kompensującej jest równa

$$R = R_{T_0} \left(\frac{B}{kT_0} - 1 \right) \quad (5)$$

gdzie:

k - stały współczynnik

i że jest niezależna od temperatury /np. rezystor wykonany z konstantanu /, mamy

$$R_z = R_{T_0} \frac{(B - kT_0) \exp x}{B - kT_0 + kT_0 \exp x} \quad (6)$$

gdzie:

$$x = -B \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T} \right) \quad (7)$$

oraz współczynnik temperaturowy rezystancji równoległego połączenia termistora z rezystorem kompensacyjnym

$$\alpha_z = \frac{1}{R_z} \cdot \frac{dR_z}{dT} = -\frac{B}{T^2} \cdot \frac{B - kT_0}{B - kT_0 + kT_0 \exp x} \quad (8)$$

Dla $T = T_0$ pochodna

$$\frac{d\alpha_z}{dT} = \frac{B(B - kT_0)}{T^3(B - kT_0 + kT_0 \exp x)} \cdot \left[2 - \frac{BkT_0 \exp x}{T(B - kT_0 + kT_0 \exp x)} \right] \quad (9)$$

przyjmuje wartość równą zero, jeżeli

$$k = 2 \quad (10)$$

Tak więc, stosując rezystor kompensacyjny R o wartości rezystancji

$$R = R_{T_0} \left(\frac{B}{2T_0} - 1 \right) \quad (11)$$

uzyskuje się dla temperatur bliskich temperaturze odniesienia T_0 stabilizację temperaturowego współczynnika rezystancji czujnika termistorowego, a więc również i czułości pomiarowej. Ilustrację uzyskanej zależności stanowią poniższe przykłady.

Przykład 1

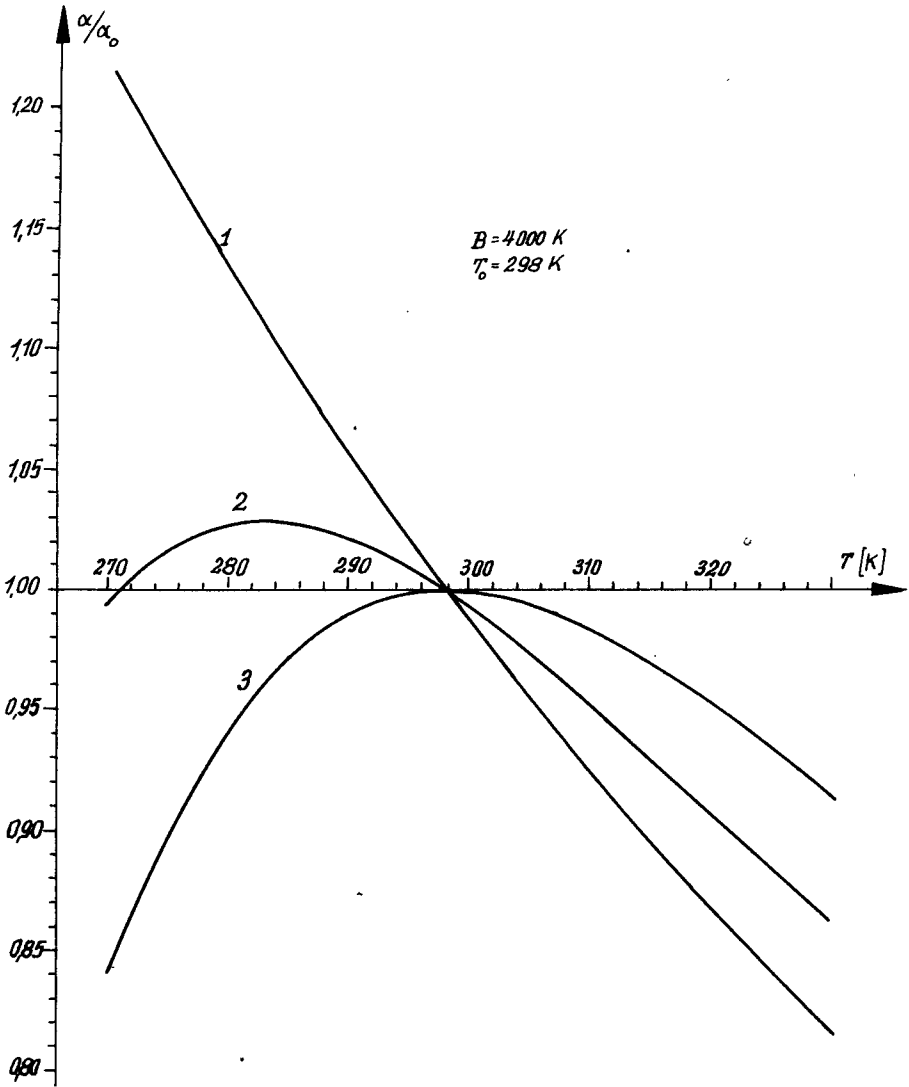
Dla termistora o stałej materiałowej $B = 4000$ K, przyjmując temperaturę odniesienia 298 K, obliczono wartość względnego współczynnika temperaturowego rezystancji w funkcji temperatury /rys.1, krzywa 1/

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \left(\frac{T_0}{T} \right)^2 \quad (12)$$

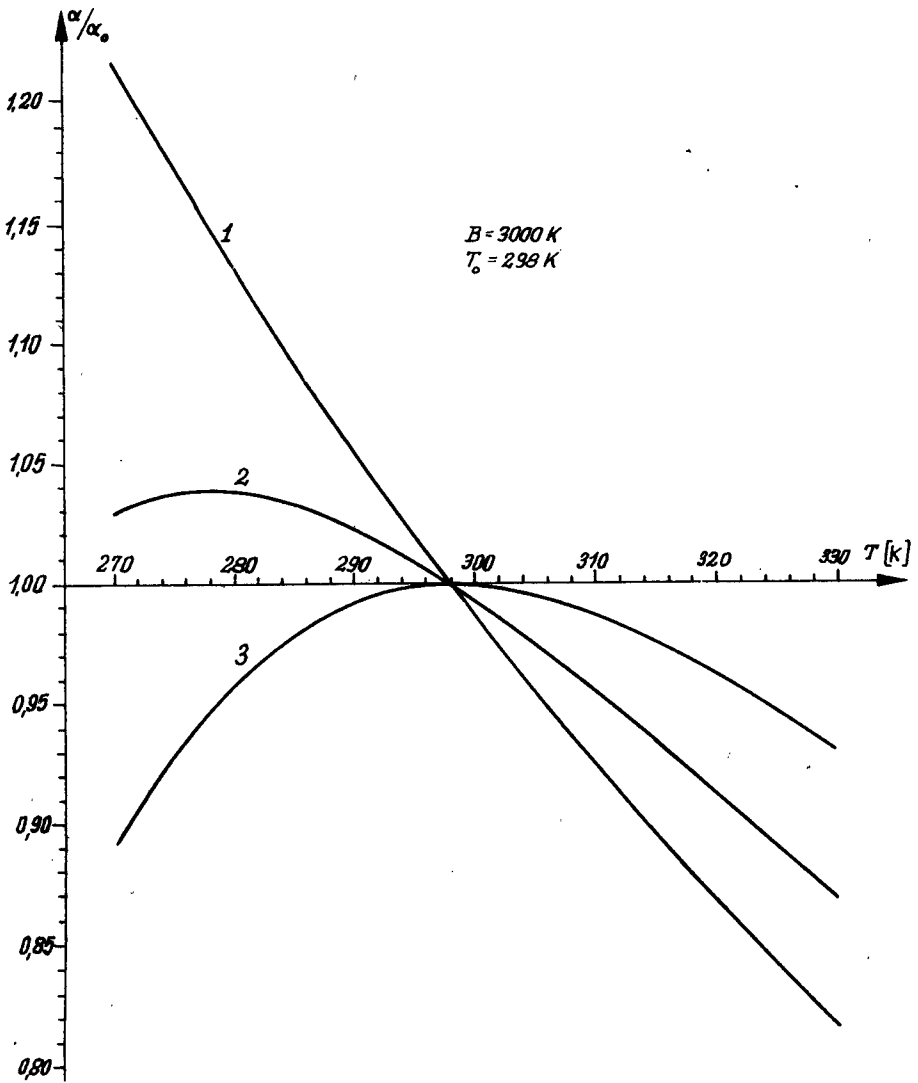
Następnie w celu uzyskania stabilizacji współczynnika α dołączono równoległe do termistora rezystor kompensacyjny o rezystancji wyznaczonej wg wzoru (3) i obliczono stosunek α/α_0 w funkcji temperatury /krzywa 2/ i wreszcie dołączono rezystor kompensacyjny o rezystancji wyznaczonej wg wzoru (11) i obliczono stosunek α/α_0 /krzywa 3/.

Przykład 2

Dla termistora o stałej materiałowej $B = 3000$ K wykonano takie same obliczenia jak w przykładzie 1. Wyniki obliczeń są przedstawione na rys.2,



Rys.1. Zależność względnego współczynnika temperaturowego rezystancji α/α_0 od temperatury $B = 4000$ K/
 1/ dla samego termistora
 2/ dla termistora z rezystorem kompensacyjnym wg wzoru (3)
 3/ dla termistora z rezystorem kompensacyjnym wg wzoru (11).



Rys. 2. Zależność względnego współczynnika temperaturowego rezystancji α/α_0 od temperatury $/B = 3000 \text{ K}/$. Opisy krzywych jak na rys. 1

na którym zastosowano takie same oznaczenia krzywych jak na rys.1.

Z tych przykładów wynika możliwość kilkakrotnego zmniejszenia zmian współczynnika α w przedziale temperatur $T_{\max} - T_{\min} = 20$ K, jeżeli kompensacji dokonuje się dla temperatury T_0 równej temperaturze środka tego przedziału. W przypadku termistora o stałej materiałowej $B = 4000$ K, zamiast zmian α/α_0 dochodzących do 7,1% w przedziale od 288 K, do 308K, po dołączeniu rezystora kompensacyjnego, uzyskano zmiany nie przekraczające 1,7%, tj. ponad 4 razy mniejsze. Dla termistora o stałej materiałowej $B = 3000$ K zmiany te nie przekraczają w tym samych warunkach 1,2%, tj. są ok. 5,9 razy mniejsze niż dla samego termistora.

3. Wnioski

Opisany sposób stabilizacji czułości pomiarowej czujnika termistorowego przy zmianach temperatury, polegający na dołączeniu równolegle do termistora rezystora kompensacyjnego o rezystancji obliczonej wg wzoru (11), umożliwia kilkakrotne zmniejszenie zmian czułości w porównaniu ze zmianami czułości samego termistora, jeżeli temperatura zmienia się nie więcej niż o ± 10 K od temperatury odniesienia, dla której przeprowadzono kompensację.

LITERATURA

- [1] Majewski J.: Sposób stabilizacji czułości pomiarowej czujników termistorowych. Patent PRL Nr 77967
- [2] Schmidt B., Kuźma E.: Termistory. WNT, Warszawa 1972
- [3] Wysocki T., Wysocki T. jr: Sposób stabilizacji czułości pomiarowej termistorowych czujników o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystancji. Patent PRL Nr 128058

SENSITIVITY STABILIZATION OF THERMISTOR MEASURING CONVERTERS

Summary

The paper presents a way of sensitivity stabilization of thermistor measuring converters by means of a parallel connection of the compensative resistor.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТЕРМИСТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Резюме

В статье описан способ стабилизации чувствительности термисторных измерительных преобразователей посредством параллельного включения компенсирующего сопротивления.

Jerzy Helmin

ZASTOSOWANIE STATYSTYCZNEJ METODYKI POMIARU SYGNAŁÓW LOSOWYCH
DO BADANIA EFEKTÓW AKUSTYCZNYCH PRACY SERCA

W artykule opisano metodę pomiaru gęstości widmowej mocy sygnału FKG. Omówiono zasadę pracy opracowanego selektora, sterowanego sygnałem EKG, umożliwiającego wybranie do analizy dowolnie wybranego fragmentu sygnału. Przedstawiono przykładowe wyniki pomiarów.

1. Wstęp

Sygnał fonokardiograficzny /FKG/ jest jednym z podstawowych parametrów umożliwiających w sposób nieinwazyjny określenie schorzeń i wad serca. Nie jest to jednak metoda precyzyjna, wymaga natomiast dużego doświadczenia od lekarza dla precyzyjnego odczytania informacji z zarejestrowanego przebiegu FKG. W latach pięćdziesiątych do badań zjawisk akustycznych serca wprowadzono analizę spektralną [2], [6]. Efekty akustyczne serca rejestrowano na taśmie magnetofonowej. W Polsce badania takie prowadzono w latach sześćdziesiątych w Poznaniu [3]. W metodzie tej spektrofoniokardiogramy sporządza się przy pomocy specjalnej aparatury tzw. sonografu Kaya. Przyrząd ten dzięki heterodynowemu układowi analizującemu wybiera składowe o określonej częstotliwości, zawarte w badanym wycinku czasowym sygnału i rejestruje poziom ich intensywności stopniem zacierania. Metoda ta nie znalazła jednak szerszego zastosowania ze względu na trudności techniczne. Obecnie ten sposób prezentacji można spotkać w sonokardiografach przy analizie widma dopplerowskiego, określającego przepływ krwi w sercu.

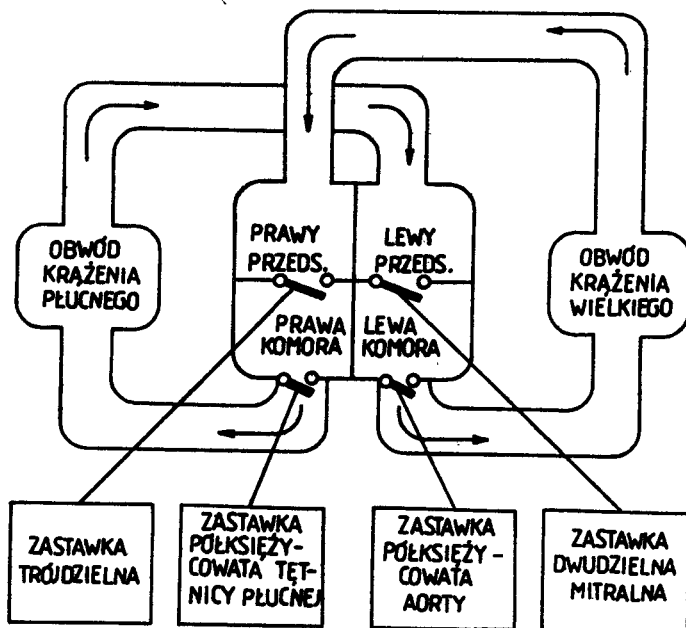
W latach 1979-80 ukazały się doniesienia o wykorzystaniu gęstości widmowej mocy do badań sygnałów bioelektrycznych człowieka [2], [5], [6].

W pracy przedstawiono metodę wyznaczania funkcji autokorelacji i gęstości widmowej mocy sygnału FKG. Ze względu na interdyscyplinarny charakter pracy wydaje się celowe danie pewnego wprowadzenia związanego z fizjologią serca.

2. Budowa funkcjonalna serca i efekty akustyczne mechanicznej pracy serca

Serce składa się z części prawej, złożonej z prawego przedsionka i prawej komory tłoczącej krew do krążenia płucnego /małego/, gdzie krew

zostaje utlenowana oraz z części lewej, składającej się z lewego przedsionka i lewej komory tłoczącej krew na obwód systemowy /rys.1/.



Rys.1. Schemat układu krążenia

Aby serce mogło wydajnie pracować - pompować krew, cała masa włókien mięśniowych musi kurczyć się jednocześnie i równomiernie. Początkiem skurczów serca są impulsy elektryczne generowane przez układ bodźcotwórczy serca /pobudzenie elektryczne/. Doprowadzenie tych impulsów do poszczególnych włókien mięśnia sercowego zapewnia układ bodźcoprzewodzący serca. Jednocześnie mechanicznej pracy serca towarzyszą w czasie skurczu i rozkurczu dźwięki, które w medycynie przyjęto nazywać tonami i szmerami serca.

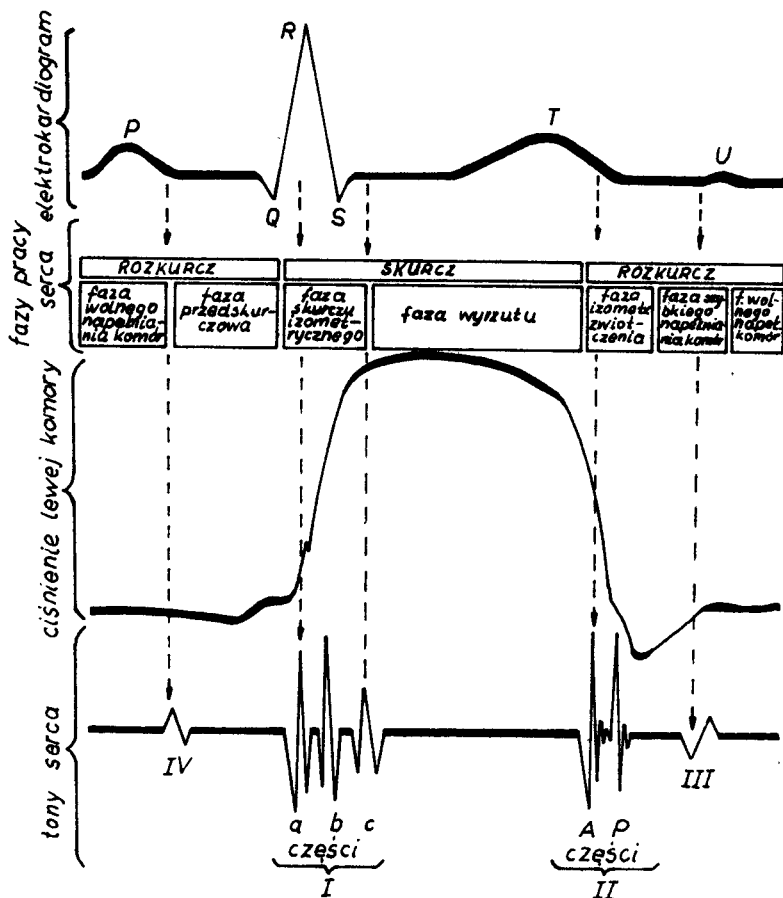
W czasie osłuchiwania zdrowych osób stwierdza się obecność dwu do czterech tonów serca. Dwa pierwsze tony występujące w czasie skurczu komór, trzeci i czwarty ton występuje w czasie rozkurczu /rys.2/.

I ton serca trwa stosunkowo długo 0,04 - 0,17 sek. Do głównych czynników uczestniczących w powstawaniu I tonu należą:

- zamknięcie zastawek przedsionkowo-komorowych,
- skurcz mięśniówki komorowej,
- wyrzucenie krwi z komór /czynnik naczyniowy/.

Strukturalne cechy zastawek i nici ścięgnistych, ich zdolność wibracji muszą wpływać na głośność i brzmienie I tonu serca.

II ton serca powstaje w wyniku drgań zamykania się zastawek aorty i tętnicy płucnej, ścian tętnic i serca i przypada na koniec załamka T elektrokardiogramu. II ton serca posiada dwie składowe: aortalną i płucną, rozdzielone w czasie.

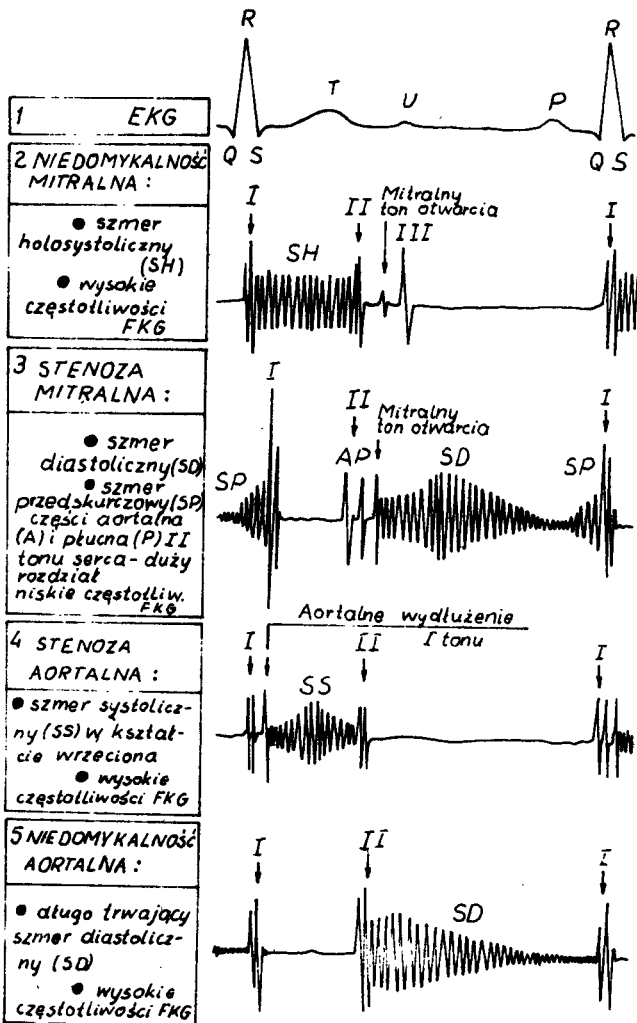


Rys.2. Schematyczne przedstawienie cyklu pracy serca

III ton serca - niskoczęstotliwościowy - jest związany z drganiami ścian komory pod wpływem napływającej do niej krwi. U osób młodych jest on traktowany jako fizjologiczny, a u starszych prawie na pewno patologiczny.

IV ton serca towarzyszy skurczowi przedsionka i jest związany z drganiami ścian przedsionka w czasie skurczu i drganiami ścian komory wywołanych falą krwi wyrzuconą z przedsionka.

Wszelkie zakłócenia w przepływie krwi przez aparaty zastawkowe, nieszczelności zastawek, czy istnienie patologicznych otworów w sercu powodują powstanie dodatkowych dźwięków występujących między tonami serca, zwanych szmerami serca /rys.3/.



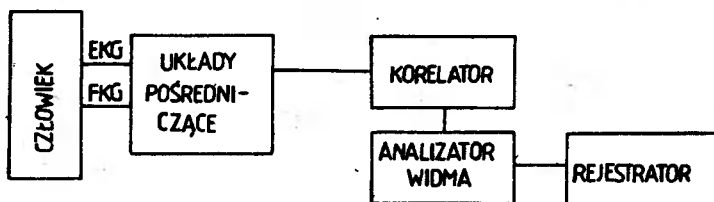
Rys.3. Schematyczne przedstawienie typowych postaci szmerów

Wymienione dźwięki serca posiadają informacje diagnostyczne. Zawarte one są w:

- umiejscowieniu tonów i szmerów serca w cyklu serca,
- głośności tonów i szmerów,
- kształcie /w zapisie graficznym/ szmerów,
- barwie, lokalizacji i przenoszeniu szmerów,
- czasie trwania tonów i szmerów.

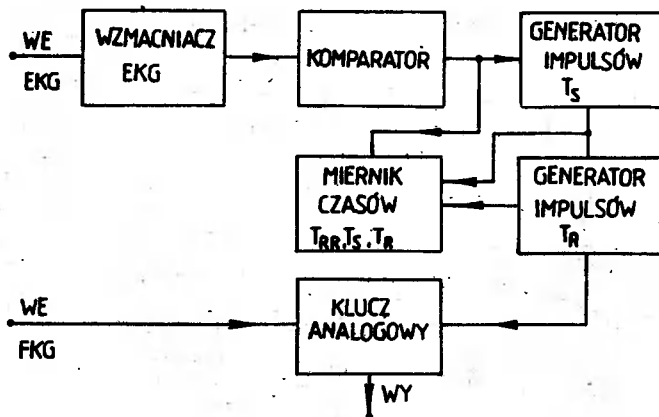
3. Opis metody pomiaru gęstości widmowej mocy sygnału FKG

Proponowana metoda opiera się na statystycznej metodyce pomiaru sygnałów losowych. Przed przystąpieniem do badania procesu losowego, jakim jest zbiór sygnałów FKG przyjęto, że jest to proces stacjonarny i ergo - dyczny. Badanie i rejestrację sygnału oraz estymatora funkcji gęstości widmowej mocy tego sygnału przedstawiono w uproszczony sposób na rys.4.



Rys.4. Uproszczony układ do analizy sygnału FKG

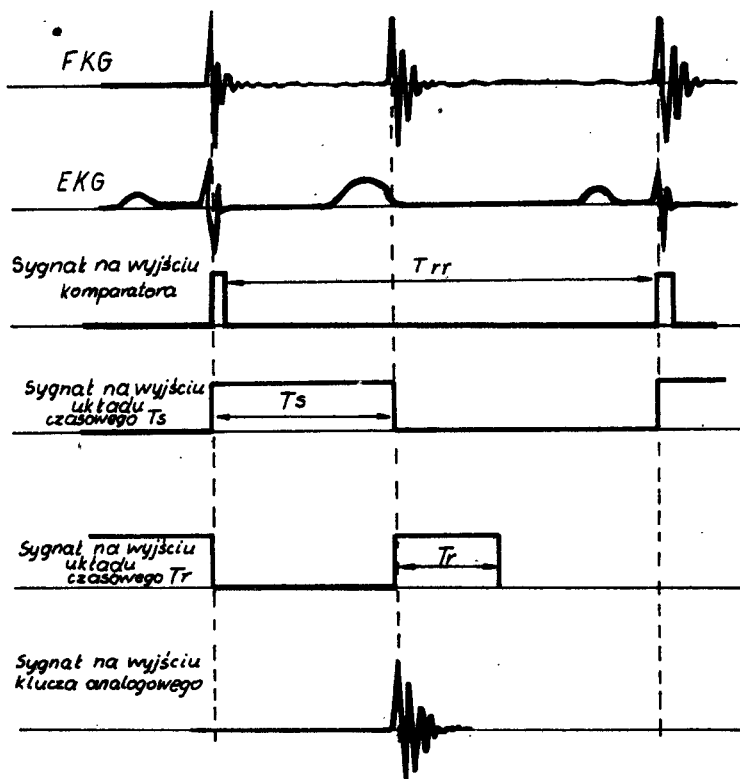
Sygnał sterujący EKG i analizowany FKG rejestrowane były przy pomocy specjalistycznego urządzenia stosowanego w medycynie tzw. polikardiografu /Mingograf 82 firmy Siemens-Elema/. Sygnał EKG steruje pracą układu pośredniczącego, którego zadaniem było wybranie do dalszej analizy odpowiedniego fragmentu sygnału FKG, np. I ton serca. Układ ten, nazywany selektorem, przedstawiono na rys.5. Umożliwia on pomiar czasu trwania po-



Rys.5. Schemat blokowy selektora sygnału FKG

jedynczej ewolucji serca, czyli odstępu czasu między dwoma kolejnymi ząbkami R elektrokardiogramu. W zależności od wyniku pomiaru w selektorze można ustalić czas trwania wygenerowanego impulsu T_S , odpowiadającego czasowi opóźnienia otwarcia klucza dla sygnału FKG oraz czas trwania wygen-

rowanego impulsu T_r , odpowiadającego czasowi otwarcia klucza. Zasadę pracy selektora przedstawia rys. 6. Urządzenie umożliwia pomiar czasów trwania im-



Rys. 6. Schematyczne przedstawienie zasady działania selektora sygnału FKG

pulsów T_s i T_r oraz posiada układy blokujące przed zakłóceniami i błędnym wyróżnieniem załamka R elektrokardiogramu.

Z układu pośredniczącego wybrany do analizy sygnał podany był na wejście korelatora /hp 3721A firmy Hewlett - Packard/, który połączony był z analizatorem widma /hp 3720A firmy Hewlett - Packard/.

Estymator funkcji autokorelacji wyznaczany był w korelatorze metodą "przepatrywania" sekwencyjnego. Metoda ta jest stosowana najczęściej przy uśrednianiu odpowiadającym poprawnemu całkowaniu. W połączonym z korelatorem analizatorze widma, gęstość widmowa mocy była wyznaczona metodą cyfrową Blackmana-Tureya, opartą na przekształceniu Fouriera funkcji autokorelacji. Z teorii skończonych szeregów Fouriera [4] wynika, że dyskretnemu estymatorowi funkcji autokorelacji \hat{R}_k , wyznaczonemu w korelatorze według zależności (1)

$$\hat{R}_k = \frac{1}{N-k} \sum_{n=1}^{N-k} x_n \cdot x_{n+k} \quad (1)$$

gdzie:

N - ilość próbek wartości badanego sygnału

n - numer kolejnego sygnału $x(t)$ $n = 1, 2, \dots, N$

$k=0, 1, 2, \dots, m$ - liczba opóźnień jednostkowych

m - maksymalna liczba opóźnień jednostkowych

\hat{R}_k - estymator rzeczywistej wartości R_k dla liczby opóźnień elementarnych k odpowiadającej przesunięciu $k \cdot \Delta t$

Δt - odstęp próbkowania

odpowiada zgrubny estymator $\hat{G}_x(f)$ rzeczywistej gęstości widmowej mocy $G_x(f)$ określony dla dowolnej częstotliwości $f \in \langle 0, f_g \rangle$ zależnością

$$\hat{G}_x(f) = 2 \Delta t \left[\hat{R}(0) + 2 \sum_{k=1}^{m-1} \hat{R}_k \cos \frac{\pi \cdot k \cdot f}{f_g} + \hat{R}_m \cos \frac{\pi \cdot m \cdot f}{f_g} \right] \quad (2)$$

gdzie:

$$f_g = \frac{1}{2 \Delta t} \quad \text{- częstotliwość graniczna /Nyquista/}$$

Przy następujących założeniach obowiązujących w użytym analizatorze widma

$k = 0, 1, 2, \dots, 99$ - 100 punktów korelatora

$f = \frac{n}{200 \Delta t}$ - dyskretna wartość częstotliwości z pasma częstotliwości $\langle 0, f_g \rangle$ dla $n = 1, 2, \dots, 100$

$m = 99$

$$\cos \frac{\pi m f}{f_g} = \cos \frac{\pi \cdot 99 \cdot \frac{n}{200 \Delta t}}{1/2 \Delta t} = \cos n\pi = (-1)^n$$

otrzymano stosując wzór (2)/algorytm, według którego wyznaczono estymator gęstości widmowej mocy sygnału FK.

$$\hat{G}_n = \hat{G}\left(\frac{n}{200 \Delta t}\right) = 2 \Delta t \left[\hat{R}(0) + 2 \sum_{k=1}^{98} \hat{R}_k \cos \frac{\pi \cdot nk}{99} + (-1)^n \hat{R}_{99} \right] \quad (3)$$

Równanie (3) jest dyskretnym przybliżeniem wartości rzeczywistej.

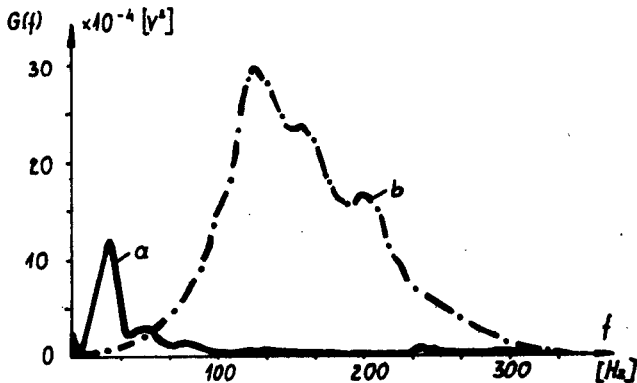
Otrzymane wykresy estymatów gęstości widmowej mocy oraz funkcji autokorelacji były rejestrowane na papierze milimetrowym.

4. Pomiar i ocena metody

Opracowany selektor umożliwia wyznaczanie estymatów gęstości widmowej mocy I i II tonu serca, a także sygnału FKG w okresie skurczu lub rozkurczu serca. Dobór odpowiedniej fazy z cyklu sercowego wynikał z rodzaju schorzenia, np. w przypadku stenozы aortalnej w fazie skurczu pojawia się wysokoczęstotliwościowy szmer dominujący nad I tonem serca /rys.3/.

Ponieważ w większości przypadków górna częstotliwość graniczna tonów i szmerów serca jest mniejsza od 500 Hz, przyjęto w korelatorze odstęp próbkowania $\Delta t = 1$ msec. Czas trwania pomiaru określony jest przez ilość próbek pobieranych z sygnału i wpływa na błąd pomiaru. Dla zmniejszenia wpływu przypadkowych zakłóceń przyjęto ilość próbek 64×1024 lub 32×1024 , co daje względny błąd standardowy rzędu 5%.

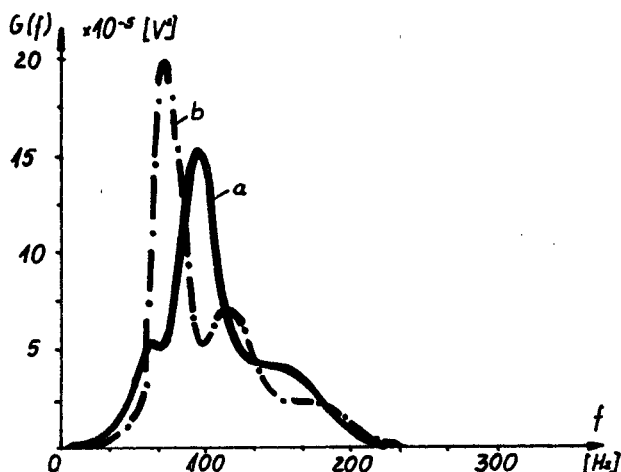
Pomiary wykonano w II Klinice Chorób Wewnętrznych AM w Gdańsku filia w Bydgoszczy. Przebadano do tej pory kilkaset osób zdrowych i z różnymi schorzeniami serca. Na rys. 7 i 8 przedstawiono przykładowe wyniki po -



Rys.7. Wyniki pomiaru gęstości widmowej mocy sygnału FKG w fazie skurczu u człowieka zdrowego /a/ i z dużym zwężeniem ujścia aortalnego /b/

miaru, z których wynikają różnice charakterystyczne dla konkretnych schorzeń serca, zmian widma spowodowanych lekami, czy postępem w procesie leczenia.

Przedstawiona metoda umożliwia bardziej precyzyjne określenie mocy sygnału FKG i rozkładu widma. Uwzględniając lokalizację przestrzenną przez odpowiednie umieszczenie mikrofonu i lokalizację czasową dzięki opracowa -



Rys. 8. Wyniki pomiarów gęstości widmowej mocy
I tonu serca u mężczyzny po zawale ściany
przedniej serca
a/ pierwsza doba po zawale
b/ ósma doba po zawale

nemu selektorowi FKG zawiera też informacje, które posiada klasyczny fonokardiogram. Prowadzone obecnie wspólnie z lekarzami badania zmierzają do określenia, na podstawie wykresów gęstości widmowej mocy I tonu serca, postępów w leczeniu zawału serca /ustępowaniu hemodynamicznych następstw zawału/. Przedstawiona metoda może być wykorzystana do badania innych sygnałów biologicznych jak np. EKG, EMG, EEG.

LITERATURA

- [1] Bendat J.S., Piersol A.G.: Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych . PWN, Warszawa 1971
- [2] McKusick V.A.: Musical Murmurs: Spectral Phonocardiographic Studies. The Theory and Practice of Auscultation, Philadelphia 1964
- [3] Olejniczak P.: Badania spektrofonokardiograficzne objawów osłuchowych serca. PTPN 1968
- [4] Otnes R.K., Enochson L.E.: Digital Time Serien Analysis. J.Wiley. New York 1972
- [5] Renner W.F., Renner G.W.: The Quality of Resonance of the First Heart Sound After Myocardial Infarction: Clinical Significance, Circulation, vol. 59, 6, June 1979
- [6] Web G.N., McKusick V.A.: Instrumentation for Spectral Phonocardiography, IRE Translation on Biomedical Electronics, July 1956

APPLICATION OF STATISTICAL METHODS OF RANDOM SIGNAL MEASUREMENT FOR
TESTING HEART OPERATION ACOUSTIC EFFECTS

Summary

In the paper, a measurement method of FKG signal Power Spectral Density function is described. There is also discussed the operation principle of the designed selector to be controlled EKG signal. The selector enables a selection of an arbitrary part of the signal for analysis. Finally, some measurement results samples are presented.

ПРИМЕНЕНИЕ СТАТИСТИЧЕСКОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ РАБОТЫ СЕРДЦА

Резюме

В статье описан метод измерения спектральной плотности сигнала ФКГ. Представлен принцип работы разработанного селектора управляемого сигналом ЭКГ. Селектор дает возможность выбора для анализа любого выбранного отрезка сигнала. Представлены некоторые результаты измерений.

Ludwik Ciołczyk

NUMERYCZNA METODA OKREŚLANIA PRZYBLIŻENIA POCZĄTKOWEGO ROZWIĄZANIA
ORAZ WARUNKÓW POCZĄTKOWYCH DLA ANALIZY STRUKTUR PÓŁPRZEWODNIKOWYCH
NA PODSTAWIE RÓWNAŃ TRANSPORTU

W artykule przedstawiono numeryczną metodę określania przybliżenia początkowego rozwiązania równań transportu, dla analizy struktur półprzewodnikowych w przypadku analizy stanu ustalonego oraz warunków początkowych rozwiązania równań transportu, dla analizy struktur półprzewodnikowych w przypadku analizy procesów przejściowych. Przybliżenie początkowe rozwiązania oraz warunki początkowe rozwiązania stanowią niezbędne dane wejściowe programu do analizy numerycznej struktur półprzewodnikowych na podstawie równań transportu. Problem doboru przybliżenia początkowego oraz warunków początkowych jest bardzo ważny, ze względu na zbieżność i szybkość zbieżności procesu iteracyjnego rozwiązywania równań transportu.

1. Wstęp

Istnieją dwa podstawowe typy modeli przyrządów półprzewodnikowych:

- modele funkcjonalne, do celów analizy układowej,
- modele fizyczne, głównie do celów analizy technologiczno-konstrukcyjnej.

Drugi typ modeli oparty jest na podstawowym opisie matematycznym zjawisk fizycznych decydujących o właściwościach przyrządów półprzewodnikowych. Aby określić właściwości elektryczne struktur półprzewodnikowych przedstawionych za pomocą modeli fizycznych, należy rozwiązać układ równań matematycznych opisujących model. Ze względu na złożoność równań nie uzyskano ogólnych rozwiązań analitycznych. Istniejące szczególne rozwiązania analityczne uzyskane zostały po przyjęciu w modelu szeregu założeń upraszczających, ograniczających zakres stosowalności modelu oraz stanowiących źródła błędów, których wielkość najczęściej trudno oszacować. Rozwój techniki komputerowej i nowoczesnych metod numerycznych spowodowały gwałtowny rozwój metod analizy numerycznej właściwości struktur półprzewodnikowych na podstawie modeli fizycznych [1], [4], [6], [7]. Umożliwiły one uzyskanie rozwiązań układu równań matematycznych opisujących model, bez przyjmowania szeregu założeń upraszczających. Stanowi to poważną zaletę metod numerycznych w porównaniu z metodami analitycznymi. Analiza numeryczna właściwości przyrządów półprzewodnikowych na podstawie równań transportu umożliwia zbadanie wpływu zjawisk fizycznych, parametrów materiałowych oraz parametrów technologicznych, na ich elektryczne właściwości. Pozwala

również na wprowadzenie i sprawdzenie nowych koncepcji, symulowanie nowych oryginalnych rozwiązań technologicznych i konstrukcyjnych. Do innych cennych zalet zaliczyć należy możliwość przeanalizowania pracy przyrządu półprzewodnikowego w warunkach ekstremalnych, np. w warunkach dużych gęstości prądu, w zakresie dużych natężeń pola elektrycznego z uwzględnieniem powielania lawinowego itp.

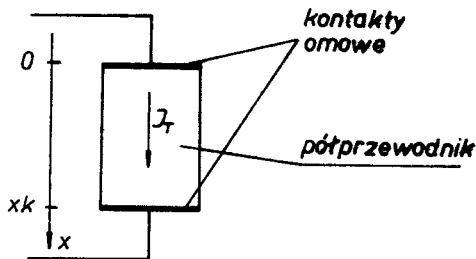
2. Ogólne omówienie algorytmu

W pracy przyjęto, że przy pierwszej analizie danej struktury półprzewodnikowej przybliżeniem początkowym rozwiązania lub warunkami początkowymi, w zależności od rodzaju analizy, jest rozwiązanie zagadnienia w przypadku braku wymuszenia /polaryzacja zerowa/. W kolejnych analizach danej struktury półprzewodnikowej przybliżeniem początkowym lub warunkami początkowymi mogą być wyniki poprzednich analiz. Problem doboru przybliżenia początkowego rozwiązania jest bardzo istotny, gdyż przy dużej "odległości" pomiędzy nim a rozwiązaniem, którego poszukujemy, proces iteracyjnego rozwiązania układu równań różniczkowych cząstkowych nieliniowych może być rozbieżny, ze względu na silną nieliniowość układu równań.*

Pierwsze przybliżenie początkowe rozwiązania równań transportu w przypadku analizy stanu ustalonego oraz warunki początkowe w przypadku analizy procesów przejściowych będą stanowić:

- rozkład koncentracji dziur $P_0(x)$
- rozkład koncentracji elektronów $n_0(x)$
- rozkład natężenia pola elektrycznego $E_0(x)$

Są to rozkłady dla niespolaryzowanej struktury półprzewodnikowej. Należy je określić numerycznie dla założonej liczby punktów na osi x . W dalszej części pracy przedstawiono równania wyjściowe i ciąg przekształceń prowadzący do układu równań, stanowiących podstawę numerycznej metody określania przybliżenia początkowego oraz warunków początkowych.



Rys.1. Analizowana struktura półprzewodnikowa

Ze względu na brak wymuszenia /całkowita gęstość prądu $J_T = 0$ / układ równań transportu, opisujący model, upraszcza się i można go zapisać w postaci (1), (2), (3)

$$\frac{d E_0(x)}{dx} = \frac{q}{\epsilon} [p_0(x) - n_0(x) + DN(x)] \quad (1)$$

$$0 = q \mu_p(x) p_0(x) E_0(x) - q D_p(x) \frac{d p_0(x)}{dx} \quad (2)$$

$$0 = q \mu_n(x) n_0(x) E_0(x) + q D_n(x) \frac{d n_0(x)}{dx} \quad (3)$$

gdzie:

- x - współrzędna odległości
- q - ładunek elementarny
- ϵ - stała dielektryczna półprzewodnika
- μ_p, μ_n - ruchliwości dziur i elektronów
- D_p, D_n - współczynniki dyfuzji dziur i elektronów
- $DN(x)$ - różnica koncentracji domieszek donorowych i akceptorowych

Uwzględniając zależność (4), wiążącą natężenie pola elektrycznego z potencjałem elektrostatycznym

$$E_0(x) = - \frac{d \Psi(x)}{dx} \quad (4)$$

układ równań (1), (2) i (3) można zapisać w postaci (5), (6), (7)

$$- \frac{d^2 \Psi(x)}{dx^2} = \frac{q}{\epsilon} [p_0(x) - n_0(x) + DN(x)] \quad (5)$$

$$\frac{d p_0(x)}{dx} = \frac{q}{k T} p_0(x) \frac{d \Psi(x)}{dx} \quad (6)$$

$$\frac{d n_0(x)}{dx} = \frac{q}{k T} n_0(x) \frac{d \Psi(x)}{dx} \quad (7)$$

gdzie:

- $\Psi(x)$ - potencjał elektrostatyczny
- k - stała Boltzmannna
- T - temperatura

Rozwiązując równanie (6), otrzymuje się

$$- \frac{1}{U_T} \frac{d \Psi(x)}{dx} = \frac{1}{p_0(x)} \cdot \frac{d p_0(x)}{dx} \quad U_T = \frac{k T}{q} \quad (8)$$

$$-\frac{1}{U_T} \int \frac{d\Psi(x)}{dx} dx = \ln P_0(x) + C_1 \quad (9)$$

$$P_0 = e^{-\frac{1}{U_T} \int d\Psi(x) - C_1} \quad (10)$$

$$P_0(x) = C_P \cdot e^{-\frac{1}{U_T} \int_{\Psi(0)}^{\Psi(x)} dx} \quad (11)$$

$$\bar{P}_0(x) = C_P \cdot e^{-\frac{\Psi(x) - \Psi(0)}{U_T}} \quad (12)$$

ponieważ $\Psi(0) = 0$ oraz $C_P = P_0(0)$ więc

$$\bar{P}_0(x) = P_0 \cdot e^{-\frac{\Psi(x)}{U_T}} \quad (13)$$

Analogicznie, rozwiązując równanie (7) otrzymuje się

$$n_0(x) = n_0(0) \cdot e^{-\frac{\Psi(x)}{U_T}} \quad (14)$$

Dla $x = 0$ przyjmuje się $\Psi(0) = 0$, stanowiące pierwszy warunek brzegowy. Wyrażenie na $\Psi(xk)$, stanowiące drugi warunek brzegowy, otrzymuje się podstawiając $x = xk$ do równań (13), (14), gdzie xk - współrzędna x końca struktury /patrz rys.1/.

Dla $x = xk$

$$P_0(xk) = P_0(0) \cdot e^{-\frac{\Psi(xk)}{U_T}} \quad (15)$$

$$n_0(xk) = n_0(0) \cdot e^{-\frac{\Psi(xk)}{U_T}} \quad (16)$$

stąd

$$\Psi(xk) = -U_T \ln \frac{P_0(xk)}{P_0(0)} = U_T \ln \frac{n_0(xk)}{n_0(0)} \quad (17)$$

Podstawiając wyrażenia na $P_0(x)$ i $n_0(x)$ do równania (5), otrzymuje się

$$-\frac{d^2 \Psi(x)}{dx^2} = \frac{q}{\epsilon} \left[P_0(0) \cdot e^{-\frac{\Psi(x)}{U_T}} - n_0(0) \cdot e^{\frac{\Psi(x)}{U_T}} + DN(x) \right] \quad (18)$$

z warunkami brzegowymi

$$\Psi(0) = 0 \quad (19)$$

$$\Psi(xk) = U_T \ln \frac{n_0(xk)}{n_0(0)} = - U_T \ln \frac{p_0(xk)}{p_0(0)} \quad (20)$$

w wyniku normalizacji zmiennych równania (18), (19), (20) przyjmują postać:

$$-\frac{d^2\Psi(x)}{dx^2} = p_0(0)e^{-\Psi(x)} - n_0(0)e^{\Psi(x)} + DN(x) \quad (21)$$

$$\Psi(0) = 0 \quad (22)$$

$$\Psi(xk) = \ln \frac{n_0(xk)}{n_0(0)} = - \ln \frac{p_0(xk)}{p_0(0)} \quad (23)$$

Rozwiązanie równania różniczkowego (21) z warunkami brzegowymi (22) i (23) pozwala wyznaczyć: $p_0(x)$, $n_0(x)$ i $E_0(x)$ z zależności (13), (14) i (4).

Tak więc, określenie warunków początkowych lub przybliżenia początkowego sprowadza się do numerycznego rozwiązania równania (21) z warunkami brzegowymi (22) i (23).

3. Metody numeryczne

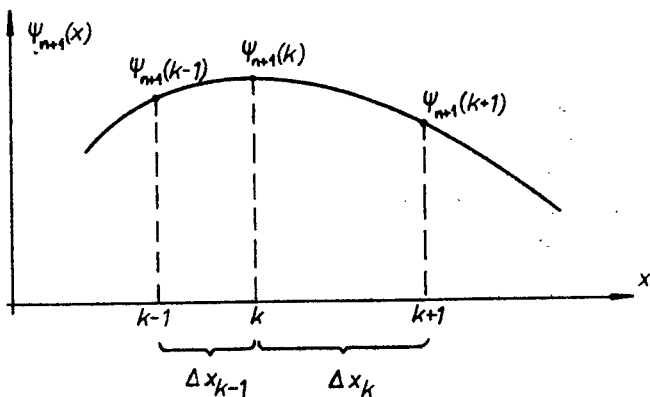
Ze względu na nieliniowość równania (21) dokonano jego quasilinearizacji, otrzymując w wyniku równania (24), (25) i (26)

$$-\frac{d^2\Psi_{n+1}(x)}{dx^2} = p_0(0)e^{-\Psi_n(x)} - n_0(0)e^{\Psi_n(x)} + DN(x) \quad (24)$$

$$\Psi_{n+1}(0) = 0 \quad (25)$$

$$\Psi_{n+1}(xk) = \ln \frac{n_0(xk)}{n_0(0)} = - \ln \frac{p_0(xk)}{p_0(0)} \quad (26)$$

Następnie, w wyniku zastosowania dyskretyzacji zmiennej x oraz aproksymacji drugiej pochodnej (27), otrzymano układ równań algebraicznych $11 - niowych$ określony macierzą trójdziagonalną o postaci (28)



Rys. 2. Rysunek pomocniczy do aproksymacji drugiej pochodnej

$$\left. \frac{d^2 \psi_{n+1}(x)}{dx^2} \right|_{x=k} = \frac{2}{\Delta x_{k-1} (\Delta x_{k-1} + \Delta x_k)} \psi_{n+1}(k-1) - \frac{2}{\Delta x_{k-1} \Delta x_k} \psi_{n+1}(k) + \frac{2}{\Delta x_k (\Delta x_{k-1} + \Delta x_k)} \psi_{n+1}(k+1) \quad (27)$$

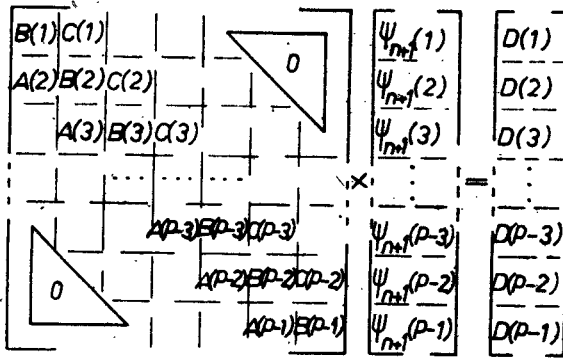
$$\begin{aligned} & \frac{2}{\Delta x_{k-1} (\Delta x_{k-1} + \Delta x_k)} \psi_{n+1}(k-1) + \left[-\frac{2}{\Delta x_{k-1} \Delta x_k} - p_0(0) e^{-\psi_n(k)} - \right. \\ & \left. - n_0(0) e^{\psi_n(k)} \right] \psi_{n+1}(k) + \frac{2}{\Delta x_k (\Delta x_{k-1} + \Delta x_k)} \psi_{n+1}(k+1) = \\ & = -p_0(0) e^{-\psi_n(k)} (\psi_n(k) + 1) - n_0(0) e^{\psi_n(k)} (\psi_n(k) - 1) - DN(k) \quad (28) \end{aligned}$$

dla $k = 1, \dots, P-1$

Warunki brzegowe przyjmują postać (29) i (30)

$$\psi_{n+1}(k=0) = 0 \quad (29)$$

$$\psi_{n+1}(k=P) = \ln \frac{n_0(P)}{n_0(0)} = - \ln \frac{p_0(P)}{p_0(0)} \quad (30)$$



Rys. 3. Struktura elementów nieszerowych układu równań (28)

$$A(1) = 0 \tag{31}$$

$$A(k) = \frac{2}{x_{k-1}(x_{k-1} + x_k)} \quad \text{dla } k = 2, 3, \dots, P-1 \tag{32}$$

$$B(k) = -\frac{2}{\Delta x_{k-1} \Delta x_k} p_0(0) e^{-\Psi_n(k)} - n_0(0) e^{\Psi_n(k)} \tag{33}$$

dla $k = 1, 2, \dots, P-1$

$$C(k) = \frac{2}{\Delta x_k (\Delta x_{k-1} + \Delta x_k)} \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, P-2 \tag{34}$$

$$C(P-1) = 0 \tag{35}$$

$$D(k) = -p_0(0) e^{-\Psi_n(k)} (\Psi_n(k) + 1) - n_0(0) e^{\Psi_n(k)} (\Psi_n(k) - 1) - DN(k) \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, P-2 \tag{36}$$

$$D(P-1) = -p_0(0) e^{-\Psi_n(P-1)} (\Psi_n(P-1) + 1) - n_0(0) e^{\Psi_n(P-1)}$$

$$(\Psi_n(P-1) - 1) - DN(P-1) \frac{2}{\Delta x_{P-1} (\Delta x_{P-2} + \Delta x_{P-1})} \Psi_{n+1}^{(P)} \tag{37}$$

Poprzez interakcyjne rozwiązanie układu równań (28) uzyskuje się numeryczne rozwiązanie równania (21) z warunkami brzegowymi (22) i (23). Ze względu na skończoną liczbę P przedziałów dyskretyzacji zmiennej x oraz niejednorodności rozkładu koncentracji domieszek, uzyskiwane rozwiązanie stanowi tylko przybliżenie rozwiązania dokładnego $\Psi(x)$. W wyniku kilkukrotnego powtórzenia numerycznego algorytmu rozwiązywania równania (21), z korekcją dyskretyzacji po każdym cyklu na podstawie uzyskiwanych wyników, otrzymuje się rozwiązanie bliskie rozwiązaniu dokładnego $\Psi(x)$. Korzystając z końcowych wyników obliczeń oraz zależności (4), (13) i (14), określano się poszukiwane przybliżenie początkowe lub warunki początkowe w przypadku polaryzacji zerowej.

W oparciu o przedstawioną metodę opracowano program o nazwie POLZ /polaryzacja zerowa/. Za jego pomocą wyznaczono rozkłady $p_0(x)$, $n_0(x)$, $E_0(x)$ dla różnych dwuzaciskowych struktur półprzewodnikowych [2]. Stanowiły one dane wejściowe programu TRAL do analizy stałoprądowej i procesów przejściowych w tych strukturach [2].

LITERATURA

- [1] Bellman R.E., Kalaba R.R.: Quasilinearization and Nonlinear Boundary-Value Problems. The RAND Corporation 1965
- [2] Ciołczyk L.: Analiza numeryczna struktur półprzewodnikowych na podstawie równań transportu. Rozprawa doktorska, Warszawa 1982
- [3] Dale V. von Rosenberg: Methodes for Numerical Solution of Partial Differential Equations. American Elsevier Publishing Company, Inc. New York 1969
- [4] Gummel H.K.: A self consistent scheme for one-dimensional steady state transistor calculations. IEEE Transaction on Electron Devices, ED-11, 455, 1964
- [5] Hachtel G.D., Cooley J.W., Joy R.C.: A new efficient one-dimensional analysis program for junction devices modeling. Proceedings of the IEEE, 86-97, 1972
- [6] Petersen O.G., Rikoski R.A., Cawles W.W.: Numerical method for the solution of the transient behaviour of bipolar semiconductor devices. Solid-State Electronics, vol. 16, 239-251, Pergamon Press 1973
- [7] Pfitzner A.: Numerical solution of the one-dimensional phenomenological transport equation set in semiconductors. Electron Technology, 10,4, 3-21, Warszawa 1977

NUMERICAL METHOD DEFINING INITIAL APPROXIMATIONS AND INITIAL CONDITION SOLUTIONS FOR SEMICONDUCTOR STRUCTURE ANALYSIS ON THE BASIS OF TRANSPORT EQUATIONS

Summary

The paper deals with a numerical method of finding the initial approximation and initial conditions of the electrostatic potential and the electron and hole densities in case of zero structure polarization. An initial approximation and initial conditions are necessary data of the programme used for a numerical semiconductor structure analysis on the basis of transport equations. The problem of finding approximations is very important in regard to stability and convergency of the applied numerical methods.

ЧИСЛЕННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ РЕШЕНИЯ И ПЕРВЫХ УСЛОВИЙ РЕШЕНИЯ ДЛЯ АНАЛИЗА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР НА ОСНОВЕ УРАВНЕНИЙ ПЕРЕНОСА

Резюме

В статье представлен численный метод определения предварительного решения уравнения переноса, для анализа полупроводниковых структур в случае анализа определенного состояния, а также предварительных условий решения уравнений переноса, для анализа полупроводниковых структур в случае анализа переходных процессов. Начальное приближение решения, а также предварительные условия решения являются необходимыми входными данными программы для числового анализа полупроводниковых структур на основе уравнений переноса. Проблема подбора предварительного приближения и предварительных условий очень важна в связи со сходимостью и быстротой сходимости процесса итерации решения уравнений переноса.



Tadeusz Wysocki jr

PRZELĄCZANA MODULACJA PRZYSPIESZENIA KĄTOWEGO

W artykule omawiany jest zmodyfikowany sposób cyfrowej modulacji przyspieszenia kątownego, pozwalający na prostą synchronizację pracy nadajnika i odbiornika, niezależnie od charakteru biernego sygnału modulującego. Podano ogólne zależności dotyczące tego typu modulacji oraz wykresy znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego.

1. Wprowadzenie

W przypadku cyfrowej modulacji przyspieszenia kątownego [5], [6], zwanej w dalszej części niniejszego artykułu prostą modulacją przyspieszenia kątownego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI [3], sygnał zmodulowany możemy opisać sumą

$$x(t) = \sum_n g^{(n)}(t - nT); \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1)$$

w której $g^{(i)}(t - iT)$ oznacza i -ty wyraz ciągu impulsów wyjściowych modulatora, będący elementem przestrzeni G impulsów wyjściowych modulatora. Przestrzeń G jest zbiorem funkcji czasu opisanych następującymi zależnościami [5], [6]

$$\begin{aligned} g_{0-}^{(i)}(t) &= \text{Acos} \left[(\omega_0 - \frac{1}{2} kT)t + \bar{\varphi}_{0-}^{(i)} \right] h(t) \\ g_{+1}^{(i)}(t) &= \text{Acos} \left[(\omega_0 - \frac{1}{2} kT)t + \frac{kt^2}{2} + \bar{\varphi}_{+1}^{(i)} \right] h(t) \\ g_{0+}^{(i)}(t) &= \text{Acos} \left[(\omega_0 + \frac{1}{2} kT)t + \bar{\varphi}_{0+}^{(i)} \right] h(t) \\ g_{-1}^{(i)}(t) &= \text{Acos} \left[(\omega_0 + \frac{1}{2} kT)t - \frac{kt^2}{2} + \bar{\varphi}_{-1}^{(i)} \right] h(t) \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie:

$g_{0-}^{(i)}(t)$ - impuls odpowiadający zeru w kodzie AMI, jeżeli ostatni niezerowy impuls w ciągu kodowym był równy -1

$g_{+1}^{(i)}(t)$ - impuls odpowiadający +1 w kodzie AMI

$g_{0+}^{(i)}(t)$ - impuls odpowiadający zeru w kodzie AMI, jeżeli ostatni niezerowy impuls w ciągu kodowym był równy +1

$g_{-1}^{(i)}(t)$ - impuls odpowiadający -1 w kodzie AMI

$\bar{\varphi}_{0+}^{(i)}, \bar{\varphi}_{+1}^{(i)}, \bar{\varphi}_{0-}^{(i)}, \bar{\varphi}_{-1}^{(i)}$ - wartości istotne^{*}/ faz początkowych impulsów :

$g_{0+}^{(i)}(t), g_{+1}^{(i)}(t), g_{0-}^{(i)}(t), g_{-1}^{(i)}(t)$

$h(t)$ - funkcja bramkująca

$$h(t) = \begin{cases} 1 & \text{dla } 0 \leq t < T \\ 0 & \text{dla } t < 0 \text{ lub } t > T \end{cases} \quad (3)$$

ω_0 - pulsacja środkowa

k - wartość bezwzględna przyspieszenia kąowego

T - odstęp jednostkowy sygnału modulującego

A - amplituda sygnału zmodulowanego

Jeżeli w sygnale zmodulowanym zachowana jest ciągłość fazy, a jest to jeden z warunków minimalizacji szerokości pasma potrzebnego do transmisji sygnału, to przy długich ciągach zer w sygnale modulującym mogą wystąpić trudności z synchronizacją pracy nadajnika i odbiornika. Niedogodności tej można uniknąć stosując do zakodowania sygnału binarnego, zamiast kodu AMI, kod wypełniany, np. jeden z kodów B6ZS, HDBn lub CHDBn [3]. Wahania bieżącej sumy cyfrowej dla tych kodów są jednak większe niż w przypadku kodu AMI i wynoszą [3] dla kodu B6ZS trzy, natomiast dla pozostałych dwa. Zastosowanie króregookolwiek z wymienionych kodów transmisyjnych, zamiast kodu AMI, spowodowałoby więc rozszerzenie pasma częstotliwości potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego. Wahania pulsacji chwilowej przebiegu zmodulowanego zależne są bowiem [5], [6] w sposób liniowy, w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego, od wahań bieżącej sumy cyfrowej sygnału modulującego.

W niniejszym artykule omówimy pewną modyfikację cyfrowej modulacji przyspieszenia kąowego, zwaną w dalszej części przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego, pozwalającą na zapewnienie synchronizacji pracy nadajnika i odbiornika.

2. Podstawowe zależności

W celu ilustracji zasady przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego, rozważmy układ składający się z następujących bloków funkcjonalnych:

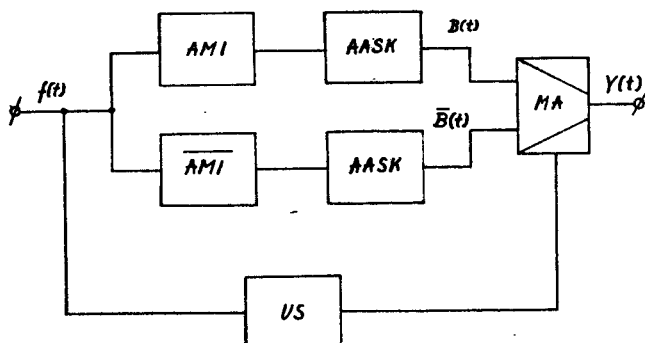
^{*}Wartość istotna $\bar{\varphi}$ fazy φ jest równa [5], [6]:

$$\bar{\varphi} = \varphi - 2\pi\ell\left(\frac{\varphi}{\pi}\right)$$

Niekiedy stosowany bywa termin "wartość główna"

- dwóch modulatorów przyspieszenia kąowego /AASK/^M,
- kodera kodu AMI /AMI/,
- kodera odwróconego kodu AMI ^M / \overline{AMI} /
- układu sterującego /US/,
- multipleksera analogowego /MA/.

Schemat funkcjonalny rozważanego układu, stanowiącego przełączany modulator przyspieszenia kąowego, jest przedstawiony na rys.1.



Rys.1. Schemat funkcjonalny przełączanego modulatora przyspieszenia kąowego

AASK - modulator przyspieszenia kąowego

AMI - koder kodu AMI

\overline{AMI} - koder odwróconego kodu AMI

US - układ sterujący

MA - multiplekser analogowy

$f(t)$ - binarny sygnał modulujący

W ogólnym przypadku, tj. w przypadku przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego rzędu s , sygnał zmodulowany $Y(t)$ zmienia się z przebiegu $B(t)$ na $\overline{B}(t)$ /patrz rys.1/, lub odwrotnie, jeżeli w binarnym sygnale modulującym $f(t)$ pojawi się kolejno $(s+1)$ zer, licząc od ostatniej jedyńki lub od ostatniej zmiany, gdy w sygnale modulującym wystąpiło kolejno więcej niż $(2s+1)$ zer.

Jak łatwo zauważyć, przy $s \rightarrow \infty$ przełączana modulacja przyspieszenia kąowego staje się prostą modulacją przyspieszenia kąowego z sygnałem modulującym, będącym ciągiem symboli kodu AMI, omawianą w pracach [5], [6].

Sygnał zmodulowany $Y(t)$ jest w ogólnym przypadku opisany zależnością

$$Y(t) = S [f(t)] B(t) + \overline{S [f(t)]} \overline{B}(t) \quad (4)$$

gdzie:

$S [f(t)]$ - funkcja przełączająca, przyjmująca wartości zero lub jeden ³⁰⁰⁰

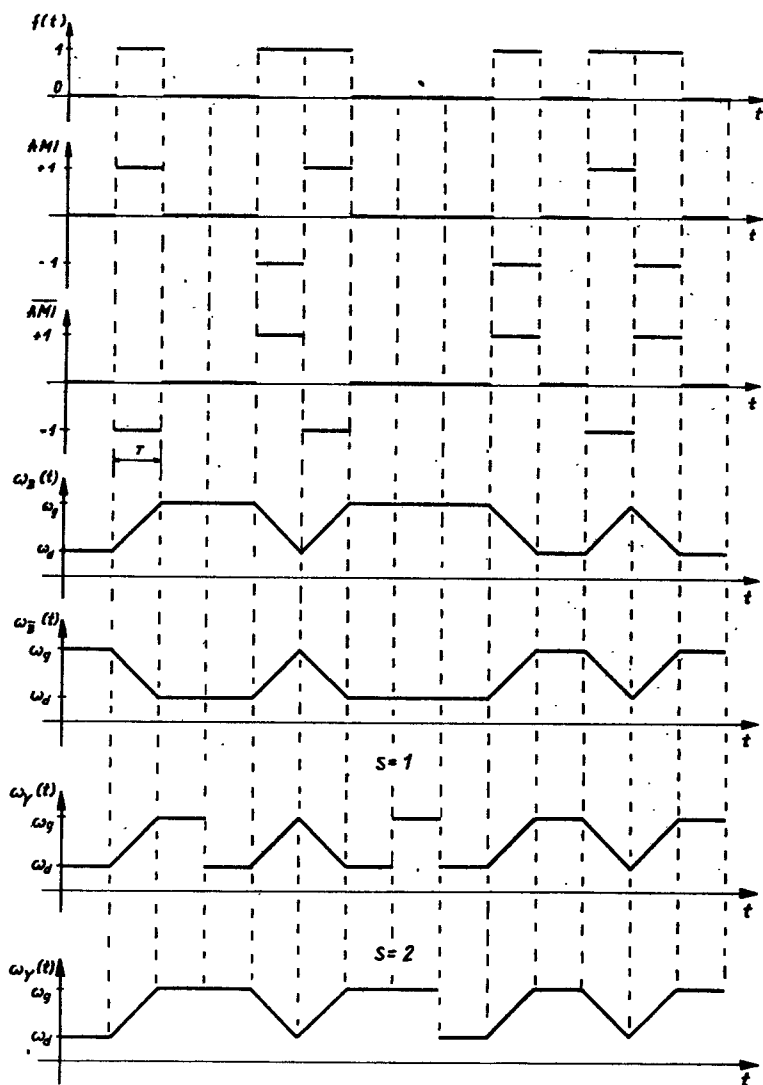
^M - Ang. Angular Acceleration Shift Keying

^M - W odwróconym kodzie AMI zamiast +1 występuje -1 i odwrotnie

^M - Kreska nad $S [f(t)]$ występująca we wzorze (4) oznacza negację logiczną

$B(t)$, $\bar{B}(t)$ - przebiegi ze zmodulowanym przyspieszeniem kątowym, opisane zależnością (1)

W celu ilustracji pracy omawianego modulatora, na rys.2 przedstawiono zależność pulsacji chwilowej $\omega_y(t)$ sygnału zmodulowanego dla przypadkowego ciągu modulatoryjnego $f(t)$, gdy rząd modulacji s jest równy 1 i gdy jest on równy 2. Ponadto, na rys.2 przedstawione są przebiegi zależności pulsacji chwilowych $\omega_B(t)$ i $\omega_{\bar{B}}(t)$ sygnałów $B(t)$ i $\bar{B}(t)$ oraz inne przebiegi czasowe występujące w układzie.



Rys.2. Przebiegi czasowe w układzie przetłaczanego modulatora przyspieszenia kąowego

Wartość pulsacji chwilowej $\omega_y(t)$ może się zmieniać w granicach od ω_d do ω_g tak, jak ma to miejsce w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI [5], [6]. Pulsacje ω_d i ω_g są odpowiednio równe

$$\omega_d = \omega_0 - 2\pi \Delta F \quad (5)$$

$$\omega_g = \omega_0 + 2\pi \Delta F \quad (6)$$

gdzie:

ΔF - dewiacja częstotliwości

ω_0 - pulsacja środkowa

Tak, jak w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI, spełniona jest zależność [5], [6]

$$\omega_g - \omega_d = kT \quad (7)$$

a więc

$$\Delta F = \frac{kT}{4\pi} \quad (8)$$

Wprowadzając pojęcie wskaźnika modulacji m , definiowanego tak samo jak dla binarnej FM

$$m \stackrel{\text{def}}{=} 2 \Delta FT \quad (9)$$

otrzymujemy zależność pomiędzy wskaźnikiem modulacji m i wartością bezwzględną przyspieszenia kąowego k , identyczną jak dla prostej modulacji przyspieszenia kąowego z kodowaniem sygnału binarnego w kodzie AMI, tj. [5], [6]

$$k = \frac{2\pi m}{T^2} \quad (10)$$

Sygnał zmodulowany $Y(t)$ można opisać zależnością

$$Y(t) = \sum_n g^{(n)}(t - nT); \quad n = 0, 1, \dots \quad (11)$$

w której $g^{(n)}(t - nT)$ oznacza element przestrzeni G impulsów wyjściowych modulatora, przy czym elementy przestrzeni G są funkcjami czasu, opisanymi zależnościami (2).

Z wielu względów, do których należą między innymi problemy realizacji odbioru optymalnego [4], wygodnie jest wymagać, aby przestrzeń G była

przestrzenią skończoną. W niniejszym artykule ograniczymy się ponadto tylko do przypadku, gdy w sygnale zmodulowanym zachowana jest ciągłość fazy, tzn. faza początkowa n -tego impulsu w ciągu impulsów wyjściowych modulatora jest równa fazie początkowej impulsu $(n-1)$ -ego, zwiększonej o przesunięcie fazowe wnoszone przez impuls o numerze $(n-1)$.

Niech impuls typu $g_{0-}^{(1)}(t)$ wprowadza przesunięcie fazowe φ_1^* . Zatem zachodzi

$$\varphi_1^* = \omega_0 T - \frac{1}{2} k T^2 = 2n_1 \pi + \bar{\varphi}_1^* ; \quad n_1 = 0, 1, 2, \dots \quad (12)$$

Analogiczne przesunięcia fazowe φ_2^* , φ_3^* , φ_4^* , wnoszone przez impulsy $g_{+1}^{(1)}(t)$, $g_{0+}^{(1)}(t)$, $g_{-1}^{(1)}(t)$, są równe

$$\varphi_2^* = 2\pi \left(n_1 + \frac{m}{2} + r \right) \quad (13)$$

$$\varphi_3^* = 2\pi \left(n_1 + m + r \right) \quad (14)$$

$$\varphi_4^* = 2\pi \left(n_1 + \frac{m}{2} + r \right) \quad (15)$$

gdzie:

$$r = \frac{\bar{\varphi}_1^*}{2\pi} \quad (16)$$

W pracach [5], [6] zostało wykazane, jakie warunki muszą być spełnione, aby w przypadku prostej modulacji przyspieszenia kąowego przestrzeń G była przestrzenią skończoną. Dla przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego są one identyczne. Przestrzeń G jest przestrzenią skończoną, gdy wskaźnik modulacji m oraz parametr r są liczbami wymiernymi. Istnieje bowiem wówczas taka liczba naturalna n_{\max} , że po n_{\max} krokach sumaryczne przesunięcie fazowe, wnoszone przez n_{\max} impulsów, będzie równe całkowitej wielokrotności 2π , a więc jego wartość istotna będzie równa zero.

Powyższe rozważania zostaną zilustrowane poniższymi przykładami.

Przykład 1

Należy wyznaczyć przestrzeń G impulsów wyjściowych modulatora przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego rzędu 1. Sygnał modulujący jest izochronicznym sygnałem binarnym o odstępie jednostkowym $T = 2\text{ms}$, wskaźnik modulacji $m = 1$, faza początkowa pierwszego impulsu wychodzącego z modulatora równa jest zero, a częstotliwość środkowa $f_0 = 2\text{kHz}$.

Z zależności (9) wyznaczamy dewiację częstotliwości ΔF . Jest ona równa

$$\Delta F = \frac{m}{2T} = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 0,001} = 250 \text{ Hz}$$

Na podstawie (8) wartość bezwzględna przyspieszenia kąowego jest równa

$$k = 4\pi \Delta F = 5 \cdot 10^5 \pi \frac{\text{rd}}{\text{s}^2}$$

Przesunięcia fazowe φ_1^* , φ_2^* , φ_3^* , φ_4^* wnoszone przez impulsy $g_{0-}^{(i)}(t)$, $g_{+1}^{(i)}(t)$, $g_{0+}^{(i)}(t)$, $g_{-1}^{(i)}(t)$ są, na podstawie zależności (12), (13), (14), (15) równe

$$\varphi_1^* = 4\pi, \quad \varphi_2^* = 5\pi, \quad \varphi_3^* = 6\pi, \quad \varphi_4^* = 5\pi$$

Wartości istotne przesunięć fazowych φ_1^* i φ_3^* są równe zeru, a wartości istotne przesunięć fazowych φ_2^* i φ_4^* są równe π . Wartość istotna sumarycznego przesunięcia fazowego wnoszonego przez występujące bezpośrednio po sobie impulsy typu $g_{+1}^{(i)}(t)$ i typu $g_{-1}^{(i)}(t)$ jest więc równa zeru. Tak samo zeru jest równa wartość istotna sumarycznego przesunięcia fazowego, wnoszonego przez dwa impulsy typu $g_{+1}^{(i)}(t)$ lub $g_{-1}^{(i)}(t)$, rozdzielone dowolną liczbą impulsów odpowiadających zeru w sygnale binarnym. W przypadku omawianym w niniejszym przykładzie, w sygnale zmodulowanym mogą wystąpić dwa impulsy typu $g_{+1}^{(i)}(t)$ lub $g_{-1}^{(i)}(t)$, oddzielone tylko parzystą liczbą impulsów odpowiadających zeru w sygnale modulującym. Powoduje to, iż przestrzeń G impulsów wyjściowych modulatora jest przestrzenią ośmioelementową o elementach określonych zależnościami

$$\begin{aligned} g_1(t) &= \text{Acos}(2000\pi t) h(t) \\ g_2(t) &= \text{Acos}(2000\pi t + \pi) h(t) \\ g_3(t) &= \text{Acos}(2000\pi t + 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2) h(t) \\ g_4(t) &= \text{Acos}(2000\pi t + 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2 + \pi) h(t) \\ g_5(t) &= \text{Acos}(3000\pi t) h(t) \\ g_6(t) &= \text{Acos}(3000\pi t + \pi) h(t) \\ g_7(t) &= \text{Acos}(3000\pi t - 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2) h(t) \\ g_8(t) &= \text{Acos}(3000\pi t - 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2 + \pi) h(t) \end{aligned}$$

Przykład 2

Należy wyznaczyć przestrzeń G impulsów wyjściowych modulatora przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego rzędu 2. Pozostałe dane jak w przykładzie 1.

Ponieważ rząd modulacji s równa się 2, tj.

$$s = 2$$

więc po impulsie typu $g_{0-}^{(i)}(t)$ może wystąpić kolejny impuls typu $g_{0-}^{(i)}(t)$, jeżeli poprzedni impuls był impulsem typu $g_{-1}^{(i)}(t)$, lub impuls typu $g_{0+}^{(i)}(t)$, jeżeli poprzedni impuls był także impulsem typu $g_{0-}^{(i)}(t)$. W obu tych przypadkach po impulsie typu $g_{0-}^{(i)}(t)$ może oczywiście wystąpić impuls typu $g_{+1}^{(i)}(t)$. Z punktu widzenia dalszych rozważań korzystnie będzie wprowadzić rozróżnienie impulsów

$g_{0-}^{(i)}(t)$ - impuls o pulsacji ω_d , po którym może wystąpić kolejny impuls o pulsacji ω_d ,

$g_{0-}^{(i)}(t)$ - impuls o pulsacji ω_d , po którym może wystąpić impuls o pulsacji ω_g .

Analogiczne rozróżnienie wprowadzimy w przypadku impulsów o pulsacji ω_g .

Mamy więc:

$g_{0+}^{(i)}(t)$ - impuls o pulsacji ω_g , po którym może wystąpić kolejny impuls o pulsacji ω_g ,

$g_{0+}^{(i)}(t)$ - impuls o pulsacji ω_g , po którym może wystąpić impuls o pulsacji ω_d .

Pozostałe rozważania są identyczne jak w przykładzie 1. Przestrzeń G jest przestrzenią pseudodwunastoelementową o elementach określonych zależnościami

$$g_1(t) = g_2(t) = \text{Acos}(2000\pi t) h(t)$$

$$g_3(t) = g_4(t) = \text{Acos}(2000\pi t + \pi) h(t)$$

$$g_5(t) = \text{Acos}(2000\pi t + 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2) h(t)$$

$$g_6(t) = \text{Acos}(2000\pi t + 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2 + \pi) h(t)$$

$$g_7(t) = g_8(t) = \text{Acos}(3000\pi t) h(t)$$

$$g_9(t) = g_{10}(t) = \text{Acos}(3000\pi t + \pi) h(t)$$

$$g_{11}(t) = \text{Acos}(3000\pi t - 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2) h(t)$$

$$g_{12}(t) = \text{Acos}(3000\pi t - 2,5 \cdot 10^5 \pi t^2 + \pi) h(t)$$

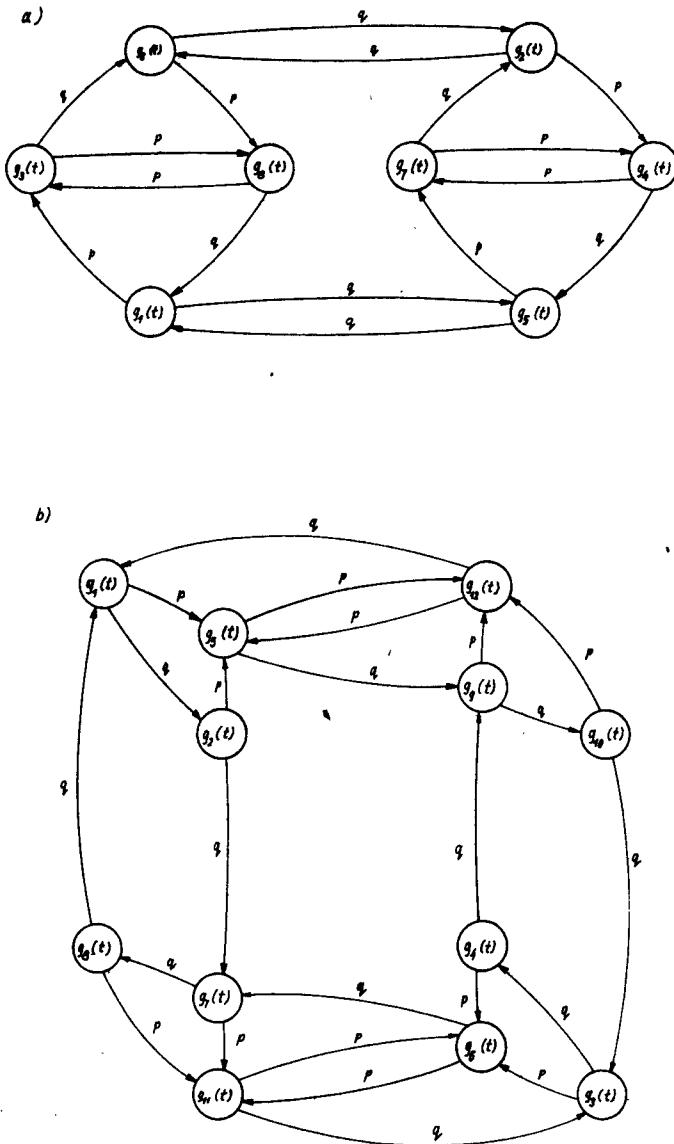
Podobne rozważania można przeprowadzić dla innych współczynników modulatora oraz dla modulacji wyższych rzędów.

3. Gęstość widma mocy sygnału zmodulowanego

Jeżeli sygnał modulujący jest binarnym, stacjonarnym ciągiem losowym o wyrazach niezależnych, to stosując metodę omówioną w pracy [5] dla prostej modulacji przyspieszenia kąowego, możemy znajdować łańcuchy Markowa rzędu 1, opisujące sygnał z przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego. Dla rzędów modulacji wyższych niż 1/s = 2,3,.../ należy przy tym wprowadzić specjalne rozróżnienie pomiędzy impulsami wyjściowymi modulatora, odpowiadającymi zeru w sygnale modulującym tak, jak to zrobiono w przykładzie 2. W przeciwnym przypadku nie będzie można opisać ciągu impulsów wyjściowych modulatora za pomocą łańcucha Markowa rzędu 1.

Przykładowe grafy łańcuchów Markowa opisujących ciągi impulsów wyjściowych modulatorów z przykładów 1 i 2 przedstawione są na rys.3.

Znając łańcuch Markowa opisujący ciąg impulsów wyjściowych modulatora możemy, posługując się metodami omówionymi w pracach [2], [3], wyznaczyć gęstość widmową mocy sygnału zmodulowanego. Funkcje opisujące elementy przestrzeni G impulsów wyjściowych modulatora przełączanej modulacji przyspieszenia kąowego i modulatora prostej modulacji przyspieszenia kąowego, gdy sygnał modulujący jest ciągiem symboli kodu AMI, są identyczne.



Rys. 3. Przykładowe grafy łańcuchów Markowa opisujących ciągi impulsów wyjściowych modulatora

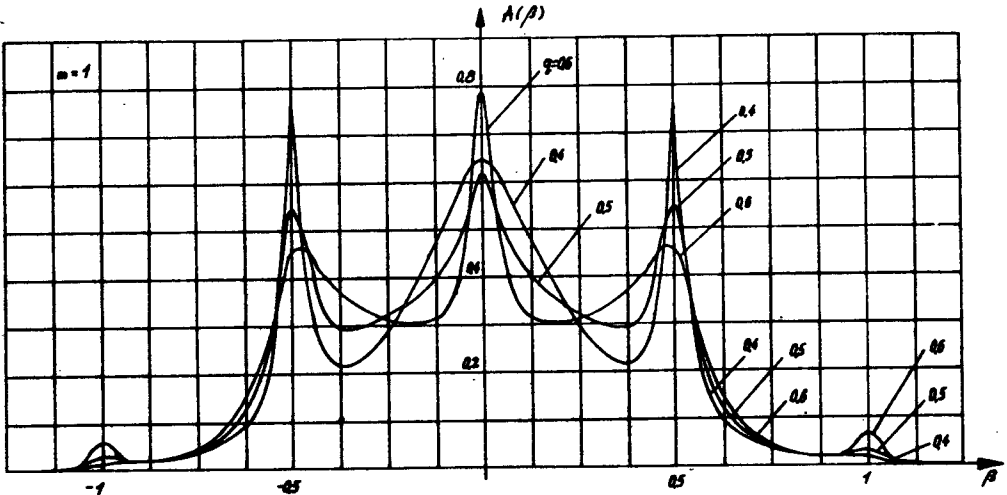
a/ dla przykładu 1

b/ dla przykładu 2

p i q - prawdopodobieństwa stacjonarne wystąpienia zera w ciągu binarnym

Zatem transformaty Fouriera funkcji opisujących elementy przestrzeni G , podane w pracy [5], można zastosować do obliczania gęstości widmowej mocy sygnału z przełączoną modulacją przyspieszenia kąowego.

Na rys.4 przedstawione są wykresy znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z przełączoną modulacją przyspieszenia kąowego rzędu 1 w



Rys.4. Wykres znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego rzędu 1 wskaźnik modulacji $m = 1$

funkcji częstotliwości unormowanej β , równej

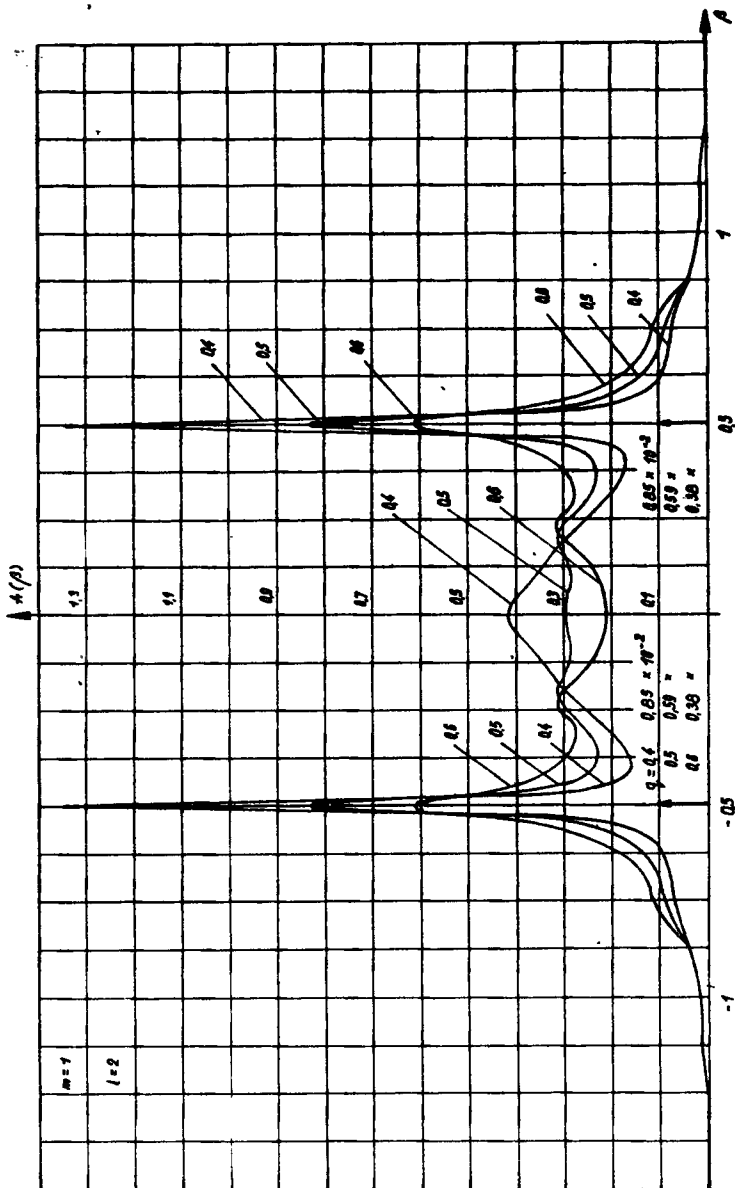
$$\beta = \frac{(\omega - \omega_0) T}{2\pi} \quad (17)$$

Natomiast na rys.5 przedstawiono wykresy znormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału z przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego rzędu 2, w funkcji częstotliwości unormowanej β .

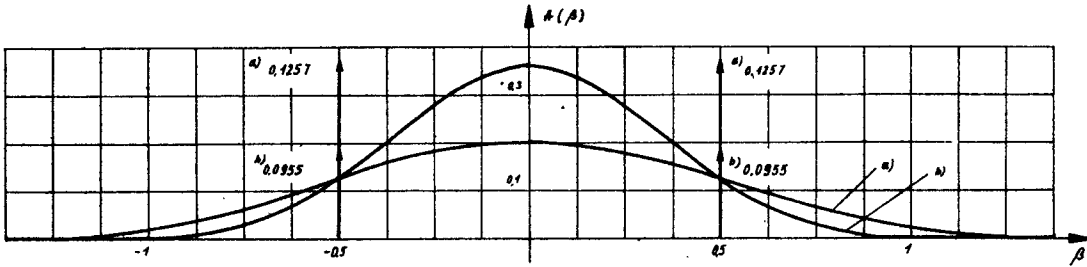
Obliczenia w przypadkach zilustrowanych na rys.4 i rys.5 wykonano przy następujących założeniach:

- binarny sygnał modulujący jest stacjonarnym ciągiem losowym o wyrazach niezależnych,
- wskaźnik modulacji $m = 1$,
- prawdopodobieństwa stacjonarne q wystąpienia zera w sygnale modulującym są równe: 0,4; 0,5; 0,6.

Na rys.5 przedstawiono dla porównania wykresy gęstości widmowej mocy sygnału zmodulowanego dla binarnej FM z ciągłą fazą [1] oraz dla prostej modulacji przyspieszenia kąowego z kodowaniem sygnału binarnego w kodzie AMI [5] [6].



Rys. 5. Wykres snormalizowanej gęstości widmowej mocy sygnału x przełączaną modulacją przyspieszenia kąowego rzędu 2 wskaźnik modulacji $m = 1$



Rys. 6. Wykres znormalizowanej gęstości widmowej mocy
 a/ sygnału z binarną FM [1]
 b/ sygnału z prostą modulacją przyspieszenia
 kątownego [5], [6]
 wskaźnik modulacji $m = 1$

W obu przypadkach wskaźnik modulacji m jest równy 1, a prawdopodobieństwo stacjonarne wystąpienia zera w sygnale binarnym jest równe 0,5.

4. Uwagi końcowe i wnioski

Zastosowanie przełączanej modulacji przyspieszenia kątownego może być korzystne, gdy w systemie transmisji danych zależy nam na synchronizacji pracy nadajnika i odbiornika. W sygnale z przełączaną modulacją przyspieszenia kątownego, niezależnie od sygnału modulującego, nie występują długie ciągi jednakowych impulsów, co umożliwia prostą synchronizację pracy nadajnika i odbiornika. Okupione jest to jednak zwiększeniem szerokości pasma potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego, w porównaniu z prostą modulacją przyspieszenia kątownego z kodowaniem sygnału binarnego w kodzie AMI. Należy się jednak spodziewać, że wraz ze wzrostem rzędu modulacji szerokość pasma potrzebnego do transmisji sygnału zmodulowanego będzie malała, gdyż w granicznym przypadku $f_s \rightarrow \infty$ / przełączana modulacja przyspieszenia kątownego staje się prostą modulacją przyspieszenia kątownego z kodowaniem sygnału binarnego w kodzie AMI.

LITERATURA

- [1] Anderson R.R., Salz J.: Spectra of Digital FM, BSTJ, vol. XLIV, Nr 6, July - August 1965, pp. 1165-1190
- [2] Dreger C., Rydel M.: Metoda obliczania widm mocy pewnej klasy sygnałów z synchroniczną modulacją fazy. Instytut Telekomunikacji Politechniki Warszawskiej, "Referaty" z. 104, Warszawa 1982
- [3] Rydel M.: Analiza sygnałów kodowych. Prace Naukowe - Elektronika z. 39, WPW, Warszawa 1979

- [4] Seidler J.: Systemy przesyłania informacji cyfrowych, wyd.II, WNT, Warszawa 1976
- [5] Wysocki T.jr : Modulacja przyspieszenia kąowego fali nośnej sygnałem cyfrowym. Rozprawy Elektrotechniczne, 1984,30, z.3, ss.921-939
- [6] Wysocki T. jr: O pewnym sposobie modulacji przebiegu harmonicznego sygnałem cyfrowym. ATR, Zeszyty Naukowe NF 106, Telekomunikacja i Elektronika /5/s.99-110, Bydgoszcz 1983

MODIFIED ANGULAR ACCELERATION SHIFT KEYING

Summary

The paper deals with a modified angular acceleration shift keying. A simple method of the transmitter and receiver synchronization is enabled by the application of the discussed modulation type. In the paper general descriptions and a presentation of the power spectral density of the modulated signal are given.

ПЕРЕКЛЮЧАЕМАЯ МОДУЛЯЦИЯ УГЛОВОГО УСКОРЕНИЯ

Резюме

В статье рассмотрен модифицированный метод цифровой модуляции углового ускорения, дающий возможность несложной синхронизации работы передатчика и приемника независимо от вида бинарного модулирующего сигнала. В работе даны общие зависимости касающиеся этого вида модуляции и графики нормализованной спектральной плотности модулированного сигнала.



Antoni Zabiłdowski

OCENA EFEKTYWNOŚCI WYBRANYCH ALGORYTMÓW NIEZAWODNOŚCIOWEJ
ANALIZY I SYNTEZY SIECI

W pracy przedstawione i omówione zostały wyniki obliczeniowe algorytmów służących do znajdowania optymalnej topologii sieci przy ograniczeniach niezawodnościowych. Uzyskane wyniki dotyczą zarówno algorytmów analizy niezawodnościowej, jak i algorytmów syntezy sieci.

1. Wstęp

Niniejsza praca stanowi uzupełnienie wydanej w serii Rozprawy ATR pracy "Algorytmy optymalizacji struktur topologicznych sieci" [4]. Podane tam zostały algorytmy służące zarówno do celów analizy niezawodnościowej sieci, jak i do celów syntezy, czyli doboru optymalnej topologii. Aby dokonać głębszej oceny zaprezentowanych w rozprawie algorytmów, niezbędne stało się sprawdzenie, jak algorytmy te zachowują się w trakcie pracy. W szczególności starano się określić, w jaki sposób czas pracy algorytmów zależy od rozmiarów rozwiązywanego zadania. W tym celu niektóre z prezentowanych algorytmów przetestowane zostały dla pewnej reprezentatywnej grupy przykładów, co pozwoliło dokonać oceny jakości algorytmów przedstawionych w rozprawie. Chociaż główny nacisk położono w rozprawie na określenie sposobu znajdowania optymalnych topologii sieci, to jednak z faktu, iż w zadaniu optymalizacyjnym przyjmuje się ograniczenia niezawodnościowe, niezbędne stało się dokonywanie oceny zarówno algorytmów ich syntezy i analizy.

2. Ogólna metodyka oceny jakości algorytmów

Problemy, które rozpatrywane są w rozprawie należą do klasy problemów trudnych, dla których w ogólnym przypadku nie istnieją algorytmy o złożoności wielomianowej [1]. Zadanie, jakie zostało postawione w rozprawie polega na doborze optymalnej /najtańszej pod względem kosztu/ topologii sieci spełniającej ograniczenia niezawodnościowe. Wykorzystując wyniki przedstawione w twierdzeniu 3.1 pracy [4] okazało się, że rozwiązanie pierwotnego problemu syntezy sieci polega na wielokrotnym rozwiązaniu pewnego wtórnego zadania optymalizacyjnego, o którym wiadomo, że należy do klasy zadań typu NP - zupełne [3]. Dla każdego ze znalezionych roz -

wiązań wtórnego zadania optymalizacyjnego niezbędne stało się dodatkowo sprawdzenie, czy spełnione są ograniczenia niezawodnościowe. A zatem, na całkowity czas pracy algorytmu rozwiązującego pierwotny problem optymalizacyjny wpływ mieć będzie zarówno czas pracy algorytmu, który znajduje rozwiązanie wtórnego problemu optymalizacyjnego /algorytm syntezy/, jak i czas pracy algorytmu, który dokonuje analizy niezawodnościowej sieci spełniającej warunki konieczne, określone wspomnianym wyżej twierdzeniem 3.1.

Zadanie poszukiwania miar niezawodnościowych należy do klasy zadań NP - trudnych [1], [2]. Czas pracy algorytmów służących do określenia parametrów niezawodnościowych rośnie w ogólności, wykładniczo wraz z rozmiarem sieci. Istnieć mogą jednak pewne klasy sieci, dla których czas pracy algorytmu ograniczony jest wielomianową funkcją czasu, czyli taki algorytm analizy jest efektywny dla rozważanej klasy struktur topologicznych sieci.

W tej pracy dokonana zostanie ocena jakości algorytmu analizy niezawodnościowej sieci, wykorzystującego dekompozycję sieci na podsieci oraz algorytmu syntezy, opartego na metodzie rozbicia sieci. Ponieważ ocena ta dokonywana jest na podstawie wyników uzyskanych z rozwiązania pewnych przykładów, bliżej wyjaśnić należy sposób podejścia do empirycznej oceny jakości pracy algorytmów. W ogólności, oceny algorytmu /zarówno teoretycznej, jak i praktycznej/ dokonywać można bądź dla skrajnego /najgorszego/ przypadku, bądź w sposób statystyczny, przyjmując, że znany jest rozkład prawdopodobieństw pojawiających się klas zadań. Pierwszy sposób oceny pozwala stwierdzić, że czas pracy algorytmu dla pewnego praktycznego zadania jest nie dłuższy od czasu pracy algorytmu dla przypadku najgorszego, zaś drugi sposób pozwala wyciągnąć tylko pewne wnioski statystyczne. Jako parametr służący do oceny jakości algorytmu sposobem drugim może być użyty np. średni czas pracy /uśredniony na pojawiające się klasy zadań/. Ocena taka wymaga jednak znajomości statystyk danych wejściowych, co najczęściej w praktyce jest trudne do zrealizowania. Jeżeli jednak oceny pracy algorytmu dokonuje się dla ograniczonej klasy pojawiających się zadań, można w prosty sposób korzystać z obu przedstawionych sposobów oceny. I tak, znając skrajny przypadek zadania należącego do analizowanej klasy zadań wejściowych, łatwo można dokonać oceny pracy algorytmu dla tego przypadku. Przyjmując z kolei, że w rozważanej klasie każde z zadań pojawiać się może z jednakowym prawdopodobieństwem można dokonać statystycznej oceny pracy algorytmu. Wystarczy tylko w losowy sposób wygenerować reprezentatywną próbkę zadań rozważanej klasy, a następnie po rozwiązaniu każdego z wygenerowanych zadań określić żądane parametry statystycznie. Taki właśnie sposób wykorzystany został do oceny algorytmu analizy niezawodnościowej sieci. Oceny tego algorytmu dokonano dla dwóch klas struktur topologicznych sieci:

a/ klasy sieci drabiniastych,

b/ klasy sieci regularnych o stopniu węzła $d = 3$, w których każdy przekrój zawiera nie mniej niż 3 gałęzie.

Dla klasy sieci drabiniastych przyjęto, że ocena dotyczyć będzie skrajnych przypadków takich sieci, zaś dla sieci regularnych stopnia 3 dokona-

no oceny statystycznej.

Ważnym parametrem jakościowym algorytmów, w szczególności algorytmów opartych o metodę podziału i ograniczeń, jest obok czasu pracy zajętość obszaru pamięci komputera w trakcie rozwiązywania zadania. Jeżeli podczas swej pracy algorytm generuje pewne wyniki cząstkowe, które potrzebne są w dalszych etapach rozwiązywania zadania, niezbędne staje się zapamiętanie ich w pamięci komputera. Co prawda liczba cząstkowych wyników /a zatem obszar zajętości pamięci komputera/ jest ściśle związana z czasem obliczeń, jednakże zdarzyć się może tak, że dla niektórych komputerów dostępny obszar pamięci stanie się za mały dla pewnego konkretnego zadania i problem określonego rozmiaru będzie nierozwiązywalny nie ze względu na czas obliczeń, ale ze względu na dostępny obszar pamięci komputera. Stąd właśnie algorytm syntezy sieci oceniany był z punktu widzenia niezbędnego obszaru pamięci. Oceny tego algorytmu dokonano dla takich zadań, w których danymi była macierz kosztów grafu zupełnego /przy padek najgorszy/, zaś koszty gałęzi pomiędzy poszczególnymi węzłami generowane były w sposób losowy. Jako podstawowy miernik jakościowy algorytmu przyjęto w tym przypadku średnią liczbę wierzchołków drzewa rozwiązań dla każdego losowego zadania.

3. Algorytm analizy sieci

Jak już wyjaśniono, do oceny jakości wzięto algorytm poszukiwania miar P_c oraz P_{st} oparty o metodę dekompozycji sieci na podsieci, który przedstawiony został w części 2.3 rozprawy. Za podstawę oceny przyjęta została liczba mnożeń, która jest bezpośrednio związana z liczbą, wygenerowanych w trakcie pracy algorytmu, odpowiednich podsieci zagregowanych. Takie pojęcie pozwoliło na uniezależnienie oceny pracy algorytmu od szybkości pracy stosowanego komputera.

Do klasy drabiniastych przyjęte zostały dwie podklasy: podklasa sieci, w której każdy zbiór dekompozycyjny /zbiór rozdzielający/ zawiera 2 węzły oraz podklasa, w której każdy zbiór dekompozycyjny zawiera 3 węzły. Skrajne przypadki topologii sieci, należące do obydwu podklas, przedstawione zostały na rys.1. Użytkano następujące wyniki:

a/ podklasa sieci drabiniastych o 2 węzłach należących do zbioru rozdzielającego /rys.1a/:

- liczba mnożeń dla obliczenia P_{st} - $18 \cdot K$, gdzie K - liczba gałęzi grafu,

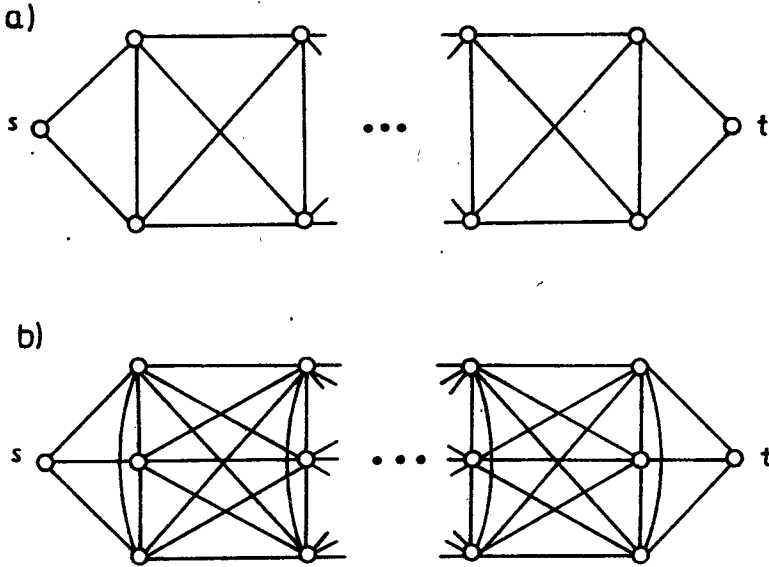
- liczba mnożeń dla obliczenia P_c - $9 \cdot K$,

b/ podklasa sieci drabiniastych o 3 węzłach rozdzielających /rys.1b/:

- liczba mnożeń dla obliczenia P_{st} - $2400 \cdot K$,

- liczba mnożeń dla obliczenia P_c - $1700 \cdot K$.

Jak zatem widać, dla sieci typu drabiniastego liczba mnożeń jest ograniczona liniową funkcją liczby gałęzi występujących w sieci. Dla porównania - wyniki uzyskane dla tych podklas sieci przy wykorzystaniu algorytm-



Rys.1. Sieci drabiniaste o 2 a/ oraz 3 b/węzłach rozdzielających

mu rekurencyjnego [5] są następujące:

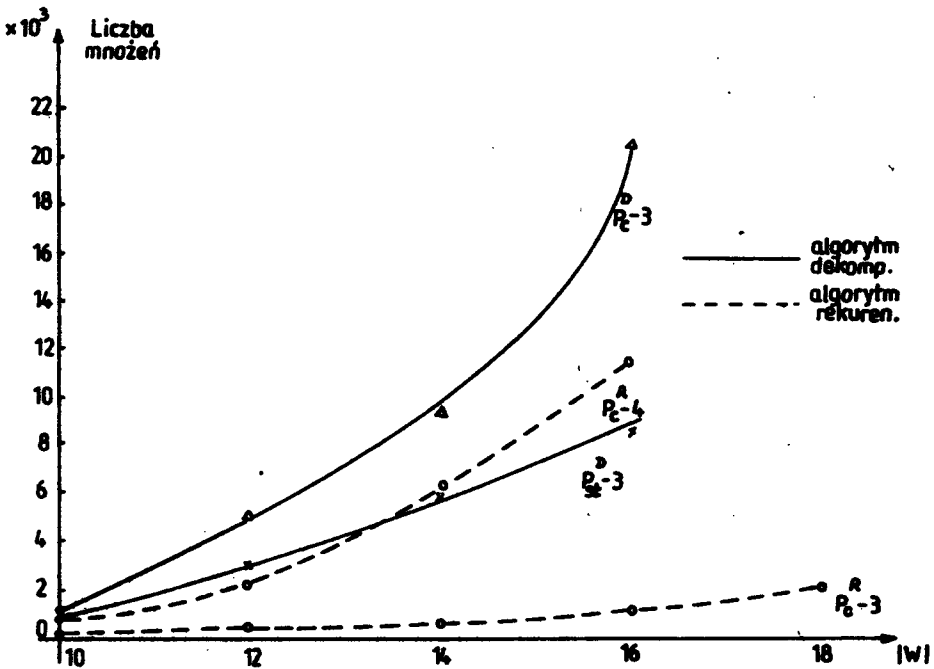
a/ podklasa sieci drabiniastych przedstawiona na rys.1a:

- liczba mnożeń dla obliczenia P_{st} - $30 \cdot K$,
- liczba mnożeń dla obliczenia P_c - $10 \cdot K$,

b/ podklasa sieci drabiniastych przedstawiona na rys.1b:

- liczba mnożeń dla obliczenia P_{st} - $406 \cdot K$,
- liczba mnożeń dla obliczenia P_c - $104 \cdot K$.

Ponieważ algorytm analizy sieci jest jednym z podstawowych elementów algorytmu rozwiązującego pierwotny problem optymalizacyjny, pożądane stało się dokonanie oceny pracy algorytmu poszukiwania miar P_{st} lub P_c dla takiej klasy struktur sieci, wśród której poszukiwać należy rozwiązań zadania optymalizacyjnego. Klasą takich struktur jest klasa sieci regularnych, stąd też algorytm wykorzystujący metodę dekompozycji poddano testowaniu dla sieci regularnych stopnia $d = 3$, przy czym przyjęto dodatkowy warunek, że w rozważanych przykładach sieci każdy przekrój zawierać musi nie mniej niż 3 gałęzie. Na początek obliczenia przeprowadzone były dla jednej struktury sieci regularnej, zadawanej w sposób deterministyczny - najgorszy przypadek takiej sieci, utworzonej jako połączenie cyklu Hamiltona oraz $N/2$ gałęzi łączących węzły o numerach K i $K + N/2$ modulo N . Z kolei w sposób losowy generowane były kolejne struktury regularne, spełniające żądany warunek nałożony na klasę sieci. Na podstawie uzyskanej liczby mnożeń dla każdego przypadku przyjęto średnią liczbę mnożeń jako funkcję liczby węzłów sieci. Otrzymane wyniki przedstawione zostały na rys.2. Na rysunku tym przedstawiono również wyniki uzyskane dla sieci regularnych



Rys. 2. Liczba mnożeń /dla sieci regularnych/ jako funkcja liczby węzłów /znacznikiem D oznaczono wyniki dla algorytmu dekompozycyjnego, znacznikiem R dla algorytmu rekurencyjnego/

stopnia 3 i 4 przy zastosowaniu algorytmu rekurencyjnego dla obliczania prawdopodobieństwa P_C . Z porównania wyników widać wyraźną przewagę algorytmu rekurencyjnego, w szczególności do obliczenia P_C . Algorytm rekurencyjny, w odróżnieniu od algorytmu opartego o metodę dekompozycji, wymaga dla tej samej liczby węzłów większej liczby mnożeń do obliczenia P_{st} niż do obliczenia P_C .

Z uzyskanych wyników widać, że algorytm oparty o metodę dekompozycji sieci wymaga dużych czasów obliczeń dla skrajnych przypadków. Liczba mnożeń w funkcji liczby węzłów dla przypadków najgorszych jest następująca :

Liczba węzłów		10	12	14	16
Liczba mnożeń	P_{st}	1500	4200	18000	26000
	P_C	1800	9900	31000	172000

Jak widać, w szczególności dla sieci o 16-tu węzłach liczba mnożeń dla skrajnego przypadku jest bardzo duża, podczas gdy średnia liczba mnożeń wzięta z przypadku skrajnego oraz 14 losowo wygenerowanych sieci była równa 20.500 dla obliczenia P_c oraz 8.600 dla obliczenia P_{st} .

Bardzo duży wpływ na wielkość liczby mnożeń posiada wybór zbioru dekompozycyjnego /przyjęto, że każda sieć pierwotna zdekomponowana była na 3 podsieci/. Ponieważ autorowi nie znane są metody dekompozycyjne, w których uwzględnione byłyby optymalne warunki dekompozycji sieci /optymalne ze względu na liczbę mnożeń przy wykorzystaniu algorytmów analizy/, stąd zbiory dekompozycyjne określone były przez autora w sposób heurystyczny dopiero po wygenerowaniu struktury. Jest to niewątpliwie duża niedogodność algorytmów wykorzystujących metodę dekompozycji, gdyż właściwy wybór zbiorów dekompozycyjnych prowadzić może do znacznego zmniejszenia liczby operacji. Przedstawionej wady związanej z wyborem zbioru dekompozycyjnego pozbawiony jest algorytm rekurencyjny, w którym wybór kolejnej gałęzi jest ściśle określony i łatwy do realizacji przez komputer.

4. Algorytm syntezy sieci

Dla oceny jakości pracy algorytmu syntezy sieci wybrano algorytm oparty o metodę rozbicia sieci na podsieci, który przedstawiony został w punkcie 3.3 rozprawy. Algorytm ten startując od danych początkowych, czyli od macierzy kosztów grafu zupełnego, znajduje strukturę optymalną. Dzięki wykorzystaniu rozbicia sieci wprowadzone zostały w stosunku do algorytmu podstawowego /pkt 3.2 rozprawy/ dodatkowe ograniczenia dotyczące wyboru gałęzi sieci. Dzięki temu, że ograniczenia te są bardzo proste do sprawdzenia, istnieje możliwość szybszej eliminacji zbędnych struktur topologicznych, a tym samym zmniejszenia liczby wierzchołków generowanego drzewa rozwiązań. Pozwoliło to na wyliczenie przykładów dla sieci o 10-ciu węzłach na posiadanym w Ośrodku Obliczeniowym ATR komputerze ODRA 1204.

Sposób działania algorytmu syntezy sieci, wykorzystującego rozbicie, jest dwuetapowy:

- 1/ w etapie pierwszym algorytm generuje wszystkie możliwe rozbicia sieci pierwotnej oraz znajduje ograniczenie dolne dla każdego z tych rozbić,
- 2/ w etapie drugim algorytm szuka optymalnej sieci w następujący sposób: jako pierwsze wybrane zostaje rozbiecie o minimalnym ograniczeniu dolnym, dla tego rozbiecia szukamy struktury dopuszczalnej o najmniejszym koszcie.

W generowanym drzewie rozwiązań przeglądane są tylko te struktury topologiczne, które mogą być utworzone dla rozważanego rozbiecia. Ponieważ algorytm dla każdego rozbiecia znajduje rozwiązanie optymalne poprzez budowę wszczególnie drzewa rozwiązań, stąd dla każdego z przeglądanych rozbić

generowane być musi nowe drzewo. Znalezione optymalne rozwiązanie dla rozbicia o najmniejszym ograniczeniu dolnym, przyjmowane jest następnie jako ograniczenie górne, przy tworzeniu drzewa rozwiązań dla kolejnych co do wielkości ograniczenia dolnego rozbić, pod warunkiem jednak, że ograniczenie dolne rozbicia jest mniejsze od jego ograniczenia górnego. W przypadku, gdy dla kolejnych rozbić znajdziemy nowe rozwiązanie dopuszczalne o koszcie mniejszym od ograniczenia górnego jest ono przyjmowane jako ograniczenie górne dla następnych rozbić. Takie postępowanie zapewnia, że w większości przypadków drzewa rozwiązań generowane dla kolejnych rozbić posiadają coraz mniejszą liczbę wierzchołków. Przykład wydruku wyników dla przypadku, gdy sieć pierwotna składa się z 8-miu węzłów pokazano w tablicy 1.

Tablica 1

Liczba kanałów						Koszt
W podsieciach			Między podsieciami			
1	2	3	1-2	2-3	1-3	
1	3	3	2	1	2	3978
1	3	2	1	2	3	3944
1	3	1	0	3	4	4217
1	2	3	3	2	1	3291
1	2	2	2	3	2	3199
1	2	1	1	4	3	3337
1	2	0	0	5	4	3768
1	1	3	4	3	0	3766
1	1	2	3	4	1	3202
1	1	1	2	5	2	3342
1	1	0	1	6	3	3633
1	0	2	4	5	0	3875
1	0	1	3	6	1	3538
1	0	0	2	7	2	3816
0	3	3	3	0	3	4549
0	3	2	2	1	4	4414
0	3	1	1	2	5	4767
0	3	0	0	3	6	5422
0	2	3	4	1	2	3854
0	2	2	3	2	3	3650
0	2	1	2	3	4	3740
0	2	0	1	4	5	4191
0	1	3	5	2	1	3979
0	1	2	4	3	2	3698
0	1	1	3	4	3	3666
0	1	0	2	5	4	3914
0	0	3	6	3	0	4867
0	0	2	5	4	1	3961
0	0	1	4	5	2	3912
0	0	0	3	6	3	4033

0

1

35

20

15

11

Macierz optymalnej struktury sieci

Macierz optymalnej struktury sieci

0	1	0	0	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0	1	0
0	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	0	1
1	0	0	0	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1	0	0
0	0	0	1	1	0	0	0

Minimalny koszt = 3250

Komputer drukuje najpierw wszystkie możliwe rozbięcia określone liczbą kanałów występujących w poszczególnych podsieciach oraz między podsieciami. W kolumnie koszt podano ograniczenia dolne dla poszczególnych rozbić. Jako pierwsze wybrane zostało rozbiecie o koszcie /ograniczeniu dolnym / 3199 i dla tego rozbięcia znaleziono rozwiązanie optymalne o koszcie 3250. Liczba wierzchołków drzewa rozwiązań dla tego rozbięcia była równa 35, zaś maksymalna głębokość drzewa rozwiązań wynosiła 20. Po znalezieniu rozwiązania dopuszczalnego dla pierwszego rozbięcia wybrane zostało rozbiecie o koszcie 3202, dla którego nie znaleziono rozwiązania dopuszczalnego o koszcie mniejszym niż 3250. Liczba wierzchołków drzewa rozwiązań dla tego rozbięcia była równa 15, zaś maksymalna głębokość drzewa wynosiła 11. Ponieważ maksymalna głębokość drzewa rozwiązań nie może być mniejsza od liczby gałęzi w poszukiwanej sieci /czyli nie mniejsza od K_{\min} /, stąd widać, że dla drugiego rozbięcia wszystkie wierzchołki zostały zamknięte bądź z powodu nie spełnienia ograniczeń na stopnie węzłów, bądź też z tego powodu, że ograniczenie dolne wierzchołka było nie mniejsze od jego ograniczenia górnego.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że algorytm działa nieco inaczej w sytuacji, gdy nie jest spełniony warunek $W d_{\min} = 2 K / W$ -liczba węzłów w sieci/. Taka sytuacja występuje w przypadku, gdy liczba węzłów oraz stopnie węzłów są nieparzyste. W znalezionym rozwiązaniu dopuszczalnym jeden z węzłów sieci musi mieć stopień większy od d_{\min} , jednakże przystępując do rozwiązywania zadania nie znamy numeru tego węzła. Dlatego też w takim przypadku algorytm dokonuje trzykrotnego przebiegu, zwiększając w każdym przebiegu o 1 sumę stopni węzłów kolejnej podsieci/powtarzając sumę stopni węzłów podsieci pozostałych bez zmian/. Przykład wydruku wyników dla przypadku, gdy liczba węzłów jest równa 7, a $d_{\min} = 3$ pokazano w tablicy 2. Algorytm skonstruowany został tak, iż nie generuje on od razu wszystkich rozbić, ale startuje od przypadku, gdy zwiększona została suma stopni węzłów w podsieci pierwszej. Po znalezieniu rozwiązania dopuszczalnego /tak samo jak w przypadku, gdy warunek $W d_{\min} = 2 K$ jest spełniony/ generuje on rozbięcia dla przypadku, gdy suma stopni węzłów została zwiększona dla podsieci drugiej, a następnie dla podsieci trzeciej, przyjmując każdorazowo dopuszczalne rozwiązanie o najtańszym koszcie jako ograniczenie górne. Rozwiązanie znalezione zostaje dopiero po dokonaniu trzech przebiegów. Podobnie jak w tablicy 1 poniżej danych określających rozbięcia, podane są liczby wierzchołków i głębokość drzewa rozwiązań dla kolejnych rozbić.

Tablica 2a

Liczba kanałów						Koszt
W podsieciach			Między sieciami			
1	2	3	1-2	2-3	1-3	
1	1	3	3	1	2	4119
1	1	2	2	2	3	3553
1	1	1	1	3	4	3665
1	1	0	0	4	5	4818
1	0	3	4	2	1	4457
1	0	2	3	3	2	3799
1	0	1	2	4	3	4031
1	0	0	1	5	4	4712
0	1	3	4	0	3	4780
0	1	2	3	1	4	3902
0	1	1	2	2	5	3937
0	1	0	1	3	6	4690
0	0	3	5	1	2	4138
0	0	2	4	2	3	4069
0	0	1	3	3	4	3898
0	0	0	2	4	5	4692

0
1
40
17
12
12
17
15

Liczba kanałów						Koszt
W podsieciach			Między podsieciami			
1	2	3	1-2	2-3	1-3	
1	1	3	3	2	1	4073
1	1	2	2	3	2	3665
1	1	1	1	4	3	3930
1	1	0	0	5	4	4937
1	0	3	4	3	0	4886
1	0	2	3	4	1	4235
1	0	1	2	5	2	4435
1	0	0	1	6	3	5154
0	1	3	4	1	2	4501
0	1	2	3	2	3	3685
0	1	1	2	3	4	3764
0	1	0	1	4	5	4591
0	0	3	5	2	1	4092
0	0	2	4	3	2	4181
0	0	1	3	4	3	4163
0	0	0	2	5	4	4811

0
1
29
18
11
11
14
15

Tablica 2b

Liczba kanałów						Koszt
W podsieciach			Między sieciami			
1	2	3	1-2	2-3	1-3	
1	1	3	2	2	2	3908
1	1	2	1	3	3	3681
1	1	1	0	4	4	4295
1	0	3	3	3	1	4302
1	0	2	2	4	2	4070
1	0	1	1	5	3	4451
1	0	0	0	6	4	5519
0	1	3	3	1	3	4234
0	1	2	2	2	4	3691
0	1	1	1	3	5	4065
0	1	0	0	4	6	5320
0	0	3	4	2	2	4424
0	0	2	3	3	3	3914
0	0	1	2	4	4	4169
0	0	0	1	5	5	5112

0

1

17

15

13

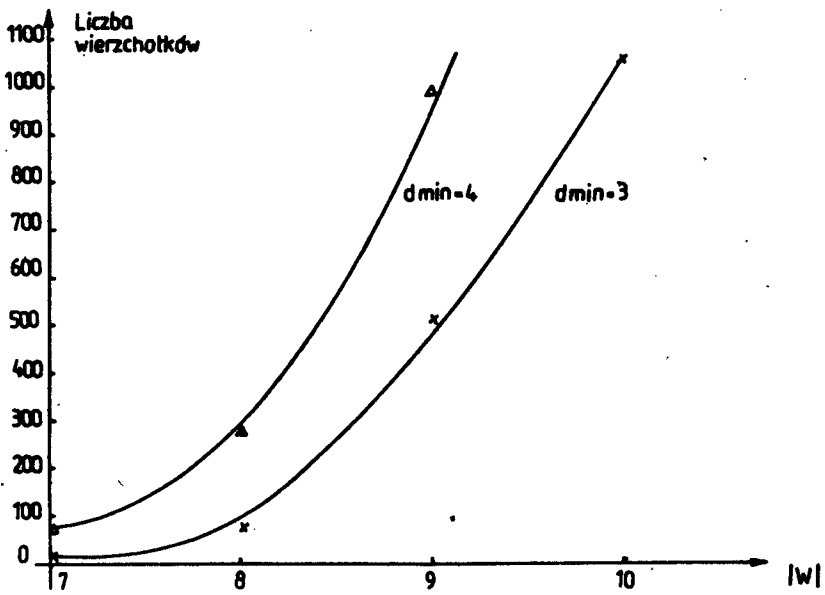
12

Macierz optymalnej struktury sieci

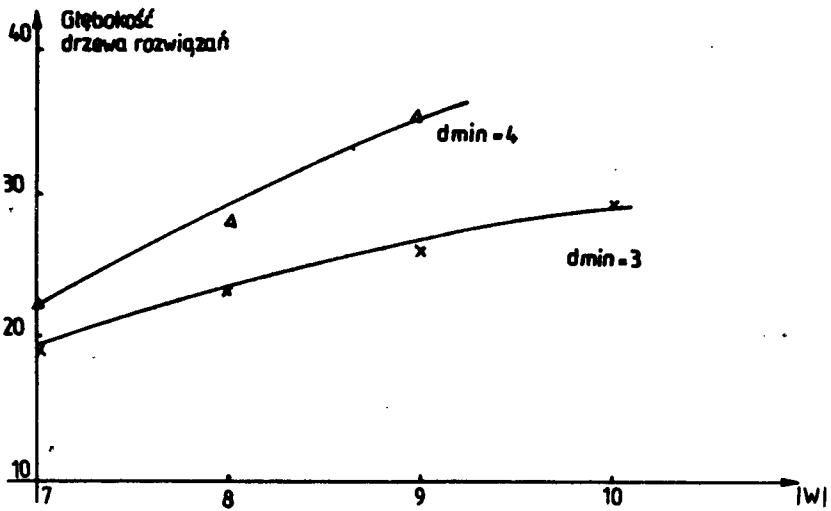
0	1	1	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	1	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0
0	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	1	0	1
1	0	1	0	0	1	0

Minimalny koszt = 3841

Na podstawie obliczeń przeprowadzonych dla losowo wygenerowanych macierzy kosztów grafu zupełnego oraz przy ustalonym stopniu węzła sieci $d_{\min} = 3$ oraz $d_{\min} = 4$, uzyskano wyniki, które przedstawione zostały na rys.3 i 4. Na rysunku 3 przedstawiono średnią liczbę wierzchołków drzewa rozwiązań w zależności od liczby węzłów optymalizowanej sieci. Do obliczeń tej średniej brano maksymalną liczbę wierzchołków drzew rozwiązań generowanych dla kolejnych rozbić /dla przykładu w wynikach przedstawionych w tabelicy 1 wzięto liczbę 35, zaś w wynikach pokazanych w tabelicy 2 liczbę 40/. Na taki sposób oceny algorytmu zdecydowano się po to, aby podobną miarą mierzyć wyniki uzyskane dla wszystkich sieci, niezależnie od tego, czy spełniony jest warunek $W_{d_{\min}} = 2 K_{\min}$. Gdyby dla przykładu jako miary jakościowej przyjąć sumę liczby wierzchołków drzew rozwiązań, to dla sieci, dla których spełniony jest warunek $W_{d_{\min}} = 2 K_{\min}$ suma taka była-



Rys. 3. Średnia liczba wierzchołków drzewa rozwiązań



Rys. 4. Średnia głębokość drzewa rozwiązań

By z reguły mniejsza nawet dla większej liczby węzłów w sieci niż dla sieci, w których warunek ten nie jest spełniony /dla przykładu z wydru - ków przedstawionych w tablicach 1 i 2 wynika, że dla sieci o 8 -miu węzłach sumaryczna liczba wierzchołków byłaby równa 50, zaś dla sieci o 7-miu węzłach - 153/.

Na rys.4 przedstawiono zależność średniej głębokości drzew rozwiązań od liczby węzłów w sieci, która wyliczona została jako średnia z maksymalnych głębokości generowanych drzew /dla wyruków w tablicy 1 jest ona równa 20, zaś w tablicy 2 - 18/.

Z uzyskanych wyników wyciągnąć można następujące wnioski:

- najistotniejszy wpływ na liczbę wierzchołków drzewa rozwiązań oraz jego głębokość posiada wielkość d_{\min} /wielkość parametru probabilistycznego/,
- liczba wierzchołków rośnie, gdy rozrzut kosztów kanałów jest niewielki, tzn. gdy koszty kanałów są bardzo zbliżone,
- na sumaryczny czas pracy algorytmu syntezy wpływ ma również spełnienie lub nie warunku $W d_{\min} = 2 K_{\min}$.

Czas obliczeń na komputerze ODRA 1204 dla $W = 10$ /tylko dla $d_{\min}=3$ / mieścił się od 8 minut /minimalny czas/ do 35 minut/maksymalny czas obliczeń/, dla $W = 9$ od 3 minut do 20 minut. Dla $W = 10$ były 2 przypadki zakończenia obliczeń z powodu przekroczenia obszaru pamięci /liczba wierzchołków w drzewie rozwiązań przekroczyła 1300/, zaś dla $W = 9$ wystąpił jeden taki przypadek.

LITERATURA

- [1] Garey M.R, Johnson D.S.: Computers and Intractability. A Guide to the of NP - Completeness. W.H.Freeman and Company, San Francisco 1979
- [2] Hänsler E.: Computational Aspects of Network Reliability Problems. Presented at the NATO Advances Study Institute "New Concepts in Multi-User Communications" Norwich, 4-16, August 1980
- [3] Steiglitz K.: Computational Complexity Theory and Communication Network Problems. Presented at the NATO Advances Study Institute "New Concepts in Multi - User Communications" Norwich 4-16, August 1980
- [4] Zabłudowski A.: Algorytmy optymalizacji struktur topologicznych sieci. Rozprawy ATR, Bydgoszcz 1982
- [5] Zabłudowski A.: A Recursive Method for Network Reliability Measures Evaluation. Ukaże się w Microelectronics and Reliability

ESTIMATION OF SELECTED ALGORITHMS OF EFFICIENCY ANALYSIS
AND SYSTHESIS OF NETWORK

Summary

In the paper, computational results of network analysis and systhesis algorithms are presented. From the results obtained during computation, the efficiency of these algorithms is estimated.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПОСТРОЕНИЯ И СИНТЕЗА СЕТЕЙ

Резюме

В работе представлены и рассмотрены вычислительные результаты алгоритмов служащих для открытия оптимального построения сети при ограниченных надежностях. Полученные результаты относятся как к алгоритмам безотказного анализа, так и к алгоритмам синтеза сетей.

Lech J. Weiss

SYNCHRONICZNA PĘTLA FAZOWA W UKŁADZIE HETERODYNY
ODBIORNIKA RADIOFONICZNEGO

W artykule przedstawiono zasadę generacji częstotliwości lokalnej w odbiorniku superheterodynowym metodą syntezy z wykorzystaniem synchronicznej pętli fazowej oraz podstawowe układy. Przytoczono analizę matematyczną oraz zlinearyzowany model układu SPF. Wreszcie omówiono układ oscylatora lokalnego z zastosowaniem SPF przestrajanego za pomocą programowanego dzielnika częstotliwości impulsów.

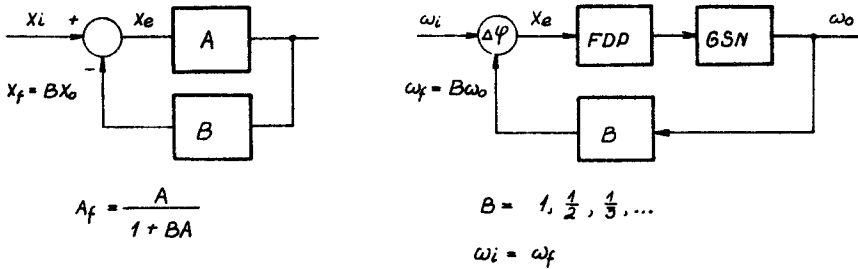
1. Wstęp

Do przenoszenia informacji wykorzystuje się wielkości niosące energię: poziomy napięcia albo prądu, lub też wielkości czasowe - nie niosące energii - częstotliwość, odcinek czasu lub kąt fazowy. Znane ogólnie są zalety wielkości czasowych jako nośników informacji, są nimi przede wszystkim:

- większa dokładność transmisji,
- redukcja wpływu szumów i zakłóceń,
- możliwość wykonywania dokładniejszych elementów wzorcowych.

Pomimo swych zalet, wielkości f, t, φ długo nie znajdowały szerszego zastosowania, ponieważ wymagają one bardziej skomplikowanych układów elektronicznych niż układy, które operują poziomami. Wykorzystanie sygnałów f, t, φ w przekazywaniu informacji wzrosło znacznie w związku z rozwojem obwodów scalonych, zwłaszcza średniej i wielkiej skali integracji. Jednym z ważniejszych układów obróbki sygnałów czasowych jest układ z synchroniczną pętlą fazową - SPF. Pętla ta odpowiada układowi sprzężenia zwrotnego w systemach operujących poziomami, a układ z SPF jest odpowiednikiem wzmacniacza operacyjnego. Podobieństwo polega na tym, że oba układy wykorzystują zjawisko sprzężenia zwrotnego. W poziomych układach sprzężenia zwrotnego sygnałem sterującym jest sygnał błędu będący różnicą poziomów. W układach czasowych sygnałowi błędu odpowiada różnica faz /lub częstotliwości/. Wielkość tę układ musi wydobyć z sygnałów niosących energię.

Jednym z ważniejszych zastosowań układów z SPF jest synteza częstotliwości [4], [6]. Główną zaletą syntezy jest możliwość wytwarzania praktycznie dowolnych częstotliwości wyprowadzonych z jednego wzorca o dużej stabilności. Uzyskane częstotliwości mają również stabilność wzorca.



Rys.1. Analogia między wzmacniaczem operacyjnym sprzężonym zwrotnie a SPF

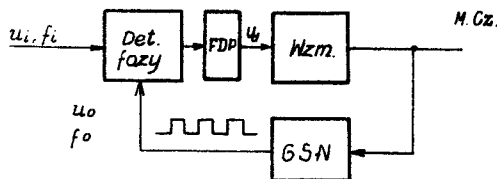
W oparciu o zasadę syntezy z SPF zbudowano oscylator lokalny dla odbiornika superheterodynowego. Zastosowanie SPF w oscylatorze odbiornika miało na celu:

- 1/ ułatwienie dostrajania odbiornika do żądanej stacji nadawczej,
- 2/ możliwość programowania dostrajania,
- 3/ zwiększenie stabilności odbioru.

Poza tym oscylator z SPF pozwala na dodatkowe zastosowanie układu do identyfikacji odbieranej stacji i programu. Ma to duże znaczenie zwłaszcza na falach krótkich i ultrakrótkich.

2. Zasada działania i podstawowe układy SPF

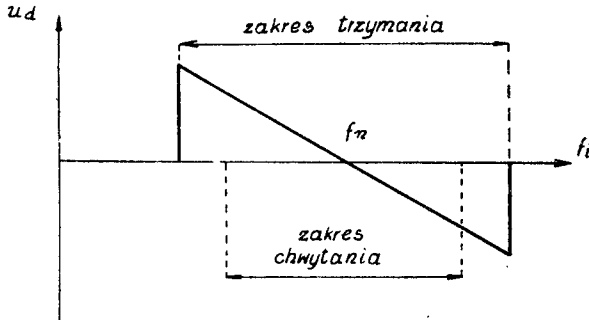
Na rys.2 przedstawiono zasadniczy układ SPF, w którym generator sterowany napięciem /G\$N/ wytwarza napięcie prostokątne \$u_0\$ o częstotliwości \$f_0\$. Częstotliwość \$f_0\$ porównywana jest w detektorze fazy z częstotliwością



Rys.2. Układ SPF jako demodulator częstotliwości

\$f_i\$ przebiegu wejściowego. Jeżeli detektorem fazy jest multiplikatywny stopień mieszający, to w stanie synchronicznym na wyjściu detektora fazy pojawi się napięcie \$u_0\$, którego składowa stała stanowi miarę przesunięcia fazowego między \$u_i\$ i \$u_0\$. Składowa ta zostaje w filtrze dolnoprzepustowym FDP odfiltrowana, wskutek czego uzyskuje się napięcie \$u_d\$. Napięcie to po wzmożeniu użyte jest do sterowania G\$N\$. W wyniku sterowania G\$N\$ napięciem \$u_d\$ przesunięcie fazowe między \$u_i\$ i \$u_0\$ ustala się na wartości \$90^\circ\$.

Napięcie sterujące GSN doprowadzone jest jednocześnie do wyjścia układu. Stan synchronizacji w pętli będzie mógł się ustalić, jeżeli częstotliwość sygnału wejściowego f_i zbliży się dostatecznie do wartości f_n częstotliwości naturalnej /swobodnej/ generatora sterowanego napięciem GSN, to znaczy, jeżeli znajdzie się w tzw. "zakresie chwytania". Po zsynchronizowaniu częstotliwość wejściowa f_i może zmieniać swoją wartość w znacznie szerszych granicach tzw. "zakresu śledzenia", w których stan synchronizacji zostanie utrzymany dzięki sterowaniu GSN zmieniającym swoją wartość



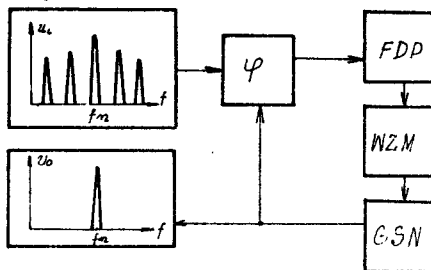
Rys.3. Zakresy chwytania i śledzenia układu z SPF

napięcia u_d . Zakresy "chwytania" i "śledzenia" ilustruje rys.3. W układzie można uzyskać liniową zależność u_d od dewiacji częstotliwości wyrażoną wzorem

$$u_d = k (f_n - f_i) \quad (1)$$

która wskazuje, że układ przedstawiony na rys.2 może być stosowany jako demodulator częstotliwości.

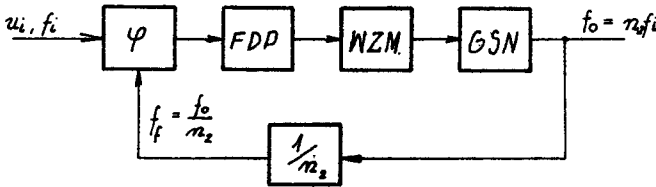
Synchroniczna pętla fazowa może być wykorzystana również jako filtr częstotliwościowy. Odpowiedni układ przedstawiono na rys.4.



Rys.4. Układ SPF jako filtr

Mieszana częstotliwości porównywana jest w detektorze fazowym z częstotliwością f_n dostarczoną z GSN. Synchronizacja następuje z jedną częstotliwością wejściową f_1 , która leży w zakresie chwytania pętli najbliższej częstotliwości naturalnej GSN. GSN zostaje dostrojony do f_1 i ta częstotliwość ukaże się na jego wyjściu, które w tym przypadku jest równocześnie wyjściem układu. Powyższa zasada może być wykorzystana do odfiltrowania jednej z harmonicznych przebiegu silnie odkształconego w celu powielenia częstotliwości.

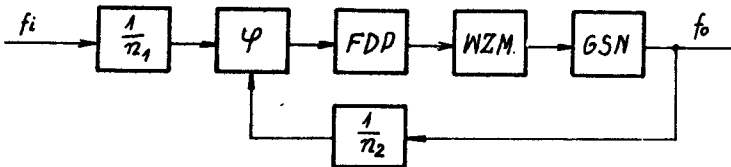
Inną zasadę powielenia częstotliwości ilustruje rys.5. Podobnie jak w przypadku poprzednim wyjście GSN jest wyjściem układu. W obwodzie



Rys.5. SPF w układzie powielacza częstotliwości

sprzężenia zwrotnego włączony jest cyfrowy dzielnik częstotliwości o stosunku podziału $\frac{1}{n_2}$. Dzielnik ten powoduje, że do detektora fazowego dochodzi częstotliwość $f_1 = \frac{f_0}{n_2}$. Synchronizacja w układzie wystąpi dla równości $f_1 = f_f$, co oznacza, że GSN musi generować częstotliwość n -krotnie większą od częstotliwości wejściowej, czyli $f_0 = n_2 f_1$. Za pomocą zmiany stosunku podziału można uzyskać różne częstotliwości na wyjściu, równe całkowitej wielokrotności częstotliwości wejściowej. Układ SPF jest wówczas powielaczem częstotliwości.

W układzie przedstawionym na rys.5 częstotliwość wyjściową można regulować skokowo, ze skokiem równym f_1 . W celu umożliwienia regulacji z mniejszym skokiem niż f_1 włącza się dodatkowy dzielnik częstotliwości o stosunku podziału $\frac{1}{n_1}$ na wejście układu, jak przedstawiono na rys.6. Naj-



Rys.6. Układ SPF jako syntetyzera częstotliwości

mniejszy skok zmiany częstotliwości wynosi wówczas $\frac{f_1}{n_1}$. W powyższym układzie można uzyskać zarówno zwiększenie, jak i zmniejszenie częstotliwości. Częstotliwość wyjściową układu określa wzór

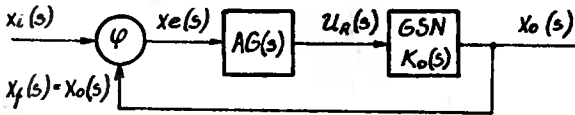
$$f_0 = \frac{n_2}{n_1} f_1 \quad (2)$$

Uzyskiwanie częstotliwości przez mnożenie lub przez podział nazywany syntezą częstotliwości, a odpowiednie przyrządy syntetyzerami.

3. Analiza synchronicznej pętli fazowej

3.1. Właściwości ogólne

Podstawowe właściwości SPF przeanalizujemy na podstawie schematu blokowego układu filtrującego przedstawionego na rys.7. Na wejściu pętli działa



Rys.7. Schemat blokowy SPF w dziedzinie częstotliwości

sygnał $X_i(s)$, a na jej wyjściu występuje $X_o(s)$. Ponadto wyprowadzono następujące oznaczenia:

K_M - stromość przetwarzania detektora fazy $\left[\frac{V}{r_d} \right]$,

A - wzmacnienie,

$G(s) = \frac{1}{1+T_s}$ - transmitancja FDP,

$K_0(s) = \frac{K_0}{s}$ - transmitancja GSN,

K_0 - stromość przetwarzania GSN $\left[\frac{r_d}{V_s} \right]$.

Transmitancja otwartej SPF wyraża się wzorem

$$H(s) = K_M A G(s) K_0(s) \quad (3)$$

lub

$$H(s) = K_M A \frac{1}{1+T_s} \frac{K_0}{s} \quad (4)$$

Transmitancja układu z zamkniętą pętlą

$$H_f(s) = \frac{K_M A \frac{1}{1 + T_S s} \frac{K_0}{s}}{1 + K_M \frac{A}{1 + T_S s} \frac{K_0}{s}} = \frac{X_f(s)}{X_i(s)} \quad (5)$$

$$H_f(s) = \frac{K_M A K_0}{T_S^2 s^2 + s + K_M K_0 A} \quad (6)$$

Transmitancja z zamkniętą pętlą charakteryzuje pętlę. Ze wzoru (6) można wysunąć następujące wnioski:

1. Transmitancja ma charakter członu opóźniającego 2-go rzędu, a więc w pętli mogą powstać drgania. Pętlę należy zaprojektować w taki sposób, by drgania nie mogły powstać.
2. W stanie stacjonarnym /s = 0/ transmitancja przyjmuje wartość równą jedności.
3. W szczególności, gdy w obwodzie sprzężenia zwrotnego zostanie umieszczony człon dzielący $1/n$, to schemat przybiera postać przedstawioną na rys.8, a transmitancja układu z zamkniętą pętlą wyraża się wzorem

$$H_{1f}(s) = \frac{K_M K_0 A}{T_S^2 s^2 + s + K_M K_0 A \frac{1}{n}} \quad (7)$$

gdzie:

$$H_{1f}(s) = \frac{X_0(s)}{X_i(s)}$$

W stanie synchronizacji $H_{1f}(0) = n$, a stąd

$$\frac{X_0(s)}{X_i(s)} = n \quad (8)$$

Stosunek wartości sygnału wyjściowego do wejściowego wynosi n .

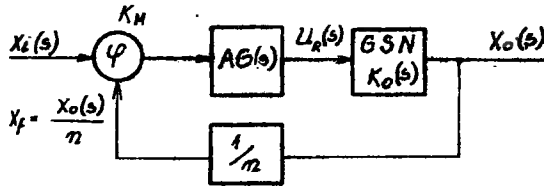
Pozostaje teraz wykazać, że sygnałami $X_0(s)$ oraz $X_i(s)$ są częstotliwości, lub że stosunek tych sygnałów równa się stosunkowi częstotliwości.

3.2. Zlinearyzowany model SPF

Weźmy pod uwagę układ z rysunku 7.

Założmy, że sygnał wejściowy ma postać

$$u_i(t) = U \cos [\omega_i t + \Phi_i(t)] \quad (9)$$



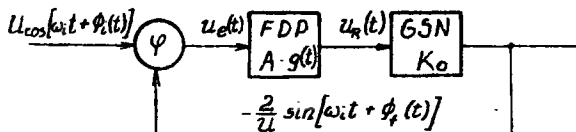
Rys. 8. Schemat blokowy SFF z dzielnikiem sygnału w pętli sprzężenia zwrotnego

a sygnał wyjściowy z GSN wynosi

$$u_f(t) = \frac{-2}{U} \sin [\omega_1(t) + \Phi_f(t)] \quad (10)$$

Założmy również, że detektor fazy jest idealnym układem mnożącym. Na podstawie tych założeń otrzymuje się model pętli w dziedzinie czasu. Po zastosowaniu tożsamości trygonometrycznej $\cos \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)]$ na wyjściu detektora fazy otrzymuje się sygnał

$$u_e(t) = -\sin [2\omega_1 t + \Phi_1(t) + \Phi_f(t)] + \sin [\Phi_1(t) - \Phi_f(t)] \quad (11)$$



Rys. 9. Model SFF w dziedzinie czasu

Filtr dolnoprzepustowy obcina składową wysokoczęstotliwościową ($2\omega_1$), a na jego wyjściu uzyskuje się napięcie regulacyjne $u_R(t)$ sterujące GSN. Napięcie to w dziedzinie czasu wyrażone jest wzorem

$$u_R(t) = A g(t) \sin \Phi_e(t) \quad (12)$$

gdzie:

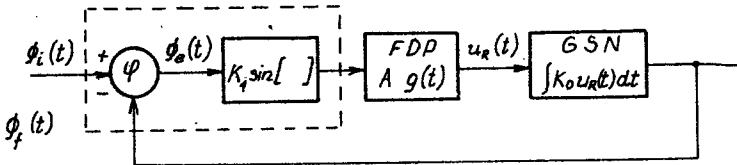
$$\Phi_e(t) = \Phi_1(t) - \Phi_f(t) \quad (13)$$

$g(t)$ - odpowiedź impulsowa FDP

Przy wyżej uczynionych założeniach dewiacja częstotliwości na wyjściu GSN jest proporcjonalna do $u_R(t)$, a zatem pętlę opisuje nieliniowe równanie różniczkowe $\Phi_f'(t) = f[\Phi_e(t)]$, czyli

$$\Delta\omega = \frac{d[\Phi_f(t)]}{dt} = K_0 A g(t) * \sin \Phi_e(t) \quad (14)$$

Rozwiązanie ogólne równania (14) nie jest znane. W celu uzyskania informacji o właściwościach pętli zakładamy stan synchronizacji, który nastąpi przy spełnionym warunku $|\Phi_e(t)| < \frac{\pi}{2}$. Schemat blokowy pętli dla stanu synchronizacji przedstawiony jest na rys. 10.



Rys.10. Model SPF w dziedzinie czasu dla stanu synchronizacji

Na podstawie rys.10 można przyjąć, że wielkościami wejściową i wyjściową są fazy sygnałów. Model detektora fazy został utworzony na podstawie równości (12) i (13), na podstawie następującego rozumowania: Detektor fazy, będąc idealnym układem mnożącym, tworzy funkcję sinusową z sygnału błędu wyrażonego różnicą faz. Wobec powyższego, detektor ten został zastąpiony układem odejmującym i połączonym za nim członem wytwarzającym funkcję sinusową. Człon GSN dokonuje tutaj operacji całkowania, ponieważ wielkością wyjściową jest kąt fazowy. Człon FDP pozostaje bez zmian. Model na rys. 10 przedstawiony jest w dziedzinie czasu. Jeżeli założymy teraz, że sygnał wejściowy ma postać

$$\Phi_1(t) = \Delta\omega_1 t + \Phi_1'(t) \quad (15)$$

gdzie:

$\Delta\omega_1$ - statyczne odchylenie od środkowej wartości częstotliwości wejściowej ω_1

$\Phi_1'(t)$ - dynamiczna modulacja sygnału

to w przypadku stanu synchronicznego odpowiedź pętli będzie miała postać

$$\Phi_f(t) = \Delta\omega_1(t) + \dot{\Phi}'_f(t) + \Phi_0 \quad (16)$$

gdzie:

Φ_0 - stały błąd fazy

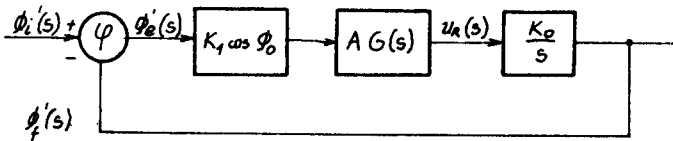
$\dot{\Phi}'_f(t)$ - odpowiedź na modulację dynamiczną

Jeżeli bezwzględna wartość dynamicznego sygnału błędu fazy jest do - statecznie mała, tj. jeżeli $|\dot{\Phi}'_e(t)| = |\dot{\Phi}'_1(t) - \dot{\Phi}'_f(t)| \ll 1$ rd, to $\sin \dot{\Phi}'_e(t) \approx \dot{\Phi}'_e(t)$. Po dokonaniu przekształcenia wzoru (14) i zastosowaniu transformacji Laplace'a uzyskuje się linearyzowany model pętli w dziedzinie częstotliwości wyrażony wzorami

$$\frac{\sin \Phi_0}{\Delta\omega_1} = - \frac{1}{K_0 K_1 AG(0)} \quad (17)^*$$

$$s \dot{\Phi}'_f(s) = K_1 K_0 \cos \Phi_0 AG(s) [\dot{\Phi}'_1(s) - \dot{\Phi}'_f(s)] \quad (18)$$

Równania (17) i (18) przedstawiają sobą odpowiednio statyczne i dynamiczne równanie śledzenia, a odpowiedni schemat blokowy dla przebiegów dynamicznych przedstawiony jest na rys.11.



Rys.11. Linearyzowany model SPF

Równanie (18) można doprowadzić do postaci

$$\frac{\dot{\Phi}'_f(s)}{\dot{\Phi}'_1(s)} = \frac{K_1 \cos \Phi_0 AG(s) K_0}{s + K_1 \cos \Phi_0 AG(s) K_0} = \frac{KG(s)}{s + KG(s)} \quad (19)$$

Wzór (19) określa transmitancję pętli. Ponieważ stosunek kątów fazowych na wejściu i wyjściu powstałych w jednym czasie równa się stosunkowi częstotliwości, zatem transmitancja pętli równa się stosunkowi częstotli-

* Wyprowadzenie wzoru (17) patrz dodatek

wości, co postulowano w związku ze wzorem (8).

Powyższej analizie dokonano w założeniu, że wszystkie człony pętli działają analogowo. Możliwe jest także zastosowanie w pętli wszystkich lub niektórych jej członów o działaniu dyskretnym. W tych przypadkach pętla nazywa się dyskretną lub hybrydową.

3.3. Działanie SPF w zakresie liniowym

Rozważmy zakres śledzenia dla statycznych odchyłeń częstotliwości. Na podstawie równania (17) możemy napisać

$$\Phi_0 = - \arcsin \frac{\Delta\omega_1}{KG(0)} \quad (20)$$

Dla małych kątów $\Phi_0 \ll 1$ rd równanie (20) przybiera postać

$$\Phi_0 \cong - \frac{\Delta\omega_1}{KG(0)}$$

gdzie:

$G(0)$ - wzmacnienie FDP dla prądu stałego

Zakres śledzenia dla statycznych zmian częstotliwości wynosi zatem

$$|\Delta\omega_1|_{s1} \leq KG(0) \left[\frac{\text{rd}}{s} \right] \quad (21)$$

Odpowiedź pętli otwartej i zamkniętej na sygnał wejściowy modulowany z małą dewiacją, tj. $\Phi_1(t) \ll 1$ rd, $\Delta\omega_1 = 0$, $\Phi_0 = 0$ określają wzory (22) i (23).

Dla pętli otwartej mamy /por. rys.11/

$$\left. \frac{\Phi_f}{\Phi_1}(s) \right|_0 = \frac{KG(s)}{s} \quad (22)$$

$$K = K_1 K_0 A$$

Dla pętli zamkniętej

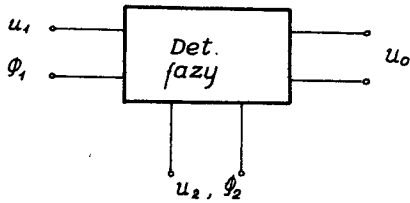
$$\left. \frac{\Phi_f}{\Phi_1}(s) \right|_z = \frac{KG(s)}{s + KG(s)} = \frac{KG(s)}{s + KG(s)} \quad (23)$$

Wzór (23) dostarcza kryterium stabilności zamkniętej pętli, a mianowicie wyrażenie $s + KG(s)$ nie może zawierać zer w prawej płaszczyźnie s .

4. Uwagi na temat bloków układu SPF

4.1. Detektor fazy

Detektor fazy jest trójwrotnikiem posiadającym dwa wejścia i jedno wyjście, jak przedstawiono na rys.12. Detektor fazy musi zawierać element

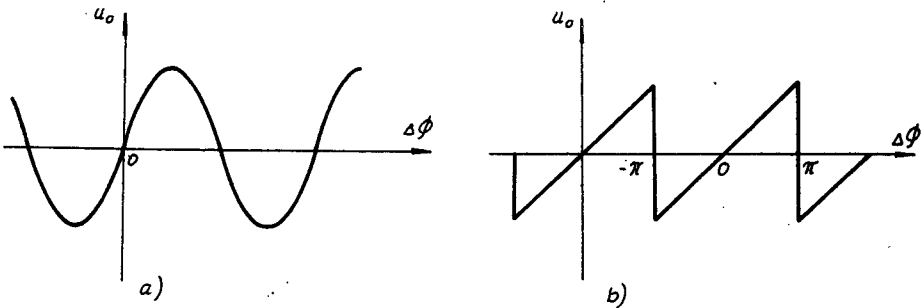


Rys.12. Schemat blokowy detektora fazy

nieliniowy, na którym wytworzy się składowa stała zgodnie ze wzorem

$$u_0 \doteq f(\Phi_2 - \Phi_1) \quad (24)$$

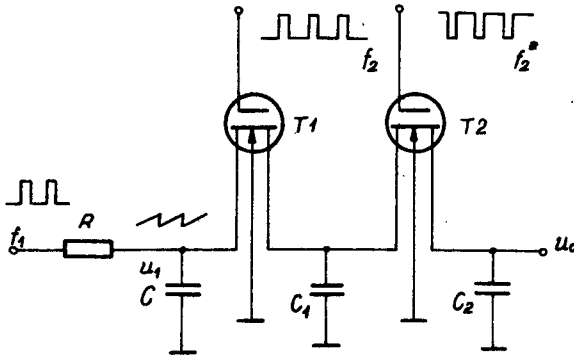
Wzór (24) określa charakterystykę detektora fazy. Przykłady najczęściej stosowanych w układach SPF charakterystyk - sinusoidalnej i liniowej - przedstawiono na rys.13.



Rys.13. Przykłady charakterystyk detektora fazy
a/ charakterystyka sinusoidalna
b/ charakterystyka liniowa

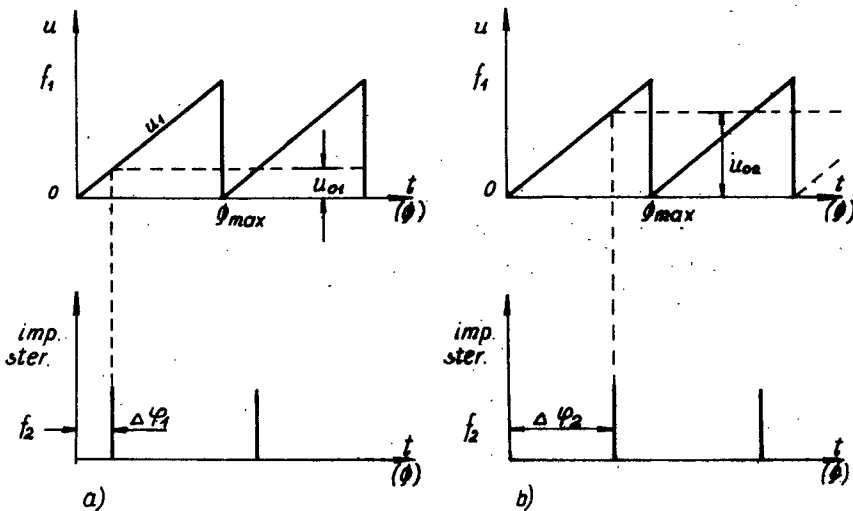
Detektory mogą pracować analogowo lub impulsowo, przy czym mogą to być układy zrównoważone, eliminujące jedno z napięć wejściowych lub odwrotnie zrównoważone, eliminujące na wyjściu oba napięcia wejściowe. Na

rys.14 przedstawiono przykład podwójnie zrównoważonego, impulsowego detektora fazy, szczególnie dogodnego do stosowania w systemach z SPF.



Rys.14. Przekład impulsowego detektora fazy

Działanie detektora jest następujące: Impulsy wejściowe o częstotliwości f_1 powodują okresowe ładowanie kondensatora C, wytwarzając na nim napięcie liniowe. Impulsy taktujące o częstotliwości f_2 powodują okresowe zamykanie tranzystora T_1 i zwieranie tranzystora T_2 , dzięki czemu napięcie u_1 z pojemności C zostaje odfiltrowane i przeniesione na wyjście. Napięcie wyjściowe u_0 jest proporcjonalne do różnicy faz $\Delta\varphi$, przy czym musi być spełniony warunek $\Delta\varphi \leq \Phi_{max}$, co ilustruje rys.15. Napięcie wyjściowe



Rys.15. Przebiegi wejściowe, wyjściowe i sterujące w detektorze fazy z rys.14
 a/ w przypadku małej $\Delta\varphi$
 b/ w przypadku dużej $\Delta\varphi$

określone jest wzorem

$$u_0 = k\Delta\varphi \quad (25)$$

gdzie:

k - stromość narastania napięcia liniowego

Impulsy sterujące źródło tranzystora T_2 uzyskuje się przez odwrócenie fazy napięcia o częstotliwości f_2 .

4.2. Generator sterowany napięciem

Zadaniem generatora sterowanego napięciem jest przetworzenie napięcia regulującego $u_R(t)$ na zmianę częstotliwości $\Delta\omega$ generatora. Generator scharakteryzowany jest zatem stromością przetwarzania wyrażoną wzorem

$$K_0 = \frac{d\omega}{du_R(t)} \quad (26)$$

Dla celów analizy układu SPF stosuje się niejednokrotnie transformatę Laplace'a tej wielkości. Transformata ta wyraża się wzorem

$$K_0(s) = \int_0^{\infty} K_0 e^{-st} dt = \frac{K_0}{s} \quad (27)$$

Jakkolwiek w syntezyzerach częstotliwości stosuje się zarówno generatory drgań sinusoidalnych, jak i prostokątnych, oscylator pracujący jako heterodyna w odbiorniku radiofonicznym powinien wytwarzać drgania czysto sinusoidalne.

4.3. Filtr w obwodzie SPF

Ze wzoru (3) wynika, że transmitancję $H(s)$ pętli można kształtować za pomocą doboru transmitancji $G(s)$ filtra. W najprostszym przypadku bez filtracji, tj. dla $G(s) = 1$ uzyskuje się dla zamkniętej pętli transmitancję pierwszego rzędu wyrażoną wzorem

$$H_f(s) = \frac{K_M AK_0}{s + K_M AK_0} \quad (28)$$

Transmitancja zamkniętej pętli w przypadku $G(s) = 1$ ma charakter dolnoprzepustowy. Zastosowanie filtra o transmitancji pierwszego rzędu o postaci ogólnej

$$G(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \quad (29)$$

powoduje, że wyrażenie na transmitancję zamkniętej SPF zawiera zmienną s w drugiej potęgze /por.wzór (6)/. Pętla taka nazywa się pętlą drugiego rzędu. Dla $G(s)$ opisanego wzorem (29) transmitancja zamkniętej SPF ma postać

$$\frac{\Phi_0(s)}{\Phi_1(s)} = \frac{K \frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1}}{s^2 + \frac{s}{\tau_1} + \frac{K}{\tau_1} (1 + \tau_2 s)} \quad (30)$$

gdzie:

$$K = K_M A K_0$$

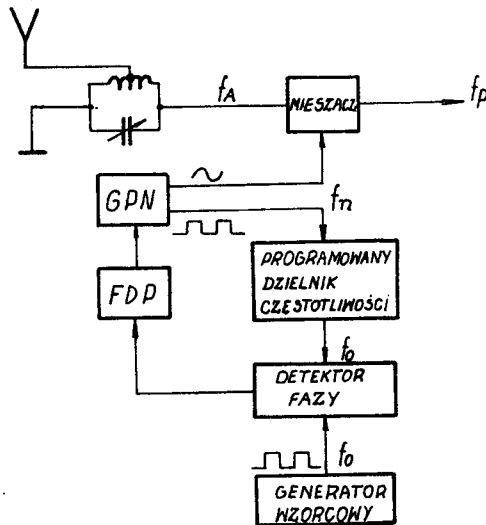
Jak wynika z równań (28) i (30), charakterystyka filtru ma zasadniczy wpływ na charakterystykę SPF. Duża stała czasowa τ_1 ogranicza pasmo szumowe, lecz zwiększa bezwładność pętli. Filtr opisany równaniem (29) jest szczególnie korzystny do stosowania w syntezie częstotliwości, ze względu na możliwość uzyskania stosunkowo wąskiego pasma szumowego i zadowalająco małej bezwładności pętli. Pętla drugiego rzędu może się jednak wzbudzić, na co zwrócono uwagę w punkcie 3.1.

5. SPF w układzie heterodyny

5.1. Układ części wielkoczęstotliwościowej odbiornika

Zadaniem heterodyny w odbiorniku radiofonicznym jest wytworzenie częstotliwości większej od częstotliwości nośnej odbieranej stacji o wartości częstotliwości pośredniej. Zastosowanie SPF w układzie heterodynym na celu wykorzystanie metody syntezy częstotliwości do wytwarzania drgań, a dzięki temu osiągnięcie dużej ich stabilności i łatwości dostrajania odbiornika do żądanej stacji nadawczej. Synteza z wykorzystaniem SPF umożliwia przestrajanie oscylatora w sposób skokowy. Dla umożliwienia prawidłowego dostrajania odbiornika do żądanej stacji w zakresie fal średnich i krótkich, największa wartość elementarnego skoku zwanego krokiem syntezy nie powinna przekraczać 1 kHz [11]. Dogodny układ realizacji heterodyny pracującej na zasadzie syntezy częstotliwości z wykorzystaniem SPF został przedstawiony na rys.6. Krok syntezy w tym układzie wynosi $\frac{f_1}{n_1}$, przy czym $f_1 = f_0$ jest częstotliwością oscylatora wzorcowego o dużejⁿ¹ stałości częstotliwości.

Część wielkoczęstotliwościową odbiornika radiofonicznego można więc zrealizować w układzie przedstawionym na rys.16. Blokiem umożliwiającym



Rys.16. Część wielkoczęstotliwościowa odbiornika radiofonicznego z heterodyną zawierającą SPF

f_A - częstotliwość odbieranej stacji

f_h - częstotliwość heterodyny

f_p - częstotliwość pośrednia

f_0 - krok syntezy

dostrojenie odbiornika do wybranej stacji jest programowany dzielnik częstotliwości. Generator przestrajany napięciem ma dwa wyjścia: jedno z przebiegiem sinusoidalnym, drugie z prostokątnym.

5.2. Programowany dzielnik częstotliwości

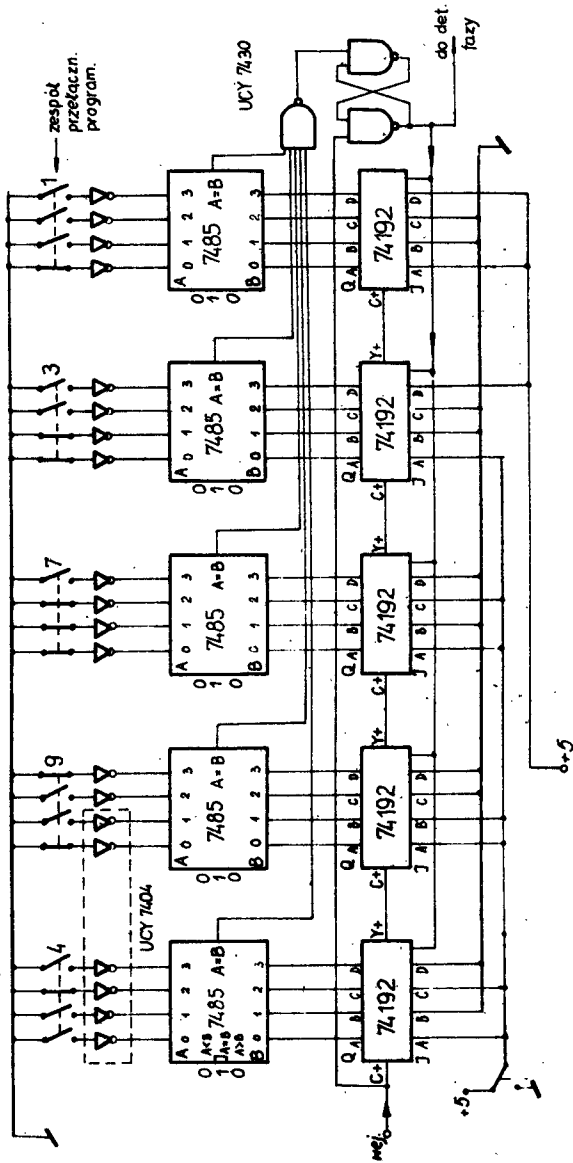
Programowany dzielnik częstotliwości powinien realizować działanie

$$\frac{f_n}{N} = f_0 \quad (31)$$

We wzorze (31) N jest dającym się nastawić modułem licznika. Dla ułatwienia strojenia pożądane jest, by N było równe częstotliwości odbieranej stacji wyrażonej w kilohercach. Jest to możliwe, gdy krok syntezy $f_0 = 1$ kHz. Dla powyższych warunków wzór (31) można zapisać w następującej postaci

$$\frac{f_A + f_p}{f_A} = f_0 \quad (32)$$

Zgodnie ze wzorem (32) realizacja liczby równej f_h [kHz] następuje przez stałe przyłożenie na wejścia programujące licznika liczby będącej dopeł -



Licznik w pozycji 13794

Rys.17. Schemat ideowy programowanego dzielnika częstotliwości wg [11]

nieniem częstotliwości pośredniej do pojemności licznika plus jeden oraz przez skasowanie licznika, gdy na jego wyjściu wystąpi liczba równa f_A [kHz]. Liczba ta jest równa modułowi licznika. Licznik zlicza wówczas czas w cyklu $f_p + f_A$. Możliwość nastawieniażądanego modułu uzyskuje się za pomocą bloku programowanych komparatorów.

Przykład rozwiązania programowanego dzielnika częstotliwości wg [11] przedstawiono na rys.17. Układ składa się z bloku przycisków do zadania częstotliwości odbieranej stacji, bloku komparatorów, zespołu liczników oraz bloku zadawania wartości dopełnienia częstotliwości pośredniej do pojemności licznika plus jeden. Wybieranie żądanej stacji /której częstotliwość jest znana/ odbywa się przez ustawienie liczby równej częstotliwości f_A [kHz] za pomocą przełączników. Przełączniki tworzą 5 grup. Każda grupa zadaje jedną cyfrę liczby pięciocyfrowej, przy czym cyfry dziesiętne przedstawione są w kodzie BCD. Przełączniki poprzez inwertery sterują wejściami A komparatorów. Na wejścia B komparatorów podawane są impulsy poszczególnych wyjść zespołu liczników. Za pomocą bloku wpisu dopełnienia nastawia się na wejściach programujących liczników liczbę równą dopełnieniu częstotliwości pośredniej do pojemności licznika plus jeden. W wykonanym modelu istnieje możliwość pracy przy jednej z dwóch wartości częstotliwości pośredniej 465 lub 2000 kHz.

6. Zakończenie

Dostrajanie odbiornika z synteza częstotliwości, działająca z wykorzystaniem SPF, wymaga znajomości częstotliwości nośnych odbieranych stacji. W odbiorniku z heterodyną pracującą w układzie jak na rys.17 częstotliwość nośna odbieranej stacji określona jest położeniem przycisków wybierających częstotliwość. Znane są rozwiązania, w których żadaną częstotliwość wybiera się za pomocą jednej dekady klawiatury dziesiętnej. Wybrana stację wykazuje wówczas liczba uwidoczniiona na wskaźniku cyfrowym lub wskazanie cyfrowego miernika częstotliwości. W obu przypadkach do zidentyfikowania odbieranej stacji konieczne jest korzystanie z tablicy zawierającej dane o częstotliwości danej stacji, a także o odległości nadajnika od odbiornika.

Ostatnio [3], [4] pojawiły się odbiorniki, w których możliwa jest automatyczna identyfikacja odbieranej stacji. Identyfikacji dokonuje znajdujący się wewnątrz odbiornika mikrokomputer na podstawie wprowadzonych do jego pamięci informacji o częstotliwościach, numerach programów oraz o położeniach stacji nadawczych i odbiornika. Tego rodzaju automatyka jest pożyteczna szczególnie przy odbiorze na falach ultrakrótkich.

Dodatek

Dewiacja częstotliwości na wyjściu pętli określona jest wzorem (14)

$$\Delta\omega = \frac{d\Phi_f(t)}{dt} = k_o A g(t) * \sin \Phi_e(t) \quad (14)$$

Zakładamy, że sygnał wejściowy opisany jest wzorem

$$\Phi_1(t) = \Delta\omega_1 t + \Phi_1'(t) \quad (15)$$

a odpowiedź pętli na tych sygnałach ma postać

$$\Phi_f(t) = \Delta\omega_1 t + \Phi_f'(t) + \Phi_o \quad (16)$$

Po podstawieniu (15) i (16) do (14) otrzymuje się

$$\Delta\omega_1 + \frac{d\Phi_f'(t)}{dt} = k_o A g(t) * \sin [\Phi_e'(t) - \Phi_o] \quad (17)$$

gdzie:

$$\Phi_e'(t) = \Phi_1'(t) - \Phi_f'(t) \text{ oznacza błąd dynamiczny}$$

Jeżeli błąd dynamiczny $\Phi_e'(t) \ll 1$ rd, funkcję sinusową we wzorze (17) można aproksymować

$$\begin{aligned} \sin [\Phi_e'(t) - \Phi_o] &= \sin \Phi_e'(t) \cos \Phi_o - \cos \Phi_e'(t) \sin \Phi_o \quad (18) \\ &\cong \Phi_e'(t) \cos \Phi_o - \sin \Phi_o \end{aligned}$$

Równanie (17) można napisać w dwu częściach

$$\Delta\omega_1 = -k_o A g(t) * \sin \Phi_o \quad (19)$$

oraz

$$\frac{d\Phi_f'(t)}{dt} = k_o A \cos \Phi_o g(t) * [\Phi_1'(t) - \Phi_f'(t)] \quad (20)$$

Część pierwsza (19) równania opisuje stan statyczny, a część (20) jest linearyzowanym równaniem dla stanu dynamicznego.

Stosując przekształcenie Laplace'a, otrzymuje się

$$\frac{\sin \Phi_o}{\Delta\omega_1} = - \frac{1}{k_o A G(o)} \quad (21)$$

oraz

$$s \Phi_f'(s) = k_1 k_o A \cos \Phi_o G(s) [\Phi_1'(s) - \Phi_f'(s)] \quad (22)$$

co należało okazać.

LITERATURA

- [1] Jerzewski M., Szkudliński W.: Generatory synchronizowane i ich zastosowanie. WNT, Warszawa 1981
- [2] Kasztanowicz M.: Phase-Locked-Loop Systems in der Praxis. Funkschau 7/76, 257
- [3] Keller H., Edenhuber W.: FM/AM - Preceiver RP-102. Funkschau 17/80, s.75
- [4] Keller H.: FM - Synthesiser - Tuner mit automatischer Sender-Identifikation. Funkschau 23/81, 69
- [5] Klapper J., Frankle J.T.: Phase-Locked and Frequency-Feedback Systems Academic Press 1972 N.Y., San Francisco, London
- [6] Manassevitsch V.: Frequency Synthesizers Theory and Design. John Wiley & Sons. 1976
- [7] Nadachowski M., Kulka Z.: Analogowe układy scalone. WKiŁ, Warszawa 1979
- [8] Piwnicki K.: Analogowe syntetyzery częstotliwości. Rozprawy Elektro - techniczne 1976, 22, 2.1. 85 - 118
- [9] Rudnicki C., Gomuła R.: Analogowe układy scalone w sprzęcie radiowo - telewizyjnym. WKiŁ, Warszawa 1978
- [10] Sulzer P.: Phasengeregelte Oszillatoren. Elektronik 1974, z.11, 425
- [11] Waszak H.: Oscylator lokalny z pętlą synchronizacji fazowej w odbiorniku radiowym. Praca dyplomowa magisterska. Inst. Telekomunikacji i Elektrotechniki ATR, Bydgoszcz 1980

PHASE - LOCKED - LOOP IN LOCAL OSCILLATOR OF SUPERHET RECEIVER

Summary

In the paper, the principle of generation of local frequency in a superhet receiver, by means of a phase-locked-loop system, and basic circuits are presented. There are also given a mathematical analysis of a PLL system and its linearized model. Finally, a circuit of a local oscillator tuned by means of a programmable frequency divider is described.

СИНХРОННАЯ ФАЗОВАЯ ЦЕПЬ В СИСТЕМЕ ГЕТЕРОДИНА РАДИОПРИЁМНИКА

Резюме

В статье представлен принцип генерации местной частоты в супергетеродинном приёмнике методом синтеза с использованием синхронной фазовой петли и основные системы. Представлен математический анализ, а также линеаризованная модель системы. Рассмотрена система локального осциллятора с применением перестроенного с помощью делителя частоты.



A.A.Wronkowska
A.Wronkowski

ZASTOSOWANIE STATYCZNEGO ELIPSO-REFLEKTOMETRU DO BADANIA PEWNYCH
PROCESÓW ELEKTRODOWYCH
I. PODSTAWY TEORETYCZNE. UKŁAD POMIAROWY*

Przedstawiono podstawy teoretyczne oraz metodę pomiaru parametrów Ψ , Δ , $(\delta R/R)^P$ i $(\delta R/R)^S$ badanej powierzchni podczas odwracalnych procesów elektrodowych za pomocą statycznego elipso-reflektometru. Przedyskutowano możliwości jak i ograniczenia proponowanej metody w badaniach procesów elektrodowych.

1. Wstęp

Fizyczne własności powierzchni oraz cienkich warstw metali, półprzewodników i dielektryków są interesujące zarówno ze względów teoretycznych, jak i praktycznych. Jednym ze źródeł informacji o powierzchni metali i cienkich warstwach są badania ich własności optycznych. Do tego celu może służyć grupa technik polaryzacyjnych.

Elipsometria odbiciowa jest gałęzią spektroskopii optycznej, która zajmuje się pomiarem i interpretacją zmiany stanu polaryzacji odbitej fali świetlnej w sensie fizycznych własności badanego układu. Stan polaryzacji musi być określony przez dwie wielkości, np. różnicę faz i stosunek amplitud ortogonalnych składowych pola elektrycznego fali świetlnej. Pomiar sprowadza się do wyznaczenia wartości parametrów Ψ i Δ charakteryzujących zmianę stanu polaryzacji światła odbitego od badanej powierzchni, przy czym Δ jest różnicą stałych fazowych fali odbitej i padającej o drganiach pola elektrycznego w płaszczyźnie padania /p/ i prostopadłych do płaszczyzny padania /s/

$$\Delta = (\delta^P - \delta^S)_r - (\delta^P - \delta^S)_i = \Delta^P - \Delta^S \quad (1)$$

a

$$\Psi = \arctg \frac{|r^P|}{|r^S|} \quad (2)$$

gdzie:

$|r^P|$ i $|r^S|$ - moduły amplitudowych współczynników Fresnela odpowied-

*Praca została częściowo zrealizowana w ramach Programu Rządowego nr 3

nio dla drgań równoległych i prostopadłych do płaszczyzny padania

$$r^P = \frac{E_r^P}{E_i^P} = |r^P| e^{i \Delta^P}, \quad r^S = \frac{E_r^S}{E_i^S} = |r^S| e^{i \Delta^S} \quad (3)$$

gdzie:

$E_i^{P,S}$ i $E_r^{P,S}$ - zespolone amplitudy pola elektrycznego fali padającej i odbitej

Stosunek współczynników fresnelowskich stanowi podstawowe równanie elipsometrii

$$\frac{r^P}{r^S} = \operatorname{tg} \Psi e^{i\Delta} \quad (4)$$

Możliwość pomiaru bezpośrednio zmian fazowych czyni z elipsometrii bardzo czułą technikę wykrywania obecności cienkich warstw na powierzchni odbijającej z dokładnością nawet do ułamka monowarstwy. Ponadto elipsometria jest metodą nieniszczącą oraz w przeciwieństwie do szeregu spektroskopii elektronowych, które dostarczają bardziej szczegółowych informacji o wiązaniach elektronowych lub strukturze powierzchniowej, lecz wymagają ultrawysokiej próżni - może być stosowana przy dowolnych ciśnieniach, a także w środowiskach ciekłych. Powyższe zalety są ważne dla szeregu naukowych i technologicznych zastosowań w takich dziedzinach jak: spektroskopia optyczna, elektrochemia, biologia, technologia obwodów scalonych, badania materiałowe.

Jako metoda badawcza elipsometria znana jest od końca XIX wieku [7], ale prawdziwy jej rozkwit przypada na koniec lat sześćdziesiątych i lata siedemdziesiąte obecnego stulecia, co wiąże się z erą szybkich mini-komputerów umożliwiających numeryczne rozwiązywanie równań elipsometrii i znajdowanie wielkości charakteryzujących własności układu, takich jak: współczynnik załamania i grubość warstwy zewnętrznej.

Celem przedstawionej pracy jest propozycja połączenia w badaniu procesów tworzenia warstw zewnętrznych na powierzchni metali zwykłego statycznego elipsometru z pomiarami reflektometrycznymi. Powiększenie ilości zmierzonych wielkości pozwala bardzo często jednoznacznie określić własności optyczne warstwy oraz jej grubość.

2. Układy pomiarowe

Wszystkie stosowane układy pomiarowe można podzielić na dwie grupy:

a/ układy zerowe,

b/ układy niezerowe,

z których każda może być realizowana w sposób statyczny /manualny/lub automatyczny.

W układach zerowych pomiar polega na wyznaczeniu azymutów liniowych układów polaryzujących w położeniu gaszenia lub minimum natężenia światła rejestrowanego przez detektor. Często stosowany jest tzw. układ PQSA /polaryzator, kompensator, badana powierzchnia, analizator/. Fresnelowski stosunek amplitud w takim układzie, po odbiciu światła od powierzchni próbki, w przypadku idealnego kompensatora-ćwierćfalówki, ma postać [1]

$$\frac{r',P}{r',S} = \frac{r^P}{r^S} \cdot \frac{1 + i \operatorname{tg} Q \operatorname{tg}(P - Q)}{\operatorname{tg} Q - i \operatorname{tg}(P - Q)} \quad (5)$$

gdzie:

P i Q - azymuty polaryzatora i kompensatora względem płaszczyzny padania

Dla $Q = \pi/4$

$$\frac{r',P}{r',S} = \operatorname{tg} \Psi e^{i\Delta} e^{i(2P - \pi/2)} = \operatorname{tg} \Psi e^{i(\Delta + \Gamma)} \quad (6)$$

Ideą metody jest zmiana polaryzacji eliptycznej na liniową w wyniku odbicia fali świetlnej od powierzchni S, a wtedy

$$\Delta = \pi/2 - 2P \quad \text{lub} \quad \Delta = \pi/2 + 2P \quad \text{i} \quad \operatorname{tg} \Psi = \pm \operatorname{tg} A$$

gdzie:

P i A - azymuty polaryzatora i analizatora w położeniu gaszenia

W układach zerowych Ψ i Δ mogą być określone z dużą dokładnością. Nie jest konieczna znajomość dokładnej charakterystyki fotodetektora, źródło światła nie musi być stabilne. Wadą jest stosunkowo długi, rzędu minut, czas trwania pomiaru, co eliminuje badanie procesów szybkozmiennych.

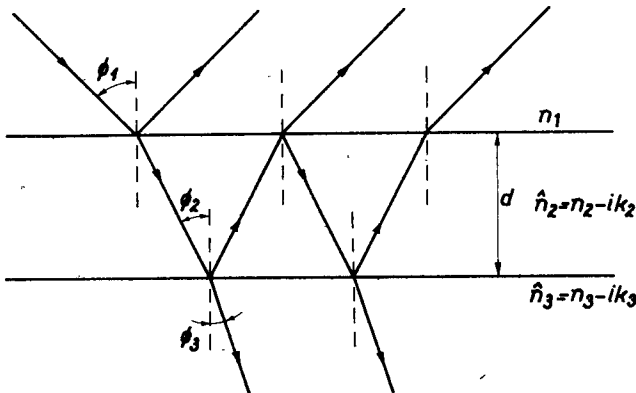
Niezerowe metody wyznaczania parametrów elipsometrycznych opierają się na pomiarze natężenia światła przy kilku różnych ustawieniach elementów polaryzujących lub analizie zmian natężenia i fazy sygnału fali odbitej. Układy niezerowe nie wymagają stosowania kompensatora i łatwo poddają się automatyzacji.

W układach automatycznych jeden z elementów /rzadziej dwa/ jest ruchomy /najczęściej stosuje się wirujący analizator/ albo wykorzystuje się techniki modulacyjne. W tych ostatnich elipsometrach podstawowym problemem jest elektronika stowarzyszona z układem oraz numeryczna obróbka uzyskanych danych. Dlatego dobre elipsometry automatyczne są układami złożonymi i odpowiednio drogimi. Mają one tę zaletę, że umożliwiają obserwację zmian Ψ i Δ oraz współczynnika odbicia światła w czasie szybko przebiegających procesów powierzchniowych, jak proces utleniania i redukcji powierzchni elektrody w komorze elektrochemicznej.

W literaturze spotykane są prace, których autorzy przy wyznaczaniu chwilowych wartości Ψ , Δ i względnych zmian natężenia światła odbitego w badaniu pewnych procesów powierzchniowych posługują się zwykłymi statycznymi elipsometrami, przystosowanymi do pomiarów reflektometrycznych, np. [2], [6], [8], [9], [12]. Pojawiają się propozycje nowych urządzeń pomiarowych [4], [14], które można by nazwać elipsometrami wielokanałowymi lub wielowiązkowymi. Ich celem jest jednoczesny pomiar, w bardzo krótkim czasie, zmian wszystkich interesujących wielkości Ψ , Δ , $\delta R/R$ /przez wyznaczenie natężeń światła wychodzącego z układu przy ustalonych kilku azymutach PQA. Wadą ostatnich urządzeń jest zbieranie informacji z różnych punktów powierzchni, co przy niejednorodności powierzchni i procesów powierzchniowych czyni te informacje mało użytecznymi.

3. Własności optyczne substancji pokrytych warstwami zewnętrznymi

Rozważmy sytuację, gdy wiązka fal monochromatycznych biegnących w ośrodku /1/ pada na powierzchnię próbki /3/ pokrytą cienką warstwą zewnętrzną /2/. O powierzchni zakładamy, że jest idealnie gładka, warstwa jest równoległa, a ośrodki jednorodne i izotropowe. Fala świetlna padająca na granicę dwu ośrodków o różnych własnościach optycznych ulega częściowemu odbiciu i załamaniu. W obszarze warstwy powierzchniowej istnieje możliwość powstania fal wielokrotnie odbitych /rys.1/.



Rys.1. Najprostszy model powierzchni pokrytej warstwą zewnętrzną

W przypadku ośrodka absorbującego światło, współczynnik załamania zapisujemy w formie zespolonej

$$\hat{n} = n - ik \quad (7)$$

gdzie:

n i k - stałe optyczne układu

Różnica faz pomiędzy promieniami odbitymi jest funkcją grubości warstwy d , kąta padania $\hat{\theta}_1$, długości fali światła padającego λ oraz współczynnika załamania warstwy zewnętrznej \hat{n}_2 . Po odpowiednich przekształceniach i wyrażeniu wypadkowej amplitudy wiązki odbitej przez sumę amplitud wiązek składowych, zespolone współczynniki Fresnela dla powierzchni pokrytej warstwą przyjmują postać

$$r^{p,s} = \frac{r_{12}^{p,s} + r_{23}^{p,s} \exp(-4\pi i \hat{n}_2 d \cos \hat{\theta}_2 / \lambda)}{1 + r_{12}^{p,s} r_{23}^{p,s} \exp(-4\pi i \hat{n}_2 d \cos \hat{\theta}_2 / \lambda)} =$$

$$= |r^{p,s}| e^{i\Delta^{p,s}} \quad (8)$$

przy czym

$$r_{1j}^p = \frac{\hat{n}_j \cos \hat{\theta}_1 - \hat{n}_1 \cos \hat{\theta}_j}{\hat{n}_j \cos \hat{\theta}_1 + \hat{n}_1 \cos \hat{\theta}_j} \quad (9)$$

i

$$r_{1j}^s = \frac{\hat{n}_j \cos \hat{\theta}_1 - \hat{n}_j \cos \hat{\theta}_j}{\hat{n}_j \cos \hat{\theta}_1 + \hat{n}_j \cos \hat{\theta}_j} \quad (10)$$

są indywidualnymi zespolonymi amplitudowymi współczynnikami fresnelowskimi odbicia. Z kolei całkowity /energetyczny/ współczynnik odbicia dla danej powierzchni określa się następująco

$$R = \frac{I_r}{I_i} = \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (11)$$

Gdy wektor \vec{E}_i fali padającej tworzy z płaszczyzną padania kąt α , natężenie fali padającej jest równe

$$I_i = I_i^p + I_i^s = \frac{I_i^p}{\cos^2 \alpha} = \frac{I_i^s}{\sin^2 \alpha} \quad (12)$$

a fali odbitej

$$I_r = I_r^p + I_r^s \quad (13)$$

$$R = \frac{I_r^p}{I_i^p} \cos^2 \alpha + \frac{I_r^s}{I_i^s} \sin^2 \alpha = R^p \cos^2 \alpha + R^s \sin^2 \alpha \quad (14)$$

lub inaczej

$$R = r_r^p r^p \cos^2 \alpha + r_r^s r^s \sin^2 \alpha \quad (15)$$

W elipsometrii zwykle $\alpha = 45^\circ$ i związek (15) przyjmuje bardzo prostą postać.

Jak widać, zmierzone wartości Ψ i Δ są funkcjami wielu zmiennych: $n_1, n_2, k_2, d, n_3, k_3, \theta_1, \lambda$. W eksperymencie ustalone i znane są dokładnie tylko trzy wielkości: n_1, θ_1 i λ . W praktyce niemożliwe jest wyznaczenie bezwzględnej wartości R zależnej także od wymienionych wielkości. Posługując się tylko jednym pomiarem Ψ i Δ , można wyznaczyć stałe optyczne próbki o idealnie czystej i gładkiej powierzchni. Analityczną zależność pomiędzy n_3 i k_3 i zmierzonymi wartościami Ψ i Δ wyprowadził z ogólnego równania elipsometrii Ditchburn [5]. Zwykle dąży się do tego, by część stałych optycznych układu była znana. W procesach elektrochemicznych lub podczas kontrolowanej adsorpcji w komorze próżniowej możliwe jest wyznaczenie wartości Ψ_0 i Δ_0 dla powierzchni "czystej"-oczyszczonej z naturalnej warstwy tlenku i zanieczyszczeń w procesie elektrochemicznej redukcji lub przez bombardowanie jonowe w warunkach ultrawysokiej próżni. Pojęcie powierzchni "czystej" jest pewną idealizacją, ponieważ najbardziej zewnętrzne warstwy badanego układu mają inne właściwości fizyczne niż układ jako całość, ponadto na ich własności wpływa oddziaływanie z otoczeniem, które stanowią zaadsorbowane cząsteczki gazu lub jony elektrolitu. Zasygnalizowany problem przedstawia jedną z trudności, na które napotykają badacze przy wyciąganiu ilościowych wniosków z pomiarów elipsometrycznych.

Mimo znajomości podłoża pojedynczy pomiar Ψ i Δ w dalszym ciągu nie wystarcza do jednoznacznego wyznaczenia parametrów warstwy absorbującej. Otrzymujemy nieskończony zbiór wartości n_2, k_2 i d , które wraz z n_3 i k_3 spełniają równanie elipsometrii. W elektrochemii połączonej z elipsometrią stosuje się kulometrię w celu wyznaczania grubości warstwy obok ewentualnych pomiarów Ψ i Δ w funkcji kąta padania. Z zastosowaniem kulometrii pojawiają się dodatkowe trudności, ponieważ muszą być poczynione założenia dotyczące struktury chemicznej warstwy, jej gęstości itd.

Od początku lat siedemdziesiątych do wyznaczania wszystkich trzech nieznanymi parametrów warstwy zaczęto stosować wyłącznie pomiary optyczne [8], [12]. Metoda rozwiązania problemu trzech parametrów sprowadza się do wyznaczenia wartości Ψ_0 i Δ_0 oraz natężenia światła odbitego I_0 dla powierzchni "czystej", a następnie w czasie tworzenia warstwy rejestruje się wartości Ψ, Δ i I . Względne zmiany natężenia światła odbitego odpowiadają względnym zmianom współczynnika odbicia. Otrzymujemy w ten sposób dodatkową wielkość $\delta R/R$, która łącznie z Ψ i Δ umożliwia w wielu przypadkach poprawne znalezienie metodami numerycznymi wartości n_2, k_2 i d [3], [10], [12].

4. Połączenie pomiarów elipsometrycznych z pomiarami fotometrycznymi. Podstawy teoretyczne

Nateżenie światła na wyjściu układu optycznego przy dowolnych ustawieniach elementów P, Q i A można wyznaczyć metodą macierzy Müllera [11]. Macierze Müllera obrazują oddziaływanie kwasimonochromatycznej wiązki światła z liniowymi układami optycznymi. W układzie PQSA macierz Müllera dla całego układu otrzymuje się w postaci iloczynu macierzy odpowiadających poszczególnym elementom

$$M^{PQSA} = M_A M_S M_Q M_P \quad (16)$$

gdzie:

M_A, M_S, M_Q i M_P - macierze Müllera dla układów A, S, Q i P

Dla idealnych elementów polaryzujących macierze mają postać [13]

$$M_P = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \cos 2P & \sin 2P & 0 \\ \cos 2P & \cos^2 2P & \sin 2P \cos 2P & 0 \\ \sin 2P & \sin 2P \cos 2P & \sin^2 2P & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$M_S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} |r^p|^2 + |r^s|^2 & |r^p|^2 - |r^s|^2 & 0 & 0 \\ |r^p|^2 - |r^s|^2 & |r^p|^2 + |r^s|^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2|r^s||r^p|\cos\Delta & -2|r^p||r^s|\sin\Delta \\ 0 & 0 & 2|r^s||r^p|\sin\Delta & 2|r^s||r^p|\cos\Delta \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$M_Q = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - 2\sin^2 2Q \sin^2 \delta_Q / 2 & -\sin 4Q \sin^2 \delta_Q / 2 & \sin 2Q \sin \delta_Q \\ 0 & -\sin 4Q \sin^2 \delta_Q / 2 & 1 - 2\cos^2 2Q \sin^2 \delta_Q / 2 & \cos 2Q \sin \delta_Q \\ 0 & -\sin 2Q \sin \delta_Q & -\cos 2Q \sin \delta_Q & \cos \delta_Q \end{bmatrix} \quad (19)$$

gdzie:

P, Q - azymuty polaryzatora i kompensatora w odniesieniu do płaszczyzny padania

δ_Q - przesunięcie fazy między promieniem zwyczajnym i nadzwyczajnym

na wyjściu z kompensatora

Macierz M_A ma taką postać jak M_P , jeżeli symbol P zamieni się na A . Wykorzystując macierz Müllera dla rozważanego układu, można wyznaczyć parametry Stokesa S_0, S_1, S_2 i S_3 , charakteryzujące stan polaryzacji promienia świetlnego na wyjściu z elipsometru, gdy znane są parametry Stokesa S_{00}, S_{10}, S_{20} i S_{30} wiązki wchodzącej

$$S_{00} = E_1^P E_I^{P*} + E_1^S E_I^{S*}$$

$$S_{10} = E_1^P E_I^{P*} - E_1^S E_I^{S*} \quad (20)$$

$$S_{20} = E_1^P E_I^{S*} + E_1^S E_I^{P*}$$

$$S_{30} = i E_1^P E_I^{S*} - E_1^S E_I^{P*}$$

$$\begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} = M^{PQSA} \begin{bmatrix} S_{00} \\ S_{10} \\ S_{20} \\ S_{30} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Jedynym parametrem mierzalnym wychodzącego światła, który wykorzystuje się przy określeniu Ψ i Δ tak w metodach zerowych jak i niezerowych jest natężenie światła, czyli S_0 . Natężenie wiązki wychodzącej otrzymane z (21) ma postać

$$S_0 = I^{PQSA} = \frac{1}{2} R m^{PQSA} S_{00} + S_{10} \cos 2P + S_{20} \sin 2P \quad (22)$$

W przypadku, gdy wiązka wchodząca jest zdepolaryzowana lub ma polaryzację kołową

$$S_{10} = S_{20} = 0$$

i wyrażenie na natężenie światła można przedstawić w prostej formie

$$I^{PQSA} = I_0 R m^{PQSA} \quad (23)$$

gdzie:

m^{PQSA} - funkcja A, P, Q, Ψ, Δ i δ_Q

Za przykład niech posłużą związki określające I^{PQSA} dla kilku konkretnych azymutów polaryzatora, kompensatora i analizatora. Przy obliczeniach założono, że kompensator jest idealną ćwierćfalówką, $\delta_Q = \pi/2$

$$\begin{aligned} I^{45,45,0} &= I_0 R (1 - \cos 2\psi) = I_0 R^P \\ I^{45,45,90} &= I_0 R (1 - \cos 2\psi) = I_0 R^S \\ I^{45,45,45} &= I_0 R (1 + \sin 2\psi \cos \Delta) \\ I^{90,90,90} &= 2I_0 R (1 - \cos 2\psi) = 2I_0 R^S \\ I^{0,0,0} &= 2I_0 R (1 - \cos 2\psi) = 2I_0 R^P \end{aligned} \quad (24)$$

Z przedstawionych zależności widać, że do wyznaczenia ψ , Δ , $(\delta R/R)^P$ i $(\delta R/R)^S$ wystarczają trzy pomiary natężenia światła przy odpowiednich P, Q i A. W idealnym układzie sygnał rejestrowany przez fotodetektor można określić jako

$$F = aI$$

gdzie:

a - stała aparaturowa uzależniona w głównej mierze od charakterystyki elementów detekcyjnych

Detektory stosowane w tej metodzie muszą być liniowe przynajmniej w zakresie rejestrowanych natężeń światła. Źródło światła powinno być stabilizowane. Problem stabilizacji natężenia światła przy niezbyt dużych wahaniami może być rozwiązany przez zastosowanie dzielnika fotoprądu.

Oznaczmy sygnały rejestrowane przez detektor w zależności od azymutów elementów polaryzujących

$$\begin{aligned} F^P &= a_1 I_0 R (1 - \cos 2\psi) \\ F^S &= a_2 I_0 R (1 - \cos 2\psi) \\ F^{45} &= a_3 I_0 R (1 + \sin 2\psi \cos \Delta) \end{aligned} \quad (25)$$

Stałe aparaturowe byłyby identyczne tylko w tym przypadku, gdyby czułość detektora nie zależała od stanu polaryzacji i wartości natężenia wiązki. W pierwszym przybliżeniu w stałych tych można umieścić odstępstwa od idealnych układów optycznych /zmiany współczynnika pochłaniania, rozproszenia itp./ oraz wpływ elementów światłodzielących. Smith [14] proponuje wyznaczanie stałych aparaturowych danego układu przez zastosowanie do-

brej powierzchni kalibracyjnej, której parametry elipsometryczne zostały wyznaczone dokładnie za pomocą innego elipsometru. W pewnych warunkach zagadnienie wyeliminowania stałych aparaturowych można rozwiązać stosunkowo prosto, jeżeli połączymy klasyczną elipsometrię z reflektometrią. Początkowe wartości parametrów elipsometrycznych wyznaczamy posługując się metodą zerową i dokonujemy pomiarów F_O^P , F_O^S i F_O^{45} . Dla zminimalizowania błędów wprowadzanych przez niedokładność ustawienia elementów P, Q i A, tylko analizator jest elementem ruchomym, azymut $P = Q = 45^\circ$. W trakcie zmian powierzchni rejestruje się tylko F^P , F^S i F^{45} .

Przyjmijmy

$$\beta_O = \frac{F_O^P}{F_O^S} = \frac{a_1}{a_2} \operatorname{tg}^2 \Psi_O = b \operatorname{tg}^2 \Psi_O \quad (26)$$

$$\beta = \frac{F^P}{F^S} = b \operatorname{tg}^2 \Psi$$

Stąd po przekształceniu

$$\operatorname{tg} \Psi = \left(\frac{\beta}{\beta_O} \right)^{1/2} \operatorname{tg} \Psi_O \quad (27)$$

Z kolei

$$\delta_O = \frac{F_O^{45}}{F_O^P} = \frac{a_3 (1 + \sin 2\Psi_O \sin \Delta_O)}{a_1 \sin^2 \Psi_O} \quad (28)$$

$$\delta = \frac{F^{45}}{F^P} = \frac{a_3 (1 + \sin 2\Psi \cos \Delta)}{a_1 \sin^2 \Psi}$$

Ostatecznie

$$\cos \Delta = \frac{(\delta/\delta_O)C - 1}{\sin 2\Psi} \quad (29)$$

gdzie;

$$C = \frac{\sin^2 \Psi (1 + \sin 2\Psi_O \cos \Delta_O)}{\sin^2 \Psi_O} \quad (30)$$

Względne zmiany współczynników odbicia wyznacza się bezpośrednio ze zmian sygnałów

$$\frac{\delta R^P}{R_O^P} = \frac{R^P - R_O^P}{R_O^P} = \frac{F^P - F_O^P}{F_O^P} = \frac{\delta F^P}{F_O^P} \quad (31)$$

$$\frac{\delta R^S}{R_O^S} = \frac{R^S - R_O^S}{R_O^S} = \frac{F^S - F_O^S}{F_O^S} = \frac{\delta F^S}{F_O^S} \quad (32)$$

W powyższych rozwiązaniach zakładamy, że stałe aparaturowe w czasie pomiaru nie ulegają zmianom.

5. Układ pomiarowy. Dokładność pomiarów

Do badania procesów powierzchniowych w komorze elektrochemicznej wykorzystano statyczny elipsometr EI-7 zbudowany w Zakładzie Opracowań Konstrukcji Optycznych Politechniki Warszawskiej, który wraz z układem komory elektrochemicznej i potencjostatem przedstawiono na rys.2.

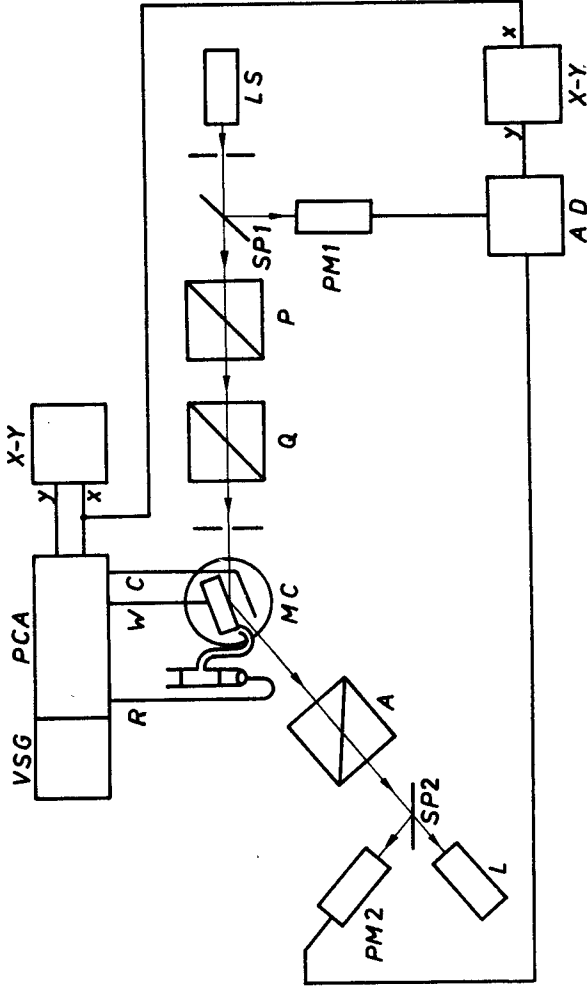
Zastosowanie płytek światłodzielących SP umożliwiło rejestrowanie sygnału z fotopowielacza PM_2 podzielonego za pomocą dzielnika analogowego AD przez sygnał odniesienia z fotopowielacza PM_1 . Fotopowielacze dobrano charakterystykami, a natężenie światła laserowego /LS - laser He-Ne/ osłabiono, aby detektory pracowały w zakresie liniowym. Niezależnie od stosowania fotopowielacza można było wyznaczyć wielkości elipsometryczne wizualnie. Kompensator Q stanowi płytka kwarcowa o różnicy faz pomiędzy promieniem zwyczajnym i nadzwyczajnym $\delta_Q / \sin \delta_Q = 0,9994$ oraz współczynniku przepuszczania $|g| / |g| = 0,97$ pozwalających przyjąć, że założenie $\delta_Q = \pi/2$ i $|g| = 1$ jest dość dobrze spełnione. Dokładność odczytu azymutów P, Q i A jest $\pm 1'$. Przeciętny błąd pomiarów metodą zerową dla próbek bardzo gładkich wynosi $\pm 0,05^\circ$ dla Ψ i $\pm 0,1^\circ$ dla Δ .

Komorę elektrochemiczną MC, wykonaną z teflonu, posiada trzy szklane okienka /szkło pyrex/ nie wprowadzające praktycznie dodatkowych zmian polaryzacji światła. Komora jest przystosowana do kąta padania $\theta = 70^\circ$. Badaną próbkę /elektroda W/ mocowano w teflonowym uchwyście zapewniającym kontakt z elektrolitem tylko jednej powierzchni oraz dobry kontakt elektryczny z układem potencjostatu PCA i generatora przemiatającego VSG. Stały potencjał względem elektrolitu jest utrzymywany dzięki właściwej elektrodzie odniesienia R. Elektroda pomocniczą jest zwinięta spiralnie elektroda platynowa /stop platyny zawierający 2% irydu/.

Układ VSG-PCA umożliwia stosowanie metody potencjodynamicznej/pomiar gęstości prądu $\sigma(E)$ płynącego między elektrodami W i C w czasie zmieniającej się z prędkością n mV/s różnicy potencjałów E elektrody W względem R/ i potencjostatycznej /analiza zależności $\sigma(t)$ przy ustalonej różnicy potencjałów E/:

Wartości sygnałów z AD oraz układu VSG-PCA mogą być odczytywane z woltomierzy cyfrowych lub zapisywane przez rejestratory X-Y.

Oszacowanie dokładności zastosowanego układu i proponowanej metody pomiarowej przeprowadzono przez porównanie wyników kilkudziesięciu pomiarów Ψ i Δ metodą zerową i elipso-reflektometryczną dla różnych próbek w warunkach stacjonarnych /ustalona zmiana powierzchni/. Zaobserwowano znaczny wpływ jakości przygotowania powierzchni na dokładność pomiaru.



Rys. 2. Schemat blokowy aparatury pomiarowej: LS - źródło światła, SP1 i SP2 - płytki światłodzielnice, P-polaryzator, Q-kompensator $\lambda/4$, MC-komora pomiarowa, A-analizator, L-lunetka, PM1 i PM2-fotopowielacze; elektrody: R-odniesienia, W-pracujący, C-liczący; VSG-generator przesłaniający, PCA-potencjostat, X-Y-rejestратор, AD - dzielnik analogowy

Dla próbek bardzo gładkich przeciętne różnice wyników pomiaru utrzymywały się w granicach $\pm 0,1^\circ$ dla Ψ i $\pm 0,2^\circ$ dla Δ . W przypadku próbek o większej chropowatości różnice te wynosiły maksymalnie około $\pm 0,5^\circ$ dla Ψ i około $\pm 1^\circ$ dla Δ . W tym ostatnim przypadku większym błędem obarczony jest także pomiar zespołu Ψ, Δ / metodą zerową. Nie stwierdzono, aby różnice pomiędzy zespołami azymutów wyznaczonych metodą zerową i reflektometryczną miały charakter błędu systematycznego.

Na podstawie analizy wyników pomiaru można uznać, że w przypadku procesów ustalających szybko warstwę powierzchniową rzeczywista dokładność pomiaru powinna być nie mniejsza niż $\pm 0,15^\circ$ dla Ψ i $\pm 0,3^\circ$ dla azymutu Δ . Stąd też układ ten nie nadaje się do badania bardzo cienkich warstw o grubości < 1 nm. Może być jednak z powodzeniem wykorzystywany w badaniach warstw o grubości > 1 nm. Jego przydatność w cyklicznej voltametrii ogranicza się do przypadku, gdy procesy zachodzące na elektrodzie są kwasiodwracalne, tzn. przynajmniej w czasie trzech kolejnych cykli zmian potencjału elektrody pracy /badana próbka/ zmiany sygnałów $p^{p,s,45}$ wynikię z tworzenia warstw powierzchniowych nie przekraczają względnego błędu pomiaru $/5 \cdot 10^{-3}$ dla wartości średnich/.

LITERATURA

- [1] Azzam R.M.A., Bashara N.M.: Ellipsometry and polarized light. North - Holland, Amsterdam 1977
- [2] Barfett-Gültepe M.: Surf.Sci. 56, 76 /1976/
- [3] Cahan B.D.: Surf.Sci. 56, 354 /1976/
- [4] Collett E.: Surf.Sci. 96, 156 /1980/
- [5] Ditchburn R.W.: J.Opt.Soc. Amer. 45, 743 /1955/
- [6] Droog J., Bootsma G.: J. Electroanal.Chem. 105, 261 /1979/
- [7] Drude P.: Ann.Physik Bd B36, 532, 865 /1889/, Bd B39, 481 /1980/
- [8] Gottesfeld S., Reichman B.: Surf.Sci. 44, 377 /1974/
- [9] Heusler K.E., Ohtsuka T.: Surf.Sci. 101, 194 /1980/
- [10] McCrackin F.L.: Natl.Bur.Stand., Tech.Note, No 49 /1969/
- [11] Müller R.H.: Surf.Sci. 16, 14 /1969/
- [12] Paik W.K., Bockris J.O'M.: Surf.Sci. 28, 61 /1971/
- [13] Ržanov A.W., Svitazev K.K., Semenenko A.J., Semenenko L.W., Sokołow B.K.: Osnovy ellipsometrii, Nauka, Novosybirsk, 1979
- [14] Smith T.: Surf.Sci. 56, 212 /1976/

APPLICATION OF STATIC ELLIPSO-REFLECTOMETER FOR ELECTRODE PROCESSES
INVESTIGATION. I. THEORETICAL PRINCIPLES. EXPERIMENTAL DEVICE

Summary

A combined ellipsometric and reflectometric technique used for measuring the ellipsometric parameters Ψ and Δ as well as $(\delta R/R)^P$ and $(\delta R/R)^S$ for electrode surface during reversible electrode processes is presented. Theoretical principles of the described technique are derived. An experimental set-up employed in the investigation of the electrode processes and the accuracy of the measurements are also discussed.

ПРИМЕНЕНИЕ СТАТИЧЕСКОГО ЭЛЛИПСО-РЕФЛЕКТОМЕТРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРОДНЫХ ПРОЦЕССОВ.

I. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА

Резюме

Представлены основы теории и применение статического эллипсо-рефлектометра для измерения эллипсометрических параметров Ψ и Δ , а также $(\delta R/R)^P$ и $(\delta R/R)^S$ поверхности электрода во время обратимых процессов. Проанализированы как возможности, так и ограничения предложенного метода в исследованиях электродных процессов.

J. Pakulska
A.A. Wronkowska
A. Wronkowski

ZASTOSOWANIE STATYCZNEGO ELIPSO-REFLEKTOMETRU DO BADANIA
PEWNYCH PROCESÓW ELEKTRODOWYCH
II. ANODOWE UTLENIANIE POWIERZCHNI NIKLU*

Przeprowadzono badania procesu anodowego utleniania polikrystalicznej powierzchni niklu w 0,1 M KOH za pomocą zastosowanych jednocześnie metod elektrochemicznych - /cykliczna woltametrija, potencjostatyczne utlenianie/ i optycznych /elipso-reflektometria/. Warstwa tlenkowa narastająca w obszarze niskich potencjałów ma własności pasywujące i nie wykazuje przewodnictwa elektrycznego, zaś w wyższych potencjałach rośnie jej grubość i przewodnictwo elektryczne.

1. Wstęp

Szerokie wykorzystanie niklu w technice /pokrycia, baterie alkaliczne/ i procesach technologicznych /anoda w wielu elektrolizach, katalizator/ spowodowało duże zainteresowanie własnościami powierzchni niklu tak w odniesieniu do postaci monokrystalicznej, jak i polikrystalicznej. Na szczególną uwagę zasługuje tworzenie na niklu warstwy tlenkowej o charakterze pasywnym. Opublikowano już wiele prac poświęconych badaniom własności warstw pasywnych narastających na powierzchni Ni w roztworach wodnych przy użyciu zarówno technik *ex situ*, jak spektroskopie elektronowe /AES, ESCA, RHEED/ [5], [10], [12], jak i technik *in situ*, takich jak elipsometria [2], [4], [14], [16], spektroskopia modulacyjna [15], cykliczna woltametrija i kulometria [6], [13], polaryzacja fotoelektryczna [18] i modulacyjna spektroskopia odbiciowa [7]. Jednak nawet niezbyt wnikliwa analiza publikowanych wyników wskazuje na dość duże rozbieżności dotyczące składu i struktury warstw anodowych. Własności powierzchni niklu w procesach elektrochemicznych zależą od przygotowania powierzchni, składu roztworu, jego pH i temperatury [1], [7], [9], [11], [17].

Wyniki różnych optycznych i elektrochemicznych badań w roztworach neutralnych i alkalicznych są w zasadzie zgodne w twierdzeniu, że w czasie tworzenia warstwy anodowej na niklu występują dwa różne stany utlenienia Ni w dwu oddzielnych obszarach potencjału elektrody. Stwierdzono, że w roztworach alkalicznych warstwa pasywna w obszarze niskich potencjałów składa się z β -Ni(OH)₂ lub mieszaniny form NiO i β -Ni(OH)₂, natomiast

* Praca została częściowo zrealizowana w ramach Programu Rządowego Nr 3

w obszarze wysokich potencjałów β -Ni(OH)₂ utlenia się do formy β -NiOOH [1], [7], [9], [11]. W niektórych procesach wykryto obecność NiO₂ w obszarze potencjałów bliskich wydzielania tlenu. Wartości stałych optycznych, otrzymane dla warstw anodowych przez różnych autorów, w wielu przypadkach znacznie różnią się między sobą [1], [7], [9], co powoduje, że prace nad ustaleniem własności fizycznych tych warstw na niklu są podejmowane ciągle na nowo. Interesujące jest zbadanie procesu tworzenia oraz własności warstwy anodowej przy zmieniającym się cyklicznie potencjale w przedziale od obszaru wydzielania wodoru do obszaru wydzielania tlenu. Bardzo użyteczne w takich badaniach są elipsometry automatyczne, dostarczające informacji niezależnych od uzyskiwanych metodami elektrochemicznymi.

Celem niniejszej pracy było badanie procesu anodowego utleniania polikrystalicznej powierzchni niklu i tworzenia warstwy pasywnej w roztworze alkalicznym za pomocą zastosowanych jednocześnie metod elektrochemicznych /cykliczna voltametria, potencjostatyczne utlenianie/ i optycznych /elipsometria połączona z reflektometrią/. Ponadto chodziło także o sprawdzenie skuteczności statycznego reflektometru [20] w badaniach procesów dynamicznych. Do numerycznego wyznaczania stałych optycznych i grubości warstwy anodowej przyjęto uproszczony model pojedynczej warstwy na podłożu.

2. Przygotowanie próbek. Układ pomiarowy

Próbki polikrystalicznego niklu /Ni - 99,99%/ o grubości około 4 mm wycięto z pręta o przekroju kołowym $\sim 20 \text{ mm}^2$ i polerowano mechanicznie do uzyskania lustrzanego połysku, następnie płukano wielokrotnie alkoholem etylowym, później rozcieńczonym w wodzie HCl, a na końcu gorącą potrójnie destylowaną wodą.

Układ pomiarowy, składający się z elipso-reflektometru zbudowanego na bazie statycznego elipsometru El-7 /Politechnika Warszawska, 1977/, komory elektrochemicznej i potencjostatu z generatorem przemiatającym, został opisany w poprzedniej pracy [20]. Jako źródło światła wykorzystano laser He-Ne / $\lambda = 632,8 \text{ nm}$, moc - 5 mW/. Kąt padania wiązki światła na powierzchnię próbki wynosił 70°. Badania przeprowadzono w 0,1M KOH w temperaturze - 298 ± 1 / K. Elektrolit przygotowano z odczynnika cz.d.a. rozpuszczonego w potrójnie destylowanej wodzie. Elektroda odniesienia była odwracalna ze względu na jony OH⁻ elektroda Hg/HgO zalana roztworem KOH o takim samym stężeniu, która przez kapilare Luggina oddaloną o około 1 mm od powierzchni badanej miała zapewniony kontakt z układem. Potencjał tej elektrody względem normalnej elektrody wodorowej /NHE/ wynosił $E_{\text{Hg}/\text{HgO}/\text{NHE}} = 0,217 \text{ V}$ w temperaturze $T = 298 \text{ K}$. Wszystkie podane potencjały będą odnoszone do elektrody Hg/HgO/OH⁻.

Elektrolit, po wlaniu do komory, przez chwilę przedmuchiwano azotem /proces ten powtarzano kilkakrotnie w czasie trwania eksperymentu/. Jednocześnie próbka była poddana procesowi redukcji przez $t = 0,5 \text{ godz.}$ przy potencjale $E = -0,90 \text{ V}$, w celu usunięcia reszty tlenu powstającego pod -

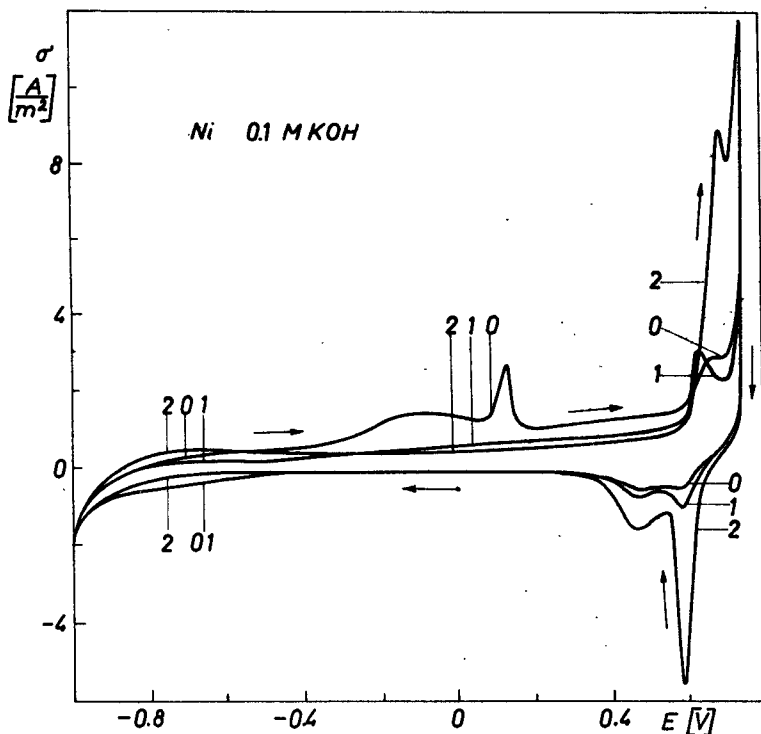
czas polerowania i później w powietrzu oraz usunięcia ewentualnych zanieczyszczeń. Na krótko utrzymywano potencjał w obszarze wydzielania gazowego wodoru $E = -1,10$ V.

W trakcie procesu redukcji kontrolowano powierzchnię przez pomiar metodą zerową wartości Ψ i Δ . Obserwowano wzrost wartości azymutu Δ średnio o $1^\circ - 2^\circ$ i niewielkie zmiany Ψ rzędu $0,1^\circ - 0,2^\circ$. Wzrost wartości Δ był podstawowym sprawdzianem oczyszczania powierzchni. Po zakończeniu procesu redukcji Ψ i Δ nie ulegają zmianie/ wyznaczono Ψ_0 i Δ_0 oraz F_0^P , F_0^S i F_0^{45} , a powierzchnię uważano za przygotowaną do procesu utleniania. Wartości Δ_0 i Ψ_0 posłużyły do wyznaczania zespolonego współczynnika załamania Ni, $\hat{n}_3 = 1,82 - i3,67$ /wartość średnia/. Współczynnik załamania elektrolitu wynosił $n_1 = 1,333$.

3. Opis przeprowadzonych badań. Wyniki pomiarów

Zmiany powierzchni niklu badano podczas przeprowadzania dwu rodzajów procesów:

- 1/ dynamicznego utleniania i redukcji w czasie przemiatania potencja-

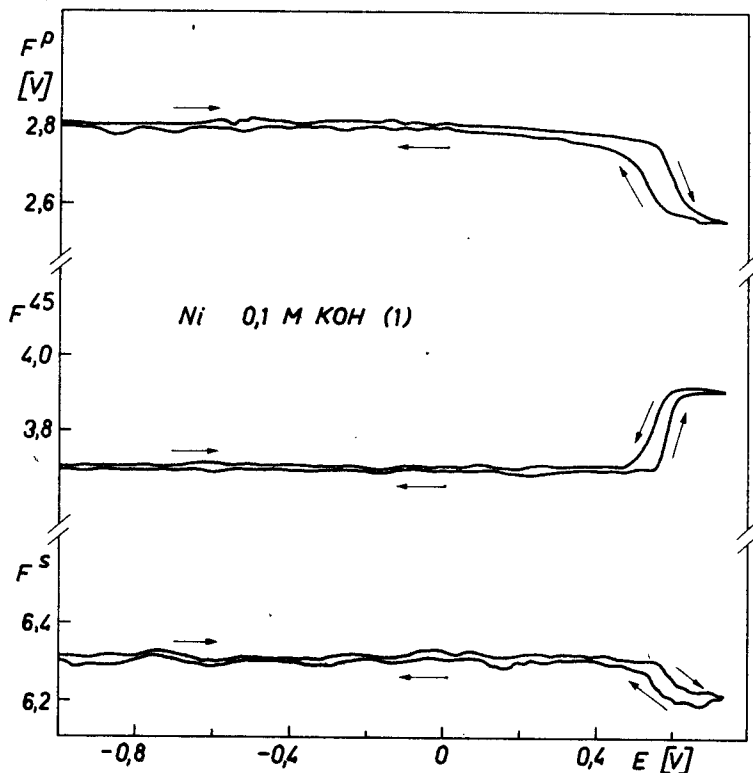


Rys. 1. Cykliczne woltamogramy dla polikrystalicznego niklu w 0,1M KOH: 0-bezpośrednio po redukcji ustępczej, 1-po ustaleniu kształtu krzywej, 2-po utlenianiu przez $t=18$ godz. przy $E=0,20$ V i redukcji przy $E=-0,90$ V; $E_{Hg/HgO/NHE} = 0,217$ V, $v = 20$ mV/s

łu z szybkością 20 mV/s w granicach $-1,00 \text{ V} \leq E \leq 0,75 \text{ V}$,

2/ stacjonarnego utleniania przy określonym potencjale.

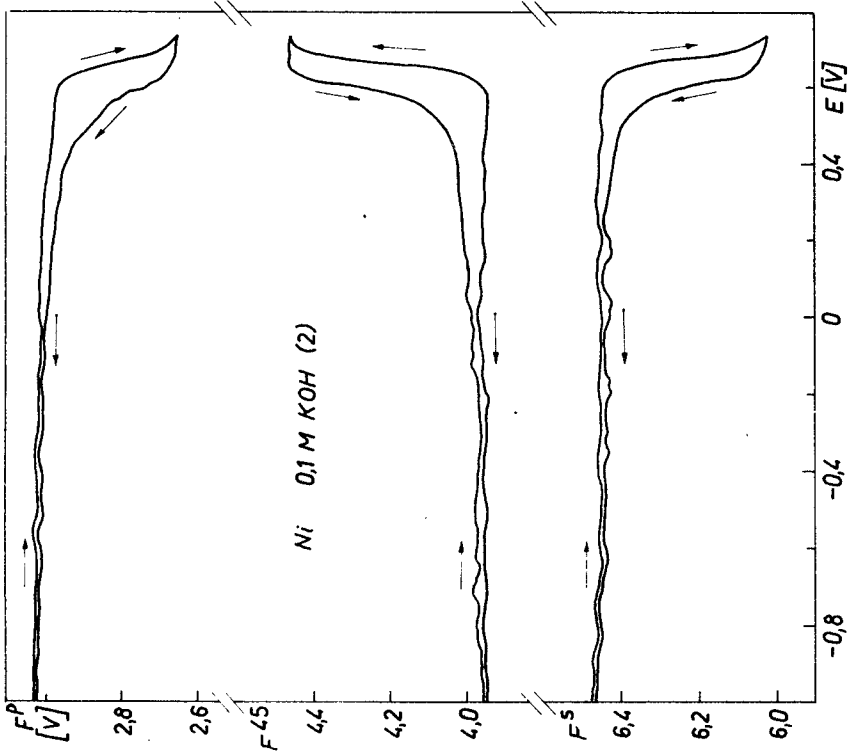
Na rys.1 zamieszczono woltamogramy przedstawiające proces utleniania /krzywa górna/ i redukcji /krzywa dolna/ powierzchni niklu-bezpośrednio po procesie redukcji /0/, po ustaleniu kształtu krzywej, tj. po 4 cyklach /1/ i po utlenianiu przez 18 godz. przy potencjale $E = 0,20 \text{ V}$ oraz redukcji przy $E = -0,90 \text{ V}$ /2/. Rejestrowane w czasie procesów utleniania i redukcji /woltamogramy 1 i 2/ wartości fotoprądu F^D , F^{45} i F^S przedstawiono na rys.2 i 3. Wykreślenie prze-



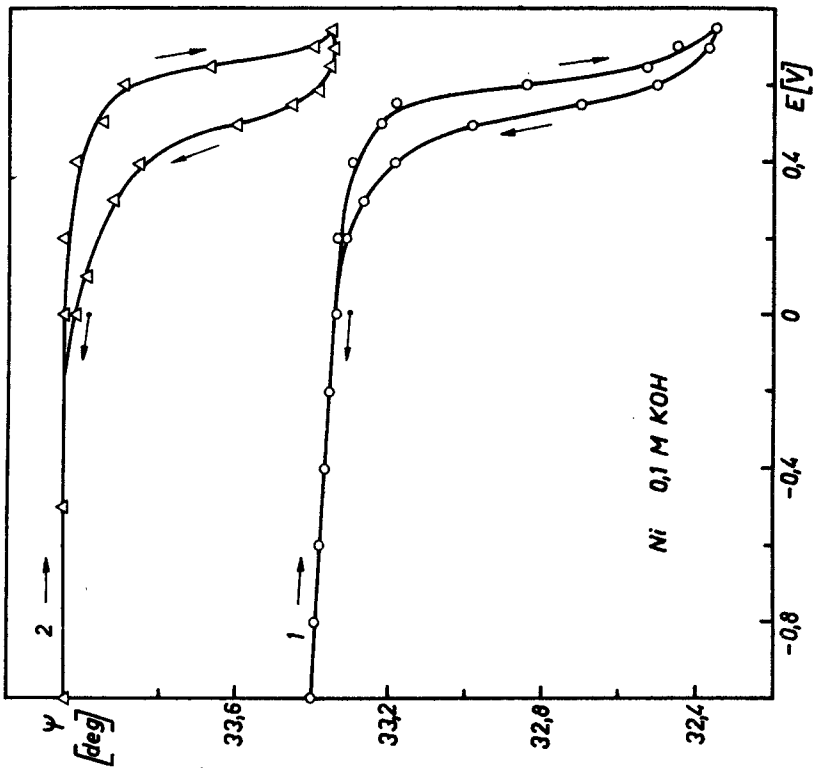
Rys.2. Sygnały z dzielnika analogowego rejestrowane w czasie cyklicznych zmian potencjału dla niklu w 0,1M KOH /woltamogram 1/

biegu każdego sygnału wymagało oddzielnego cyklu. Nie zaobserwowano, aby w ciągu kilku cykli wartości fotoprądów różniły się zauważalnie. Odpowiadające fotoprądom wartości Ψ , Δ i $(\delta R/R)^{D,S}$ [20] przedstawiono na rys.4-7.

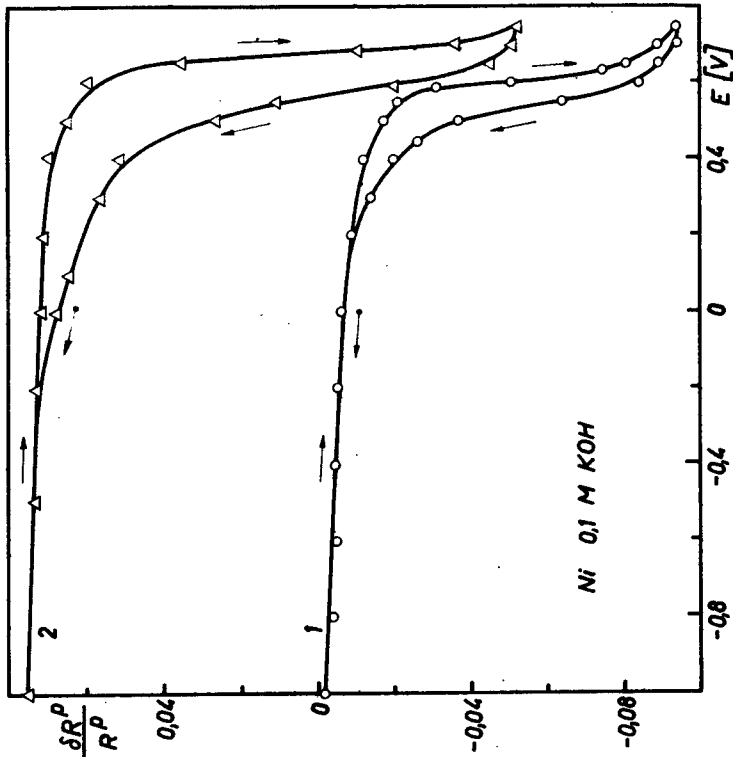
Przedstawione woltamogramy nie różnią się zasadniczo od woltamogramów otrzymanych przez innych autorów, zwłaszcza jeżeli chodzi o woltamogram /0/, bezpośrednio po redukcji wstępnej [19] i zostały opisane wcześniej [21], [22]. Jak widać, główne zmiany $F^{D,S,45}$ i co za tym idzie Ψ , Δ oraz $(\delta R/R)^{D,S}$ zachodzą w obszarze dużego pików anodowego /0,62 V/ i pików katodowych.



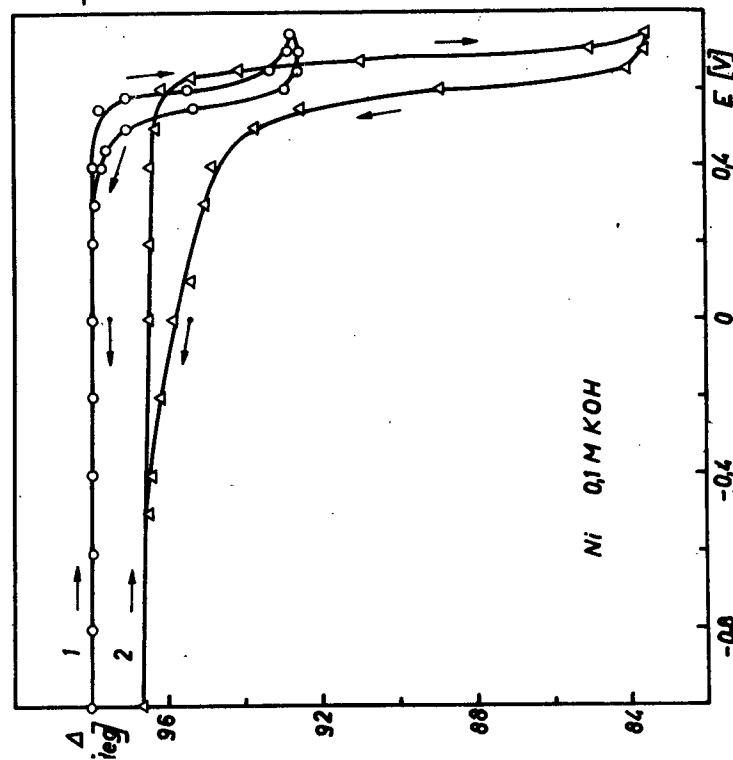
Rys. 3. Sygnały z dziennejki amalgamowej rejestrowane w czasie cyklicznych zmian potencjału dla ntku w 0,1M KOH /voltamogram 2/



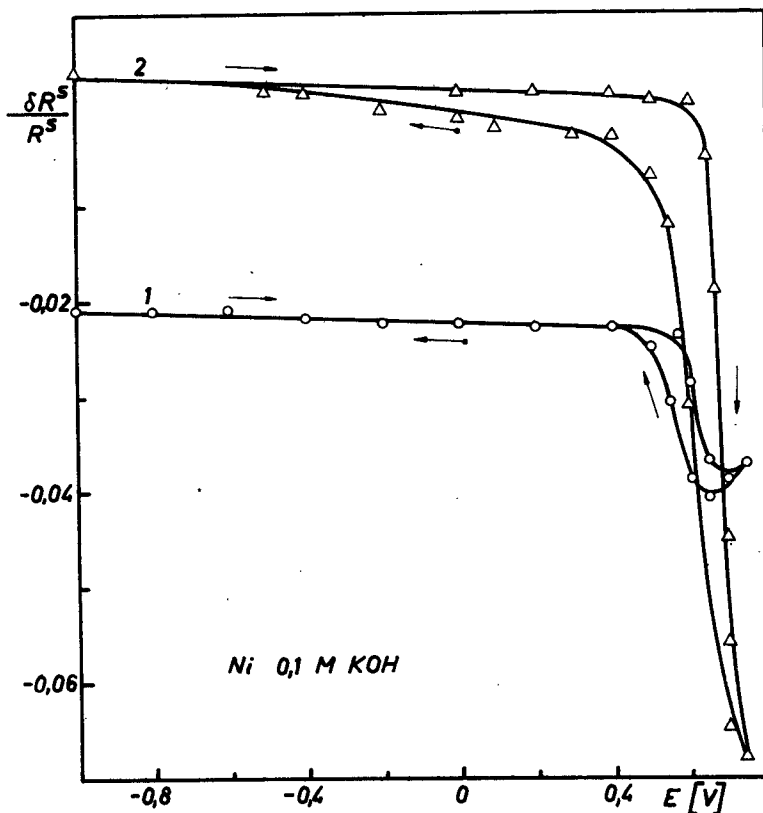
Rys. 4. Zmiany parametru elipsometrycznego ψ odpowiadające voltamogramom 1 i 2 /rys. 2/, wyznaczone na podstawie sygnałów z dziennejki anodowego /rys. 2 i 3/



Rys. 5. Zmiany parametry elipsometrycznego Δ odpowiadające voltamogramom 1 i 2 /rys. 3/, wyznaczone na podstawie sygnałów z dzielnika analogowego /rys. 2 i 3/



Rys. 6. Względne zmiany składowej współrzędnej odbicia światła $(\delta R/R)_P$ odpowiadające voltamogramom 1 i 2 /rys. 3/, wyznaczone z sygnałów FP na rys. 2 i 3



Rys.7. Względne zmiany składowej współczynnika odbicia światła $(\delta R/R)^S$ odpowiadające voltogramom 1 i 2 /rys.3/, wyznaczone z sygnałów F^S na rys.2 i 3

Stacjonarne utlenianie przeprowadzono w obszarze tworzenia $\beta\text{-Ni}(\text{OH})_2$ przy $E = 0,20 \text{ V}$ / $t = 18 \text{ godz.}$ / i w obszarze dużego pików anodowego przy $E = 0,62 \text{ V}$ / $t = 0,5 \text{ godz.}$ /, gdzie zachodzi utlenianie $\beta\text{-Ni}(\text{OH})_2$ do formy $\beta\text{-NiOOH}$ [1], [7], [17], [19].

W obszarze dużego pików otrzymano następujące wyniki

$$\delta\Psi = \Psi - \Psi_0 = -0,54^\circ \quad \text{i} \quad \delta\Delta = \Delta - \Delta_0 = -11,5^\circ$$

$$(\delta R/R)^P = -8,54 \cdot 10^{-2} \quad \text{i} \quad (\delta R/R)^S = -4,65 \cdot 10^{-2}$$

Po czasie $t = 0,5 \text{ godz.}$ wartości nie ulegały już dalszym zmianom. Obliczone na podstawie powyższych wyników stałe optyczne i grubość [23] warstwy tlenku z przeważającym $\beta\text{-NiOOH}$ wynoszą $\hat{n}_2 = /1,410 \pm 0,002/ -$

- i $/0,073 \pm 0,002/$, $d = 43,5 \pm 0,5/$ nm.

Z kolei podczas dynamicznego utleniania, dla ustalonych cykli bezpośrednio po redukcji wstępnej, w obszarze dużego piksu tworzy się warstwa o grubości $d = /27,0 \pm 0,5/$ nm i $\hat{n}_2 = /1,430 \pm 0,005/$ - i $/0,095 \pm 0,005/$.

Po 18 godz. utleniania przy $E = 0,20$ V otrzymano: $\delta\Psi = 1,1^\circ$ i $\delta\Delta \approx -10,0^\circ$, $(\delta R/R)^P = 7,5 \cdot 10^{-2}$ i $(\delta R/R)^S = -1,4 \cdot 10^{-2}$, skąd wyznaczono $\hat{n}_2 = /2,60 \pm 0,02/$ - i $/0,025 \pm 0,005/$ oraz $d = /5,0 \pm 0,2/$ nm. Grubość warstwy tlenku pozostałego po procesie dynamicznego utleniania i redukcji /cykle po 18 godz. utleniania przy $E = 0,20$ V i redukcji przy $E = -0,90$ V / wynosi $d = /3,7 \pm 0,1/$ nm, a $n_2 = /2,61 \pm 0,02/$ - i $/0,01 \pm 0,01/$.

W czasie utleniania stacjonarnego dokonywano pomiarów Ψ i Δ metodą zerową, aby porównać te ostatnie z wynikami fotometrycznymi. Pomiarów powtarzano wielokrotnie. Przeciętne różnice wyników pomiarów metodą zerową i fotometryczną mieściły się w przedziale $\pm 0,1^\circ$ dla Ψ i $\pm 0,2^\circ$ dla Δ . Maksymalne różnice pomiarowe nie przekraczały $\pm 0,2^\circ$ dla Ψ i $\pm 0,5^\circ$ dla Δ . Oszacowana dokładność pomiarów $(\delta R/R)^{P,S}$ jest w przybliżeniu równa $\pm 5 \cdot 10^{-3}$. Rzeczywista dokładność wyznaczonych n , k i d jest więc mniejsza /w nawiasach podano dokładność wynikającą z numerycznego rozwiązania problemu trzech parametrów warstwy/.

4. Podsumowanie wyników i wnioski

Wyniki przeprowadzonych badań potwierdzają wcześniejsze doniesienia o tworzeniu dwojakiego rodzaju tlenków w procesie anodowego utleniania niklu [3], [8]. Jedna warstwa, tworzona w obszarze niskich potencjałów, w której występuje głównie β -Ni(OH)₂ oraz NiO ma własności pasywujące i nie wykazuje praktycznie przewodnictwa elektrycznego $/k_2 = 0,0/$, druga - powstająca w wyniku utleniania β -Ni(OH)₂ do formy β -NiOOH ma charakter półprzewodnikowy [1]. Widać stąd, że poprawny model przedstawiający potencjodynamiczne utlenianie powierzchni niklu powinien uwzględniać niejednorodność warstwy anodowej.

Przedstawiona metoda pomiarów może dawać dostatecznie dobre wyniki w trzech przypadkach:

- 1/ proces powodujący zmiany powierzchni zachodzi na tyle wolno, że w czasie pomiaru zespołu fotoprądów F^P , F^{45} i F^S ich wartości praktycznie nie ulegają zmianom,
- 2/ proces elektrodowy jest odwracalny i powtarzalny, że możliwe jest rejestrowanie oddzielnych krzywych F^P/E , F^{45}/E i F^S/E ,
- 3/ pomiary wykonywane są po zakończeniu procesu, który ustalił określone zmiany powierzchni.

Ograniczeniem w stosowaniu tej metody do bardzo cienkich warstw (około 1 nm) jest mała dokładność pomiarów względnych zmian współczynnika odbicia. Problem ten był już dyskutowany przez innych autorów [3], [8].

LITERATURA

- [1] Barnard R., Randell C.F.: J.Appl.Electrochem. 12,27 /1982/, 13,89 /1983/, 13,97 /1983/
 [2] Bockris J.O'M., Reddy A.K.N., Rao B.: J. Electrochem.Soc. 113 1133/1966/
 [3] Cahan B.D.: Surf.Sci. 56,354 /1976/
 [4] Chao C.Y., Szklarska-Śmiałowska Z., MacDonald D.D.: J.Electroanal.Chem. 131, 279; 131, 289 /1982/
 [5] Dickinson T., Povey A.F., Sherwood P.M.A., Faraday J.C.S.: I 73,327/1977/
 [6] Gassa L.M., Viche J.R., Arvia A.J.: J.Appl.Electrochem.13,135 /1983/
 [7] Hara N., Sugimoto K.: Trans.Japan Inst.Met.24,236 /1983/
 [8] Heusler K.E., Ohtsuka T.: Surf.Sci. 101,194 /1980/
 [9] Lu P.W.T., Srinivasan S.: J.Electrochem. Soc.125, 1416 /1978/
 [10] MacDougall B., Cohen M.: J.Electrochem.Soc. 121,1152/1974/
 [11] MacDougall B., Graham M.J.: J.Electrochem.Soc.128, 2321 /1981/
 [12] MacDougall B., Mitchell D.F., Graham M.J.: Corrosion 38,85 /1982/
 [13] Okuyama M., Haruyama S.: Corros.Sci, 14,1 /1974/
 [14] Ord J.L., Clayton J.C., Smet D.J.: J.Electrochem.Soc.124, 1714 /1977/
 [15] Paatsch W.: Surf.Sci. 37,59 /1973/
 [16] Visscher W., Barendrecht E.: Electrochim.Acta 25,651 /1980/
 [17] Visscher W., Barendrecht E.: Surf.Sci.135,436 /1983/
 [18] Wilhelm S.M., Hackerman N.: J.Electrochem.Soc. 128,1668 /1981/
 [19] Wolf J.F., Yeh L-S.R., Damjanovic A.: Electrochim.Acta 26,409 /1981/
 [20] Wronkowska A.A., Wronkowski A.: Praca przygotowana do druku w Zeszytach Naukowych ATR
 [21] Wronkowska A.A., Wronkowski A., Pakulska J.: Acta Univ.Wratisl. 847,135 /1985/
 [22] Wronkowska A.A., Wronkowski A., Pakulska J.: Praca przygotowana do druku w Acta Univ.Wratisl.
 [23] Wronkowska A.A., Sierocka M.: Praca przygotowywana do druku

APPLICATION OF STATIC ELLIPSO-REFLECTOMETERS TO ELECTRODE PROCESSES INVESTIGATION. II. ANODIC OXIDATION OF POLYCRYSTALLINE NICKEL SURFACE

Summary

Cyclic voltametry, potentiostatic anodization and combined ellipsometry and reflectometry were applied to investigate anodic film formation on a nickel surface in 0.1 M KOH. At lower potentials, the oxide film was found to form a thin, poorly conducting passive layer. At higher potentials, a thick layer of higher conductivity was revealed.

ПРИМЕНЕНИЕ СТАТИЧЕСКОГО ЭЛЛИПСО-РЕФЛЕКТОМЕТРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕКОТОРЫХ
ЭЛЕКТРОДНЫХ ПРОЦЕССОВ.

II. АНОДНОЕ ОКИСЛЕНИЕ ПОВЕРХНОСТИ НИКЕЛЯ

Резюме

Проведены исследования анодного процесса окисления поликристаллической поверхности никеля в 0,1M KOH с помощью одновременного применения электрохимических методов /циклическая кулонометрия, потенциометрическое окисление/ и оптических /эллипсо-рефлектметрия/. Оксидный слой, увеличивающийся в области низких потенциалов имеет пассивные свойства и не проявляет электропроводности, тогда как в более высоких потенциалах возрастает его толщина и электропроводность.

Cena zł 96,—

ISSN 0209-0589