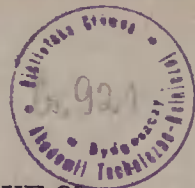


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY



ZESZYTY NAUKOWE 93

TELEKOMUNIKACJA —
ELEKTRONIKA 4

BYDGOSZCZ — 1982

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



ZESZYTY NAUKOWE 93

TELEKOMUNIKACJA —
ELEKTRONIKA 4

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Julian Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. Jan Anforowicz

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Halina Koziołekiewicz, Alfons Grzenkiewicz

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0689

WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY

Wyd. I. Nakład 100+25 egz. Ark. wyd. 3,5. Ark. druk. 4,2. Papier offa. kl.V-B1.
Oddano do druku 8.VII.1982 r. Druk ukończono w sierpniu 1982 r.
Zam. nr 355/82 Cena 42 zł. MNS&WiT C-6/42
Uczelniany Zakład Małej Poligrafii

1. Ryszard Dirska, Andrzej Jurkiewicz, Krzysztof Stawniak - Zastosowanie struktury kalkulatorowej MPS 7529-017 w systemie mikroprocesorowym	5
2. Włodzimierz Jabłoński, Ryszard Borowski, Jerzy Manikowski - Badanie stabilności tyrystorowego układu napędowego prądu stałego..	14
3. Andrzej Jurkiewicz, Tadeusz Leszczyński - Przedstawienie bloku starowania testerem złącz wielostykowych w postaci jednostki sterującej współpracującej z systemem minikomputerowym	25
4. Tadeusz Orzechowski - Analiza temperaturowej kompensacji przesunięcia i nachylenia charakterystyki układu logarytmującego	32
5. Stanisław Rafałko - Uogólniona metoda kompensacji wpływu temperatury na wyniki pomiarów	50
6. Lech J. Weiss, Tadeusz Wysocki - Pomiar częstotliwości z zastosowaniem zasady adaptowanego czasu bramkowania	57
7. Tadeusz Wysocki jr - O pewnym sposobie sterowania regulatorów cyfrowych	63

Ryszard Dirska
Andrzej Jurkiewicz
Krzysztof Stawniak

ZASTOSOWANIE STRUKTURY KALKULATOROWEJ MPS 7529 - 017 W SYSTE- MIE MIKROPROCESOROWYM

W artykule omówiono zasadę działania typowej struktury kalku-
latora inżynierskiego oraz przedstawiono zagadnienia związane z
konstruowaniem urządzeń współpracujących z niestandardowo zastoso-
waną strukturą kalkulatorową.
Opisano arytmometr zmiannoprzecinkowy przystosowany do współpracy
z systemem mikroprocesorowym, zbudowany w oparciu o inżynierską stru-
kturę MPS 7529-017, której krajowym odpowiednikiem jest układ MC
74 008.
Zamieszczono także dane katalogowe uzupełniające dostępną na rynku
literaturę na temat struktur kalkulatorowych.

1. Wstęp

Budowane na bazie mikroprocesów systemy CRPD umożliwiające sterowa-
nie, automatyczne wykonywanie pomiarów oraz przetwarzanie otrzymanych
wyników wymagają efektywnego oprogramowania przy uwzględnieniu minimal-
nego obszaru zajmowanej pamięci operacyjnej, stosunkowo krótkiego czasu
reakcji systemu i możliwie krótkiego czasu wykonywania obliczeń.

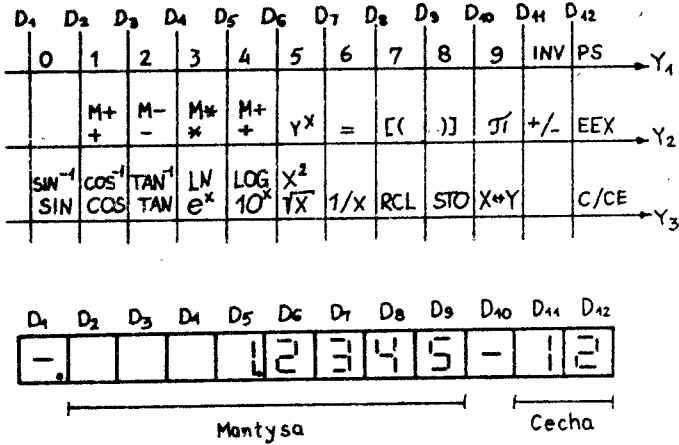
Jednym z możliwych rozwiązań zagadnienia obliczeń arytmetycznych w
systemach mikrokomputerowych jest rozbudowa systemu poprzez dodanie po-
mocniczego procesora arytmetycznego. Dodatkowy procesor wykonujący obli-
czenia arytmetyczne poza mikrokomputerem jest rozwiązaniem uniwersalnym,
mogącym znaleźć zastosowanie w wielu systemach.

Jedną z możliwości sprzętowej realizacji takiego układu jest wykona-
nie jednostki sterującej, umożliwiającej współpracę mikrokomputera z ty-
pową strukturą kalkulatora inżynierskiego, wykonującą wszystkie podsta-
wowe operacje i funkcje arytmetyczne.

Jednostka sterująca powinna zapewnić możliwość wpisu informacji, odczytu
wyniku, synchronizacji pracy oraz sygnalizacji wadliwego działania. Przy
pewnym doświadczeniu w projektowaniu i wykonywaniu urządzeń współpracu-
jących z niestandardowo zastosowaną strukturą kalkulatorową, można opar-
ować prostą, całkowicie zsynchronizowaną jednostkę sterującą, pracującą
jako pomocniczy procesor w systemie.

2. Interface struktury MPS 7529-017

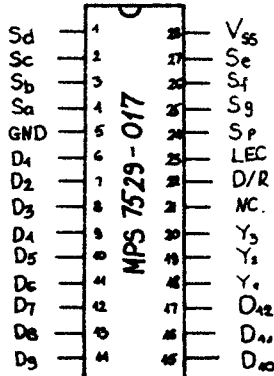
Struktura kalkulatorowa MPS 7529-017 współpracuje z 12-pozycyjnym wyświetlaczem wyniku przedstawionym na rys. 1. Liczby mogą być przedsta-



Rys.1. Postać wyniku i matryca klawiatury

wione w notacji naukowej i wtedy pozycje 2-9 przedstawiają mantysę, pozycje 11-12 cechę liczby, natomiast pozycja 1 i 10 znak mantysy i cechy przedstawionego wyniku. Pozycja 1 wykorzystywana jest również do sygnalizacji przekroczenia zakresu, błędów oraz przełączenia rejestru funkcji. Natomiast jeżeli liczba jest przedstawiona w postaci niewykładniczej, wówczas zajmuje pozycje pola wyświetlacza 2-9.

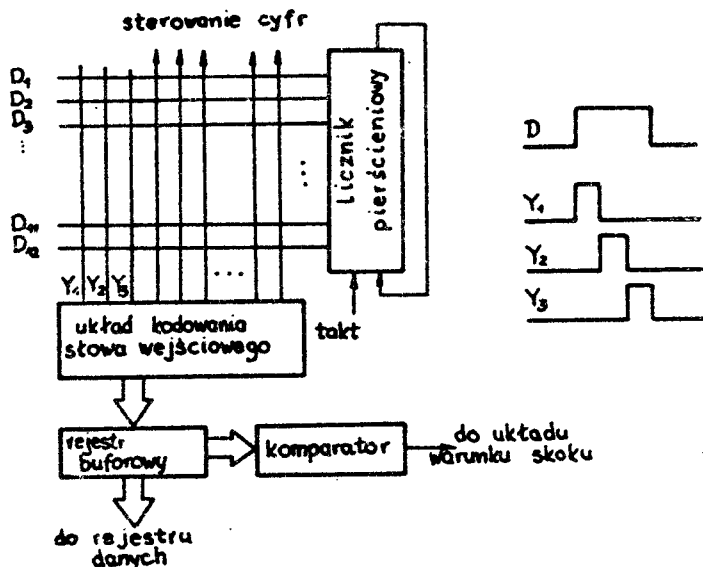
Omawiana struktura posiada obudowę 28-nóżkową o wyprowadzeniach przedstawionych na rys.2 [5].



Rys.2. Wyprowadzenia struktury kalkulatorowej

Trzy szyny wejściowe $Y_1 - Y_3$ oraz 12 pozycji wyświetlacza umożliwia zbudowanie klawiatury w postaci matrycy 3×12 dając możliwość wprowadzenia 35 rozkazów. Niektóre klawisze umożliwiają wprowadzenie 2 rozkazów po wcześniejszym naciśnięciu klawisza INV. W efekcie uzyskano możliwość wprowadzenia 45 rozkazów /rys.1/, gdzie pod pojęciem "rozkaz" rozumiemy również wprowadzenie cyfr.

Struktura kalkulatorowa jest przeznaczona do współpracy z klawiaturą stykową. Zmusiło to konstruktorów do opracowania specjalnego układu analizowania stanu klawiatury /rys.3/ [4]. Sygnały sterujące z licznika pierścieniowego $D_1 - D_{12}$ służące jednocześnie do sterowania cyfr wyświetlacza, analizowane są kolejno na trzech wejściach Y_1, Y_2, Y_3 . W przypadku stwierdzenia stanu zwarcia linii D_i z Y_j jest on zapamiętywany do



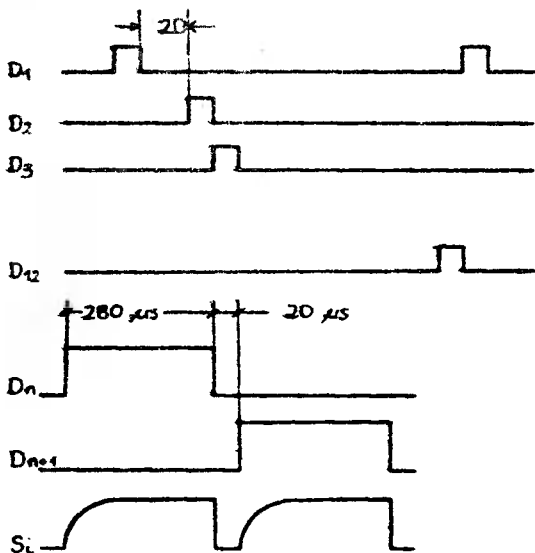
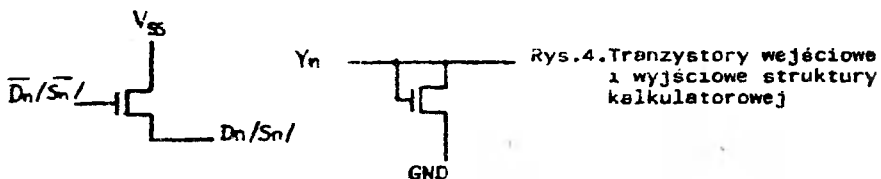
Rys.3. Układ analizowania stanu klawiatury

następnego przepatrywania klawiatury. Po stwierdzeniu identyczności stanu zwarcia w dwu lub trzech kolejnych obiegach sygnałów $D_1 - D_{12}$ wysłany jest sygnał zgodności do układu warunku skoku, a zdekodowana informacja wejściowa wprowadzona jest do rejestru danych wejściowych. Informacja może być wprowadzona tylko wówczas, gdy przynajmniej w jednym poprzednim przepatrywaniu klawiatury stwierdza się, że żaden klawisz nie został wciśnięty. W ten sposób eliminuje się możliwość kilkakrotnego wprowadzenia tego samego rozkazu. Dane dotyczące parametrów elektrycznych i dynamicznych przedstawiono w tabeli 1. Z danych tych wynika, że nie jest możliwe podłączenie struktury kalkulatorowej wprost do układów TTL. Rys. 4 i 5 przedstawiają układ wejść i wyjść struktury oraz przebiegi czasowe.

Tabela 1

Dane techniczne struktury kalkulatorowej MPS 7529-017

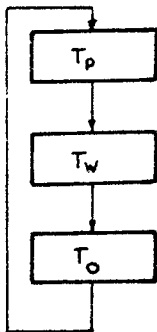
Parametr	Symbol	Wartość			Warunki pomiaru
		Min	Typ.	Max	
Napięcie wyj. segmentu /V/	U_{sh} U_{sl}	$U_{dd}+2,5$		$U_{dd}+1,0$	$I_{sh} = 10 \text{ mA}$
Napięcie wyj. cyfr /N/	U_{dh} U_{dl}	$U_{ss}-1,0$		$U_{dd}+1,0$	$I_{dh} = 2,0 \text{ mA}$
Napięcie wej. szyny Y /V/	Y_h Y_l	$U_{ss}-3,0$		$U_{dd}+1,0$	
Napięcie U_{dd} /V/ Napięcie U_{ss} /V/	U_{dd} U_{ss}	0 6,0	0 7,5	C 9,5	



3. Przykład rozwiązania jednostki sterującej układu kalkulatorowego .

Niestandardowe zastosowanie struktury kalkulatorowej w układowym arytmetrze nie jest pomysłem nowym. Już znacznie wcześniej struktury te znajdowały zastosowanie w wolnych urządzeniach przeliczających [1,2,3,6]. Przy konstruowaniu takich urządzeń napotymano jednak na znaczne trudności związane z wprowadzaniem rozkazów i odczytem wyników z maksymalną szybkością na jaką zezwala generator wewnętrzny struktury.

Wcześniej wspomniano, że struktura posiada układ analizowania stanu klawiatury, który zabezpiecza kalkulator przed przypadkowymi informacjami wprowadzanymi z klawiatury. Struktura nie posiada jednak impulsów synchronizacji wpisu i odczytu, przez co zwalnia szybkość wprowadzania rozkazów. W spotykanych rozwiązaniach dla poprawnego wpisu i odczytu stosowane były układy sterowania czasowego o następującym algorytmie wpisu rozkazu /rys.6/. Czas wpisu i przerwy dla danego egzemplarza struktury kalkulatorowej są prawie stałe i przy pewnym marginesie na rozrzut pa -



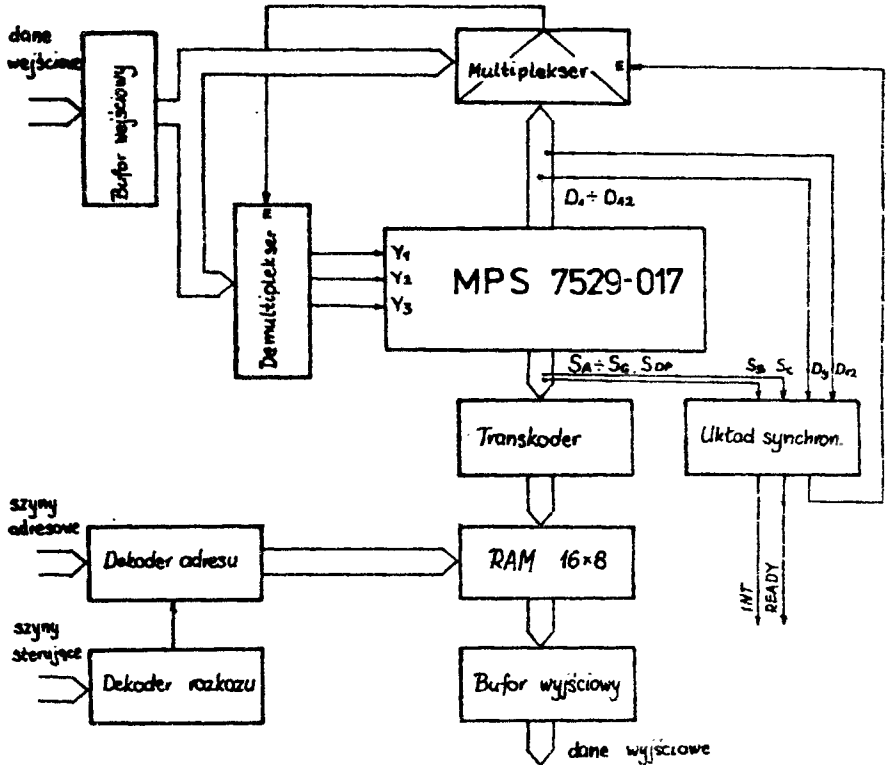
T_p - czas przerwy ok. 4 ms
 T_w - czas wpisu ok. 12 ms
 T_o - czas obliczeń 120-2500 ms

Rys.6. Algorytm wpisu rozkazu do struktury kalkulatorowej

rametrów struktur powinny wynosić $T_p = 5$ ms i $T_w = 20$ ms. Czas wykonywanych operacji jest różny i waha się od 100 ms dla operacji dodawania, do kilku sekund dla funkcji trygonometrycznych. Powoduje to konstruowanie bardzo skomplikowanego systemu wprowadzania informacji, który umożliwiłby dobór czasów T_p i T_w dla poszczególnych egzemplarzy struktur kalkulatorowych.

W proponowanym rozwiązaniu wykorzystana została własność struktury kalkulatorowej polegająca na wygaszaniu cyfr wyświetlacza w czasie wykonywania wszelkich operacji [7]. Moment wygaszenia wyświetlacza oznacza więc koniec wprowadzania informacji. Zapalenie się wyświetlacza nie oznacza jednak możliwości wprowadzenia informacji następnej. Konieczne jest wytworzenie przerwy równej co najmniej jednemu pełnemu obiegowi impulsów na liniach wskaźnikowych D. Tak zaprojektowany układ synchronizacji pracy struktury kalkulatorowej umożliwia zrealizowanie urządzenia o maksymalnej szybkości wprowadzania danych do dowolnego egzemplarza, bez znajomości czasów T_p , T_w i T_o .

W Zakładzie Techniki Cyfrowej ATR w Bydgoszczy skonstruowano prototypowe urządzenie składające się z bloków przedstawionych na rys.7.



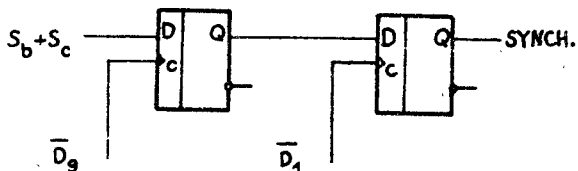
Rys.7. Schemat blokowy urządzenia

D e k o d e r r o z k a z ó w

Dekoder rozkazów zapewnia rozróżnianie rozkazów kalkulatorowych przesyłanych do struktury od rozkazów sterujących. Przez rozkazy kalkulatorowe rozumiane są rozkazy wpisu informacji lub odczytu wyników. Natomiast rozkazy sterujące umożliwiają odczyt wyniku bez zer nieznaczających oraz ustawiają przerzutnik D/R, określający wymiar argumentu funkcji trygonometrycznych /stopnie - radiany/. Rozkazy sterujące przyjmowane są niezależnie od stanu pracy struktury kalkulatorowej.

U k ł a d s y n c h r o n i z a c j i

Zasada pracy układu synchronizacji została opisana wcześniej. Zgaszenie wyświetlacza można zauważyć po zaniku kropki dziesiętnej na dowolnej pozycji wyświetlacza lub po zaniku cyfry na pozycji dziewiętej. W opracowanym urządzeniu wykorzystano wygaszenie cyfry na najmniej znaczącej pozycji mantysi. Zezwolenie na wpis następnego rozkazu otrzymano po zapaleniu się wyświetlacza, w momencie poprzedzającym pojawienie się pierwszego sygnału klawiaturowego /rys.8/.



Rys.8. Układ badania stanu pracy struktury kalkulatorowej

Układ wpisu

Informacja z dekodera rozkazu poprzez układ wpisu podawana jest na szyny wejściowe Y1 - Y3. Układ wpisu zapewnia podanie ciągu impulsów D_i na wejście Y_j. Numer impulsu D_i zakodowany jest binarnie, numer j-tego wejścia podany jest w kodzie 1 z 3. Układ ten składa się z multipleksera czteroadresowego oraz z rozdzielacza sygnałów na trzy linie Y. W celu dopasowania poziomu sygnałów Y_j, bramki wejściowe rozdzielacza są typu - otwarty kolektor. Informacja wpisywana pramkowana jest sygnałem z układu synchronizacji.

Układ odczytu

Przez układ odczytu należy rozumieć układ umożliwiający przeczytanie słowa stanu urządzenia oraz wyniku operacji wykonanej przez strukturę kalkulatorową. Słowo stanu umożliwia odczytanie aktualnego stanu, w jakim znajduje się urządzenia. Odczytanie słowa stanu następuje po rozkazie typu "czytaj" z adresem jednostki sterującej. Wynik działania struktury kalkulatorowej przesyłany jest do pamięci RAM, do której wpisywany jest w pierwszym obiegu impulsów D po pojawieniu się wyniku. Odczyt n-tej pozycji wyświetlacza możliwy jest rozkazem typu "czytaj" o adresie, którego starsze bity dekodują wybór jednostki, natomiast młodsze bity są równe "n". Wyniki przedstawiane są w kodzie ISO-7, przy czym kropka dziesiętna znajduje się na pozycji bitu parzystości. Zera nieznaczące mogą być odczytywane jako zera lub spacje.

Tabela 2

Czas wykonywania podstawowych operacji i funkcji arytmetycznych

typ operacji	czas obliczeń w ms		
	programowa	MPS 7529-017	AM 9511
+ / -	0,2 - 3,0	120	0,3
× / -	2,0 - 5,0	300	0,7
x ²	4,0 - 6,0	400	0,7
exp /x/	65	2300	2,0
tg /x/	50	2100	2,5

4. Wnioski

Analizując przydatność prezentowanego arytmetrometru w porównaniu z innymi istniejącymi metodami wykonywania obliczeń arytmetycznych można dostrzec następujące cechy wyróżniające proponowane rozwiązanie:

- długi czas wykonywania operacji, stanowiący parametr krytyczny dla pewnych zastosowań /tab.2/,
- duża dokładność obliczeń i duży zakres liczbowy / od 10^{-99} do 10^{+99} /,
- łatwość programowania obliczeń w "języku kalkulatorowym",
- niski koszt opracowania oprogramowania obliczeń,
- równoległość pracy z mikroprocesorem,
- możliwość realizacji systemów z wieloma arytmetrometrami zmiennie - przecinkowymi.

Należy wspomnieć, że koszt struktury kalkulatorowej jest niższy od kosztu pamięci EPROM, a przy tym projektanci systemu są zwolnieni od pisania i testowania programów arytmetycznych. Podkreślić należałoby również to, że w tak zrealizowanym systemie sterującym mikroprocesor może realizować wyłącznie zadania związane z funkcjami kontrolno - sterującymi, a obliczenia mogą być wykonywane równolegle w jednym lub kilku procesorach arytmetycznych.

Opisane w artykule urządzenie spełniające rolę pomocniczego procesora arytmetyki zmiennie - przecinkowej, zostało wykonane i oprogramowane w systemie ATEL II. W systemie tym pracują jednocześnie dwa procesory pomocnicze, zbudowane w oparciu o struktury MC 74007 oraz MPS 7529-017.

Literatura

- [1] Badźmirowski K., Pieńkos J., Pięstrzyński W.: Cyfrowe układy MOS-LSI. WKŁ, Warszawa 1979
- [2] Denie J. Flora: Low-Speed counter uses low-prices calculator chip. Elektronika /December 26/ 1974
- [3] Ernst Peter A.: Remotely control a pocket calculator with simple CMOS interface circuit. Electronic Design /November 8 nr 23/ 1976
- [4] Lichodziejewski C. i inni: Minikalkulatory. PIE, Warszawa 1976
- [5] Specification for single chip 35 key scientific calculator array. Nota firmy MOSTECHOLOGY INC. 1975
- [6] William W. Moyer., Interfacing calculator chips as microcomputer pre-processors. Computer Design/May 1978
- [7] Stawniak K.: Sposób wprowadzania informacji do struktur kalkulatorowych. Zgłoszenie patentowe P-223242

THE APPLICATION OF CALCULATOR STRUCTURE MPS 7529-017 IN MICRO-
PROCESSOR SYSTEM

Summary

The paper deals with the operation principle of a typical structure of the engineer's calculator and includes a presentation of the problem of constructing devices mating with the calculator structure applied in a non-standard way.

There is described a variable point arithmetic unit adjusted to mate with the microprocessor system designed on the basis of the structure MPS 7529-017 equivalent to the MC 74008 system in Poland.

Catalogue data supplementing available literature on the subject of calculator structures are also listed.

ПРИМЕНЕНИЕ КАЛЬКУЛЯТОРНОЙ СТРУКТУРЫ В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЕ МР
7529 - 017

Резюме

В статье рассмотрен принцип действия типичной структуры инженерного калькулятора, а также представлены проблемы связанные с конструированием устройств сотрудничающих с нестандартно примененной калькуляторной структурой.

Описан арифмометр с плавающей точкой, приспособленный для совместной работы с микропроцессорной системой построенной на основании инженерной структуры МР 7529-017, отечественным эквивалентом которой является система МС 74 008.

Представлены также каталожные данные дополняющие доступную на рынке литературу на тему калькуляторных структур.

Włodzimierz Jabłoński
Ryszard Borowski
Jerzy Manikowski

BADANIE STABILNOŚCI TYRYSTOROWEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO PRĄDU STAŁEGO

W artykule zajęto się problemem dynamiki tyrystorowego układu napędowego prądu stałego z silnikiem bocznikowym. Dokonano analizy układu regulacji oraz opracowano odpowiednie programy na maszynie cyfrową jednolitego systemu "RIAD" R-32.

Przy badaniu stabilności zastosowano kryterium Nejmarka z wydzieleniem obszaru stabilności metodą D-rozbitcia. Uzyskane wyniki pozwalają na optymalny dobór korektorów /regulatorów/ do układu sterowania i regulacji prędkości obrotowej napędu elektrycznego,

1. Wstęp

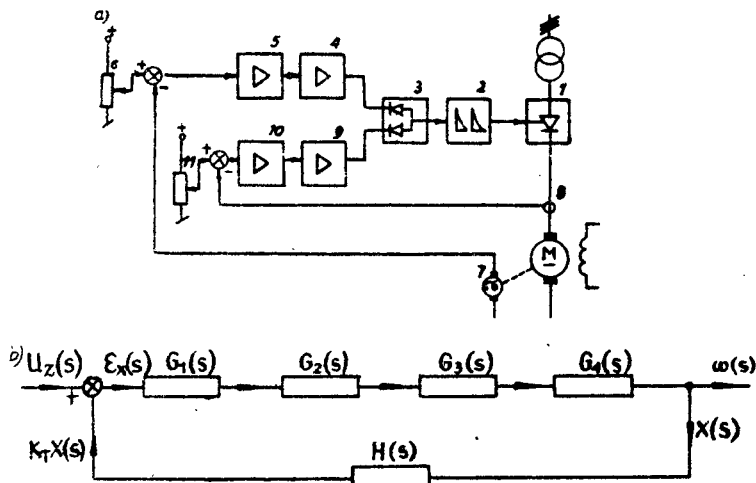
Rozwój nowoczesnych układów napędowych w coraz szerszym stopniu związany jest z zastosowaniem układów tyrystorowych. Autorzy niniejszej publikacji przeprowadzili analizę teoretyczną dotyczącą zastosowania takiego układu tyrystorowego do regulacji prędkości kątowej silnika bocznikowego prądu stałego. Wstępne zagadnienia dotyczące analizy układu przedstawiono w publikacji [6].

Artykuł niniejszy jest kontynuacją problematyki poruszonej w [5] ze szczególnym uwzględnieniem rozpatrywania stabilności zaproponowanego układu sterowania. Ze względu na możliwość zastosowania tego układu dla szerokiej grupy układów napędowych różniących się zarówno momentem obciążenia jak i mocami układów, rozpatrzono zmienność momentu oporowego, momentu bezwładności, a także stałych czasowych w układzie. Uwzględniając publikację [3] do obliczeń przyjęto przedstawione tam wielkości stałych czasowych /elektromechanicznej i elektromagnetycznej/ oraz ich wzajemne proporcje. Duża liczba przeprowadzonych obliczeń przy szerokiej zmianie parametrów układu predystynuje do wykorzystania obliczeń wykonywanych na maszynie cyfrowej. Ze względu na ograniczenie wielkości publikacji programy obliczeń nie są załączone.

Rozpatrywany układ napędowy jest układem nienawrotnym; regulatory prędkości kątowej i prądu połączone są równolegle. Tego typu połączenie w tym przypadku jest najbardziej uzasadnione [5]. W artykule zajęto się pętlą sterowania prędkościowego jako bardziej skomplikowaną. Rozważania dla obwodu prądowego można przeprowadzić w podobny sposób.

2. Badanie stabilności układu automatycznej regulacji

Schemat blokowy badanego układu automatycznej regulacji /UAR/ przedstawiono na rys.1.



Rys.1. Schemat tyrystorowego układu napędowego z równoległe połączonym obwodem regulacji prędkości obrotowej i prądu twornika
 a/ schemat funkcjonalny układu: 1-przekształtnik tyrystorowy, 2-układ wyzwiania, 3-człon typu „mniejszy od”, 4 i 9 - wzmacniacze mocy, 5-wzmacniacz-regulator sprzężenia prędkości obrotowej, 6-potencjometr zadający poziom prędkości, 7-tachogenerator, 8-przekładnik prądowy, 10-wzmacniacz-regulator ograniczenia prądu, 11-potencjometr zadający poziom ograniczenia prądu
 b/ schemat blokowy toru regulacji prędkościowej

Transmittancje operatorowe poszczególnych elementów oznaczają:

- $G_1(s) = K_1$ - transmittancja operatorowa wzmacniacza operacyjnego,
 $G_2(s) = K_2$ - transmittancja operatorowa wzmacniacza mocy,
 $G_3(s) = K_3$ - transmittancja operatorowa prostownika tyrystorowego,
 $G_4(s) = \frac{\omega(s)}{U_T(s)}$ - transmittancja operatorowa silnika bocznikowego prądu stałego przy regulacji prędkości kątowej przez zmianę napięcia na zaciskach uzwojenia twornika,
 $H(s) = K_T$ - transmittancja operatorowa prędnicy tachometrycznej,
 $U_z(s)$ - napięcie zadane,
 $\omega(s)$ - prędkość kątowa na wale silnika,
 $X(s)$ - sygnał sprzężenia zwrotnego,
 $E_x(s)$ - sygnał uchybu.

Uogólnioną transmittancję operatorową obcowzbudnego silnika bocznikowego prądu stałego przy stałej wartości strumienia wzbudzenia wyznaczyć można ze wzoru [4]:

$$G_4(s) = \frac{\omega(s)}{U_t(s)} = \frac{K_M}{1 + sT_m(1 + sT_e)} \left[1 - \frac{sL_t + R_t}{K_m U_t(s)} N_m(s) + \frac{sL_t J + R_t J}{K_m U_t(s)} \omega(0) + \frac{L_t i_t(0)}{U_t(s)} \right] \quad (2.1)$$

w których:

$$T_e = \frac{L_t}{R_t} \quad - \text{elektromagnetyczna stała czasowa}$$

$$T_m = \frac{R_t J}{K_e K_m} = \frac{R_t J}{K^2} \quad - \text{elektromechaniczna stała czasowa}$$

$$K_e = K_m = K$$

$$K_t = \frac{1}{K_e} \quad - \text{współczynnik wzmocnienia}$$

$$L_t \quad - \text{indukcyjność twornika i dławika}$$

$$R_t \quad - \text{rezystancja twornika i dławika}$$

$$J = \frac{GD^2}{4g} \quad - \text{moment bezwładności}$$

$$N_m(s) \quad - \text{moment obciążenia}$$

$$i_t(0) = \frac{\omega(0) N_m(s)}{K \eta} \quad - \text{natężenie prądu w obwodzie twornika}$$

$$\eta \quad - \text{sprawność zależna od obciążenia}$$

Dla zerowych warunków początkowych transmitancja przewodnia $\omega(s)/U_t(s)$ określona jest zależnością [5]:

$$G_4(s) = \frac{\omega(s)}{U_t(s)} = \frac{K_{t1}}{1 + sT_m(1 + sT_e)} \quad (2.2)$$

oraz gdy wielkością wyjściową jest prąd twornika:

$$G_4(s) = \frac{i_t(s)}{U_t(s)} = \frac{K_t sT_m}{1 + sT_m(1 + sT_e)} \quad (2.3)$$

Transmitancję całego rozpatrywanego UAR można wyrazić następującą zależnością:

$$G(s) = \frac{G_1(s) G_2(s) G_3(s) G_4(s)}{1 + H(s) G_1(s) G_2(s) G_3(s) G_4(s)} \quad (2.4)$$

Przyjmując do dalszych obliczeń transmitancje operatorowe poszczególnych elementów układu $K_1 K_2 K_3 = K_\Sigma$, wyrażenie na transmitancję UAR przyjmie postać:

$$G(s) = \frac{K_\Sigma G_4(s)}{1 + K_\Sigma G_4(s) H(s)} \quad (2.5)$$

Po podstawieniu do wzoru (2.5) wyrażenia na transmitancję operatorową silnika wg wzoru (2.2) i prądnicy tachometrycznej $H(s)$ otrzymano:

$$G(s) = \frac{K_{\Sigma} K_M}{s^2 T_m T_e + s T_m + K_{\Sigma} K_i K_T + 1} \quad (2.6)$$

oraz po podstawieniu do wzoru (2.5) wyrażenia na transmitancję operatorową silnika wg wzoru (2.1):

$$G(s) = \frac{\alpha + s\beta}{s^2 T_m T_e + s(T_m + \beta K_T) + \alpha K_T + 1} \quad (2.7)$$

lub w postaci ogólnej:

$$G(s) = \frac{\alpha + s\beta}{s^2 A + sB + C} \quad (2.8)$$

w którym współczynniki wyrażone zostały w funkcji zmiennych parametrów układu K_{Σ} , K_M , ω , M_m i J :

$$\alpha = \frac{K_{\Sigma} K_M}{K U_t(s)} \left[R_t (J\omega(0) - M_m(s)) + 60L_t \frac{M_m(s)}{\gamma} + K U_t(s) \right]$$

$$\beta = \frac{K_{\Sigma} K_i}{K U_t(s)} \left[L_t (J\omega(0) - r_m(s)) \right]$$

$$A = T_m T_e = \frac{L_t}{K^2} J$$

$$B = T_m + \beta K_T = \frac{R_t}{K^2} J + \beta K_T$$

$$C = \alpha K_T + 1$$

Badanie stabilności układu przeprowadzono na podstawie kryterium Hurwita przy uwzględnieniu wartości stałych katalogowych silnika, posługując się elektroniczną maszyną cyfrową jednolitego systemu "RIAD"R-32. Opracowany program w języku FORTRAN, sprawdzający stabilność układu dla różnych wartości parametrów, wykazał że rozpatrywany układ automatycznej regulacji w żędanym zakresie zmian jest zawsze stabilny.

Do badania stabilności przyjęto wartości typoszeregu silników oraz dane odnośnie stałych czasowych zawarte w publikacji [3]:

$$K_{\Sigma} = 2000 \text{ do } 1\,000\,000$$

$$T_e = 0,5 \text{ [s]}$$

$$K_M = \frac{1}{K_a} = 0,288 \text{ [1/Vs]}$$

$$R_t = 0,2 \text{ [\Omega]}$$

$$K_e = K_m = K = 3,48 \text{ [Vs]}$$

$$L_t = 0,1 \text{ [H]}$$

$$K_T = 0,75 \text{ [Vs]}$$

3. Badanie jakości regulacji

Ważnym zagadnieniem przy projektowaniu układów sterowania i automatyki jest jakość regulacji określona przez następujące wymagania:

- przeregulowanie,
- uchyb statyczny,
- uchyb dynamiczny,
- czas regulacji.

W rozpatrywanym układzie wielkością wyjściową jest prędkość kątowa na wale silnika przy stałym napięciu zadanym. Wzajemną zależność określono następująco:

$$\omega(s) = G(s) U_z(s) \quad (3.1)$$

gdzie:

$$U_z(s) = \frac{U_z}{s}$$

U_z - stała wartość napięcia zadanego

$G(s)$ - określone wzorem (2.3)

Zatem:

$$\omega(s) = \frac{\alpha + s\beta}{s^2A + sB + C} \cdot \frac{1}{s} = \frac{\alpha}{s(s^2A + sB + C)} + \frac{\beta}{s^2A + sB + C} \quad (3.2)$$

Ogólnie można zapisać :

$$\omega(s) = \omega_1(s) + \omega_2(s) \quad (3.3)$$

i rozwiązywać każdą część oddzielnie.

Dla ułatwienia przejścia z postaci operatorowej na funkcje czasowe określono:

$$a/ \text{współczynniki tłumienia : } \xi = \sqrt{\frac{B^2}{4AC}} = \frac{B}{2\sqrt{AC}} \quad (3.4)$$

$$b/ \text{czas charakterystyczny : } T_c = \sqrt{\frac{C}{A}} \quad (3.5)$$

$$c/ \text{okres oscylacji : } T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{2\pi T_c}{\sqrt{1-\xi^2}} \quad (3.6)$$

Podstawiając do wzoru (3.2) określone wzorami (3.4) do (3.6) wyrażenia otrzymano:

$$\omega_1(s) = \frac{\alpha}{C} \cdot \frac{1}{s(T_c^2 s^2 + 2\xi T_c s + 1)} \quad (3.7)$$

$$\omega_2(s) = \frac{\beta}{C} \cdot \frac{1}{T_c^2 s^2 + 2 \xi T_c s + 1} \quad (3.2)$$

Odpowiednie funkcje czasowe wyliczono przy uwzględnieniu trzech przypadków: dla $\xi^2 < 4AC$, $\xi^2 = 4AC$ oraz $\xi^2 > 4AC$.

Oliczenia przeprowadzono dla zmiennych parametrów typowych spoty - kanych układów napędowych:

a/ wzmożenia $K_{\Sigma} = 2000, 10000, 50000, 100000, 1000000$

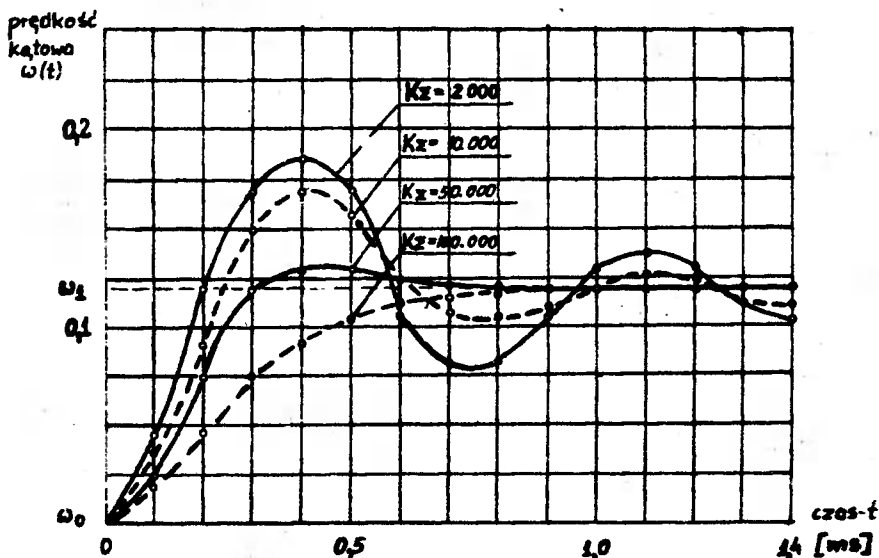
b/ prędkości kątowej $\omega = 6.3, 42.5, 78.8$ 1/sek

c/ momentu obrotowego $M_m = 0, 39, 78$ kgm

d/ momentu bezwładności $J = 0.93, 5.63, 10.57$ kgm²

Na podstawie obliczeń na maszynie cyfrowej otrzymano zestaw tablic zawierających funkcję wyjścia $UAR(\omega(t) = f(t)$ w zależności od zmian wymienionych wyżej wielkości. Otrzymane wyniki posłużyły do sporządzenia wykresów przebiegu tej funkcji dla różnych charakterystycznych wielkości K_{Σ} , ω , M_m i J .

Przykładowe przebiegi funkcji $\omega(t) = f(t)$ pokazano na rys.2.



Rys.2. Przebiegi prędkości w funkcji czasu w układzie z regulatorem typu P dla następujących parametrów: $\omega = 6.28$ [1/s], $M_m = 0$ [kgm], $J = 0.93$ [kgm²] przy $K_{\Sigma} = \text{var}$ [2 000 do 100 000]

4. Zastosowanie regulatorów

Poprzednie rozważania dotyczą w zasadzie obiektu z regulatorem typu P, który nie spełnia wymagań stawianych układowi regulacji prędkości kątowej. Dla polepszenia własności dynamicznych układu napędowego w całym

zakresie regulacji, zastosowano odpowiednie regulatory typu PI i PID. Rodzaje zastosowanych regulatorów oraz wartości stałych czasowych i łączne transmitancje regulatora ze wzmacniaczem operacyjnym podano w tabeli 1.

Tabela 1

Dobór regulatorów do układu automatyki

Rodzaj regulatora	Stałe czasowe regulatora przy realizacji na układach RC	Nowe transmitancje wzmacniaczy z regulatorem
1	2	3
reg.1	$T_r = RC$	$G_1'(s) = \frac{K_1}{1 + sK_1 T_r}$
reg.2	$T_{r1} = R_2 C_1$ $T_{r2} = (R_1 + R_2) C_1$	$G_1''(s) = \frac{K_1'}{(1 + sK_1 T_r) (1 + K_1 \frac{1+sT_{r1}}{1+sT_{r2}})}$
reg.3	$T_{r3} = R_3 C_3$	$G_1'''(s) = \frac{K_1'}{(1+sK_1 T_{r3})(1+sK_1 T_{r1} \frac{1+sT_{r1}}{1+sT_{r2}})}$

Po podstawieniu wyrażeń z kolumny 3 tabeli 1 do wzoru (2.4) na uogólnioną transmitancję UAR, otrzymano nowe wyrażenia dla obliczania łącznej transmitancji układu z regulatorami. Wzory te podano w kolumnie 2 tabeli 2 dla różnych rodzajów regulatorów. Wstawiając do nich odpowiednie wyrażenia na $G_4(s)$ i $H(s)$ oraz uwzględniając zależności wzoru (3.1), w którym $G(s)$ stanowi transmitancję operatorową UAR z wybranym regulatorem, otrzymano ostateczne wyrażenia na obliczenie zmian prędkości kątowej na wale silnika $\omega(s)$ w funkcji zmian napięcia zdanego $U_z(s)$. Wyniki powyższych przekształceń zestawiono w kolumnie 3 tabeli 2.

Wartości współczynników z kolumny 3 tabeli 2 obliczono na podstawie zależności:

α, β, A, B, C - jak podano przy wzorze (2.8), a pozostałe w sposób analogiczny [6].

Dla zrealizowania obliczeń opracowano odpowiednie podprogramy przystosowane dla maszyny cyfrowej R-32, obliczające poszczególne fragmenty rozwiązania za pomocą znanych metod numerycznych.

Oręcz wymienionych podprogramów, dla każdego układu z regulatorem opracowano na podstawie wprowadzonych wzorów programy obliczające współczynniki funkcji $G(s)/s$ dla zadanych wartości parametrów i drukujące wyniki w postaci tabelaryzowanej zależności prędkości kątowej od czasu regulacji.

Obliczenia przeprowadzono podobnie jak w punkcie 3 dla tych samych wartości zmiennych parametrów K_{Σ}, ω, M_m i J oraz różnych stałych czasowych

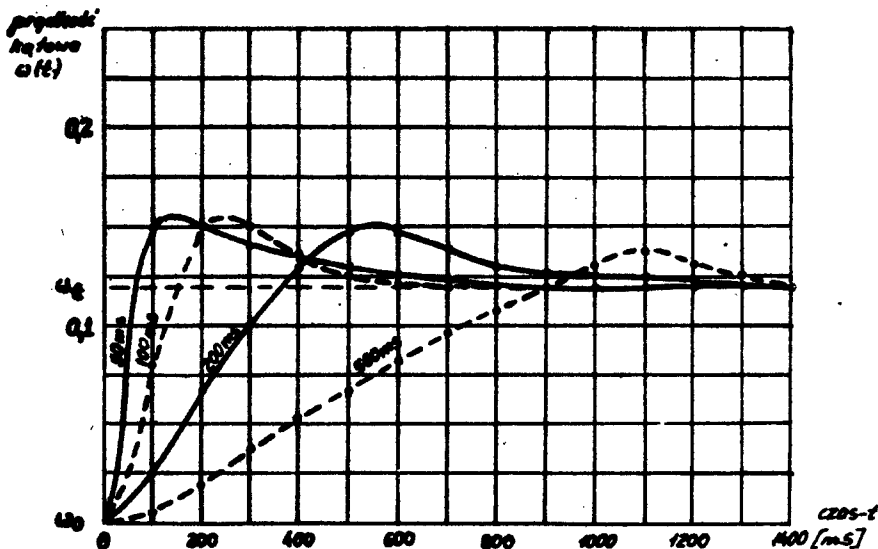
Tabela 2

Transmitancje układu automatyki wraz z regulatorami

Rodzaj regulatora	Transmitancje operatorowa UAR z regulatorami G (s) =	Prędkość kątowna na wale silnika (s) =
1	2	3
reg. 1	$\frac{K_{\Sigma} G_4 (s)}{s K_1 T_r + K_{\Sigma} H (s) G_4 (s) + 1}$	$\frac{\alpha + s\beta}{s (s^3 D + s^2 E + s F + C)}$
reg. 2	$\frac{(1+sT_{r2}) k_{\Sigma} K_1 G_4 (s)}{(1+sT_{r2})(1+sK_1 T_r + K_{\Sigma} K_1 H (s) G_4 (s)) + K_1 (1+sT_{r2})} \cdot (1+sK_1 T_r)$	$\frac{\alpha + s(\beta + \alpha T_{r2}) + s^2 \beta T_{r2}}{s (s^4 L + s^3 N + s^2 O + s P + Q)}$
reg. 3	$\frac{(1 + sT_{r2}) K_{\Sigma} K_1 G_4 (s)}{(1 + sT_{r2})(1+sK_1 T_{r3} + K_{\Sigma} K_1 H (s) G_4 (s)) + s K_1 T_r (1+sT_r)} \cdot (1+sK_1 T_{r3})$	$\frac{\alpha + s(\beta + \alpha T_{r2}) + s^2 \beta T_{r2}}{s (s^5 R + s^4 V + s^3 W + s^2 X + s Y + Z)}$

wych regulatorów $T_r = 2, 20, 50, 100, 200$ i 500 ms.

W zależności od zakresu zmian wymienionych wyżej parametrów, uzyskano zestaw tablic zawierających funkcje wyjścia UAR z odpowiednimi regulatorami $\omega(t) = f(t)$. Przykładowe przebiegi tych funkcji pokazano na rys.3.



Rys.3. Przebiegi prędkości w funkcji czasu w układzie z regulatorem typu PID dla następujących parametrów: $\omega = 42,5$ [1/s], $M_m = 60$ [kgm]
 $J = 5,63$ kgm², $K_{\Sigma} = 75$ 000 przy $T_r, T_{r1}, T_{r2}, T_{r3} = \text{var}$ [50 do 500 ms]

W celu zbadania stabilności różnych UAR z regulatorami określono graniczne wartości wzmacnienia $K_{\Sigma \text{ max}}$, przy których rozpatrywane układy będą jeszcze stabilne. W tym przypadku zastosowano kryterium Nejmarka wydzielając obszar stabilności /metodą D-rozbitcia/ w płaszczyźnie jednego parametru K_{Σ} .

Z kolumny 3 tabeli 2 dla poszczególnych regulatorów, po odpowiednim przekształceniu równania charakterystycznego względem szukanego parametru K_{Σ} i podstawieniu wartości współczynników równania oraz zamianie operatora s na $j\omega$, wyliczono wzmacnienie układu jako:

$$K_{\Sigma} = U(\omega) + jV(\omega) \quad (4.1)$$

gdzie:

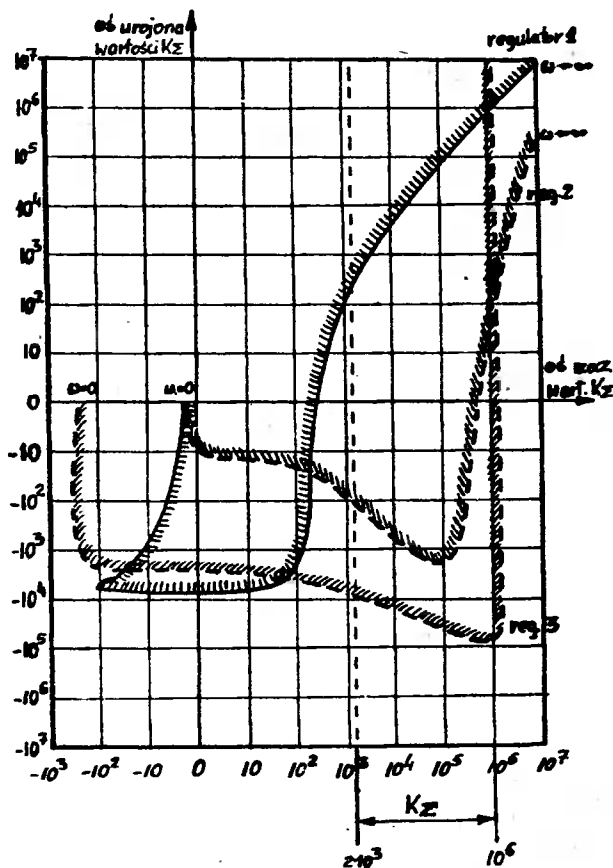
$U(\omega)$ - część rzeczywista wartości K_{Σ}

$V(\omega)$ - część urojona wartości K_{Σ}

Z otrzymanego wyrażenia obliczono, korzystając z maszyny cyfrowej, wartości $U(\omega)$ i $V(\omega)$ dla różnych ω w granicach od 0 do $\pm\infty$. Wyniki obliczeń przedstawione zostały w postaci tabelaryzowanej zależności U

i V od ω . Na podstawie uzyskanych wyników wykreślono granicę D - rozbitcia względem K_{Σ} , przyjmując dla wartości K_{Σ} tylko dodatnią część osi rzeczywistej $U(\omega)$.

(Obszary stabilności oraz graniczne wartości wzmacnienia $K_{\Sigma \max}$ dla różnych regulatorów przedstawiono na rys.4.



Rys.4. Obszary stabilności oraz graniczne wartości wzmacnienia $K_{\Sigma \max}$ dla różnych układów z regulatorami

5. Wnioski

1. Stwierdza się dużą przydatność zastosowanego kryterium stabilności Nejmarka /metodą D -rozbitcia/ do analizy UAR. Przy wykorzystaniu maszyny cyfrowej można dokonać szybkich obliczeń dla szerokiego zakresu zmian parametrów układu automatyki.
2. Wyznaczone na tej podstawie stałe czasowe dla regulatorów okazały się zbliżone z proponowanymi nastawami regulatorów w publikacji

cji [5], w szczególności dotyczy to uproszczonego kryterium mo-
 dułu, gdzie doбира się stałą czasową $T_{r1} = T_e$ i stałą czasową
 $T_{r2} = T_m$.

3. Na podstawie powyższego wniosku, przy przyjęciu założeń dotyczą-
 cych doboru stałych czasowych jak wyżej, można przedstawić tran-
 zmitancję obiektu jako członu inercyjnego II rzędu, co w konsek-
 wencji prowadzi do znacznego uproszczenia obliczeń.

Literatura

- [1] Sukhsan A.: Das Einschwingverhalten drehzahlregelter Gleichstroman-
 trieben bei Sollwert und Lastössen. Techn. Mitt., AEG - Telefunken nr 6
 /1969
- [2] Kaczmarek T.: Teoria układów automatycznej regulacji. WNT, Warszawa
 1974
- [3] Kaczmarek T., Deskur J., Wasilewski S.: Uwagi o wyznaczaniu stałych
 czasowych silników obcowzbudnych prądu stałego. Przegląd Elektrotech-
 niczny nr 6/1978
- [4] Puchełka T., Woźniak A.: Elementy i układy elektryczne automatycznej
 regulacji. Przykłady i zastosowania. WNT, Warszawa 1963
- [5] Tunia H., Kazmierkowski M.P.: Podstawy automatyki napędu elektryczne-
 go. PWN, Warszawa - Poznań 1978
- [6] Jabłoński W., Borowski R., Manikowski J.: Badanie stabilności tyrysto-
 rowego układu napędowego prądu stałego. VIII Sympozjum "Metody mate-
 matyczne w elektrotechnice", Opole - Pokrzywna 1979

INVESTIGATION OF DIRECT CURRENT SCR ELECTRIC DRIVE SYSTEM

Summary

The paper deals with the problem of the dynamics of the SCR drive
 system supplied with direct current and the shunt motor. There was made
 an analysis of the regulation system as well as programmes for the digi-
 tal computer of the uniform system RIAD R-32 were worked out.

When examining stability there was applied the Neimark criterion
 with determining stability area by the D method. The results obtained
 enable an optimum selection of correctors/regulators/ for the control
 and regulation system of the rotational speed of the electric drive.

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ТИРИСТОРНОЙ ПРИВОДНОЙ СИСТЕМЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Резюме

В статье рассмотрена проблема динамики тиристорной приводной систе-
 мы постоянного тока с шунтовым двигателем. Проведен анализ системы регу-
 лирования, а также разработаны программы для вычислительной машины общей
 системы "Ряд" Р-32.

При исследовании стабильности применен критерий Наймарка, выделяя
 область стабильности методом D раздела. Полученные результаты дают воз-
 можность оптимального подбора регуляторов для системы управления и скорос-
 ти вращения электропривода.

Andrzej Jurkiewicz
Tadeusz Leszczyński

PRZEDSTAWIENIE BŁOKU STEROWANIA TESTEREM ZŁĄCZ WIELOSTYKOWYCH
W POSTACI JEDNOSTKI STERUJĄCEJ WSPÖLPRACUJĄCEJ Z SYSTEMEM
MINIKOMPUTEROWYM:

W artykule opisano budowę jednostki sterującej testerem złącz wielostykowych współpracującą z systemem minikomputerowym MERA - 306. Procesem testowania dowolnego typu złącz nadzoruje minikomputer Momik 8b/1000.

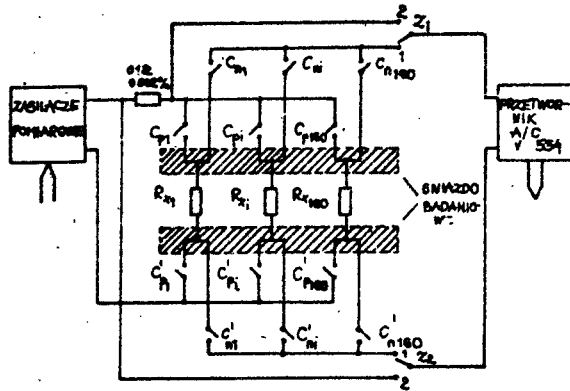
1. Wstęp

Gwałtowny rozwój produkcji minikomputerów, charakteryzujących się bardzo elastycznym systemem wejścia-wyjścia oraz dużą zdolnością obciążeniową, połączony z wyraźną obniżką ich cen spowodował ogólne dążenie do eliminowania złożonych specjalizowanych urządzeń sterujących i zastępowania ich odpowiednio skonfigurowanymi i oprogramowanymi systemami minikomputerowymi. Typowym przykładem tej tendencji jest system ATEL [1] opracowany przez ATR w Bydgoszczy. System ATEL jest informacyjnym systemem pomiarowym przeznaczonym do testowania złącz wielostykowych umożliwiający automatyczne wykonywanie pomiarów, sterowanie i obróbkę wyników testowania.

2. Założenie pracy systemu ATEL

Podstawowym modułem systemu jest minikomputer Momik 8b/1000 z urządzeniami peryferyjnymi oraz tester złącz. Do systemu sterującego można podłączyć złącza zawierające od 1 do 160 zestyków. Parametrem badanym jest rezystancja przejścia zestyku [3], której typowa wartość zawiera się w granicach od $2m\Omega$ do $50m\Omega$. Pomiar rezystancji odbywa się metodą techniczną w układzie pokazanym na rys. 1. Zestyki badanego złącza R_{X1} podłączone do systemu poprzez gniazdo badaniowe są wybierane do pomiaru za pośrednictwem zestyków aktywnych matrycy komutacyjnej $C_{p1}, C'_{p1}, C_{n1}, C'_{n1}$.

W celu dokonania pomiaru rezystancji pojedynczego zestyku w złączu muszą być wykonane następujące czynności:

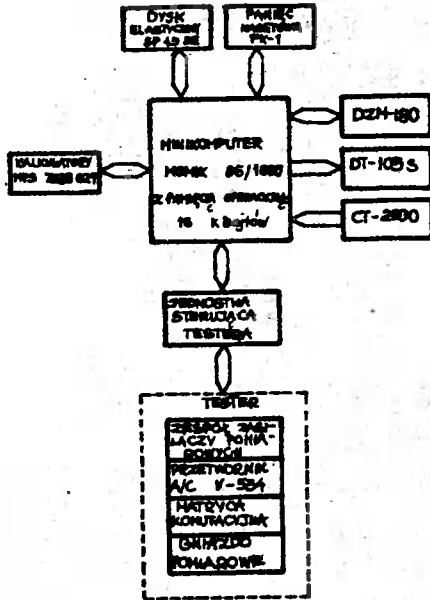


Rys.1. Układ do pomiaru rezystancji przejścia zestyków metodą techniczną

- wybranie odpowiedniego zestyku badanego złącza poprzez podanie jego numeru /jeżeli chcemy mierzyć i-ty zestyk złącza to zadziałają zestyki C_{pi} , C'_{pi} , C_{ni} , C'_{ni} /,
- pomiar napięcia U_{xi} na wybranym zestyku złącza /zestyki Z_1 , Z_2 znajdują się w położeniu 1/,
- przesłanie wartości zmierzonego napięcia U_{xi} do pamięci minikomputera,
- przełączenie zestyków Z_1 , Z_2 w położenie 2 i pomiar napięcia na oporniku $0,1\Omega/U_C$ /,
- przesłanie zmierzonego napięcia U_{oi} do pamięci minikomputera,
- wyznaczenie rezystancji mierzonego zestyku R_{xi} z wyrażenia (1)

$$R_{xi} = U_{xi} / 10 U_{oi} \quad (1)$$

Po wykonaniu pomiarów wszystkich zestyków zgodnie z programem sterującym zawartym w pamięci minikomputera, system dokonuje statystycznej obróbki wyników testowania. W rezultacie otrzymujemy wartości średnie, odchylenia standardowe, wartości minimalne, wartości maksymalne, rozstęp rezystancji przejścia dla każdego złącza z osobna i dla całej próbki badanych złącz. Ponadto określana jest wadliwość oraz badany jest rozkład prawdopodobieństwa rezystancji przejścia. Schemat blokowy systemu testującego ATEL przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Schemat blokowy informacyjnego systemu pomiarowego ATEL

3. Jednostka sterująca testerem

Blok testera złącz wielostykowych zawiera:

- zespół zasilaczy pomiarowych,
- przetwornik A/C,
- matrycę komutacyjną,
- gniazdo pomiarowe.

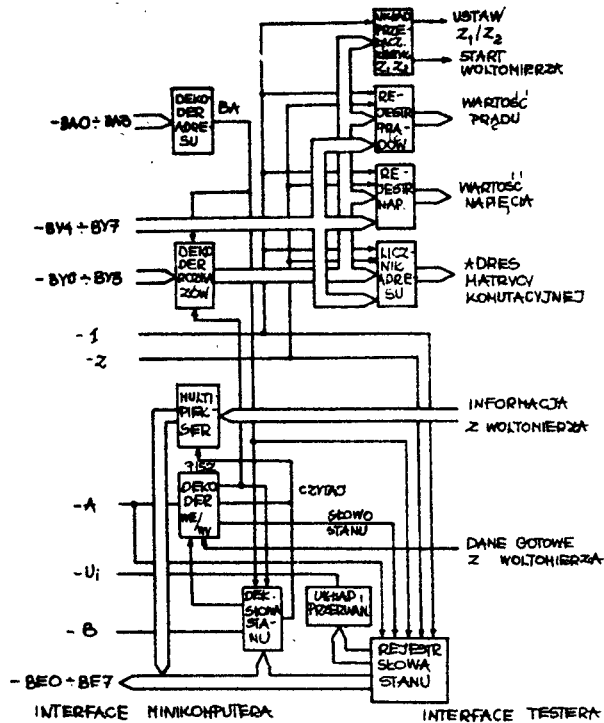
Tester sterowany jest przez minikomputer Mdmk 86/1000 [2] za pośrednictwem jednostki sterującej JS dołączonej do kanału arytmometru. Jednostka sterująca "dopasowująca" zadany współpracy testera do wymagań interface' u Momika 86/1000 otrzymuje dwa typy instrukcji we/wy: PISZ ZNAK I CZYTAJ ZNAK. Instrukcje te są interpretowane w układzie dekodera instrukcji JS, który generuje sygnały dla układu sterującego pracą testera.

Układ JS spełnia następujące funkcje:

1. Dekoduje otrzymane z minikomputera rozkazy.
2. Informuje minikomputer o stanie urządzenia pomiarowego.
3. Steruje pracą testera.
4. Buforuje informacje.

Instrukcje typu PISZ ZNAK są przesyłane z minikomputera szyną BY i spełniają funkcje sterujące w JS. Dekodowane są takie rozkazy jak:

- ustaw wartość prądu pomiarowego,
- ustaw wartość napięcia pomiarowego,



Rys.3. Schemat blokowy jednostki sterującej testerem złącz wielostykowych

- ustaw numer badanego zestyku,
- inicjacja pomiaru prądu lub napięcia,
- zerowanie jednostki sterującej.

8-bitowa informacja wysyłana z minikomputera podczas instrukcji typu PISZ ZNAK zawiera na 4 starszych bitach kod rozkazu JS natomiast na 4 młodszych - opcjonalną wartość argumentu.

W tabeli 1 przedstawiono listę rozkazów jednostki sterującej.

Instrukcja typu CZYTAJ ZNAK powoduje wysłanie przez jednostkę sterującą na szynę BE wartości zmierzonego napięcia z woltomierza lub słowo stanu JS. Sekwencyjnie występujące po sobie instrukcje typu CZYTAJ ZNAK powodują odczytanie kolejnych wartości dekad wyniku oraz zakresu pomiarowego /woltomierz zastosowany w testerze został wyposażony w układ automatycznej zmiany zakresu/. W celu przekazania do minikomputera informacji o stanie urządzenia, JS wytwarza słowo stanu, którego budowa jest przedstawiona na rys. 4.



Rys.4. Budowa słowa stanu jednostki sterującej

Tabela 1

Lista rozkaszów jednostki sterującej

Numer rozkazu	Kod										Nazwa
	Kod										
	BY0	BY1	BY2	BY3	BY4	BY5	BY6	BY7	BY7	BY7	
0	0	0	0	0	x	x	x	x	x	x	Start pomiaru napięcia
1	0	0	0	1	x	x	x	x	x	x	Start pomiaru prądu
2	0	0	1	0	x	x	x	x	x	x	Zwiększ nr zestyku o 1
3	0	0	1	1	x	x	x	x	x	x	Zmniejsz nr zestyku o 1
4	0	1	0	0							Ustaw wartość prądu
5	0	1	0	1							Ustaw wartość napięcia
6	0	1	1	0							Prześlij nr zestyku
7	0	1	1	1							Prześlij nr zestyku
8	1	0	0	0	x	x	x	x	x	x	Zerowanie licznika MPX
9	1	0	0	1	x	x	x	x	x	x	Zerowanie rej.prądu
10	1	0	1	0	x	x	x	x	x	x	Zerowanie rej.napięcia
11	1	0	1	1	x	x	x	x	x	x	Zapał wskaźnik Z
12	1	1	0	0	x	x	x	x	x	x	Zapał wskaźnik C
13	1	1	0	1	x	x	x	x	x	x	Zegaś wskaźnik Z i C
14	1	1	1	0	x	x	x	x	x	x	Przepiez z kalk.do buf.
15	1	1	1	1	x	x	x	x	x	x	Zer.liczn.adr.matr.

Znaczenie poszczególnych pozycji słowa stanu jest następujące:

- pozycja 0 - BN - nieoperatywność testera /brak jednego z napięć zasilających/,
- pozycja 1 - BZ - zajętość testera /podczas trwania pomiaru napięcia w woltomierzu/,
- pozycja 2 - BKN - koniec pomiaru napięcia,
- pozycja 3 - BKP - koniec pomiaru prądu,
- pozycja 4 - BP - pomiar zerowego zestyku.

Zaiana wartości BN, BZ, BP powoduje wygenerowanie sygnału przerwania do minikomputera.

Do komunikacji pomiędzy minikomputerem a testerem wykorzystywane są następujące linie:

Interface minikomputera

- BA0 - BA3 - linie adresowe przekazujące adres JS,
- BY0 - BY7 - linie informacji wejściowej, którymi są przesyłane do JS znaki informacyjne i sterujące,
- LE0 - BE7 - linie informacji wyjściowej, którymi są przesyłane z JS do kanału znaki informacyjne i słowo stanu JS,
- Linia A - określająca typ instrukcji we/wy przesyłanej do JS,
- Linia B - informująca kanał o stanie JS,
- Linia I - przesyłająca impuls strobojący przesyłaną instrukcję,
- Linia U_1 - przekazująca impuls przerwania,
- Linia Z - przesyłająca sygnał zerowania.

Interface testera

- USTAW Z_1 / Z_2 - linia przełączająca zestyki Z_1, Z_2
- ADRES MATRYCY KOMUTACYJNEJ - 8 linii przekazujących numery zestyków złącza,
- WARTOŚĆ PRĄDU - 4 linie przekazujące wartość prądu pomiarowego,
- WARTOŚĆ NAPIĘCIA - 4 linie przekazujące wartość napięcia pomiarowego
- START WOLTOMIERZA - linia przesyłająca sygnał zewnętrznego uruchomienia rejestracji pomiaru,
- CIĄGŁE GOTOWE - linia sygnalizująca koniec rejestracji pomiaru,
- INFORMACJA Z WOLTOMIERZA - 20 linii przekazujących wartość wyniku pomiaru i zakres pomiaru.

4. Wyniki

Przedstawione rozwiązanie JS umożliwia elastyczne oprogramowanie testera. Zaprojektowany układ został wykonany i zastosowany w systemie ATEL. Wyniki badań oraz doświadczenia przy uruchamianiu urządzenia, mogą być wykorzystane przy projektowaniu i budowie innych informacyjnych systemów pomiarowych sterowanych minikomputerem. Jednostkę może współpracować ze sterowanymi cyfrowo /w dowolnej kolejności/ 256-kanałowym multiplexerem

Tadeusz Grzechowski

ANALIZA TEMPERATUROWEJ KOMPENSACJI PRZESUNIĘCIA I NACHYLENIA
CHARAKTERYSTYKI UKŁADU LOGARYTMUJĄCEGO.

W pracy przeprowadzono analizę i opisano sposób temperaturowej kompensacji zarówno przesunięcia jak i nachylenia charakterystyki układu logarytmującego.

Przedstawiono rozważania na temat absolutnego warunku kompensacji temperaturowej z określeniem własności, jakie winny charakteryzować rezystor kompensujący, oraz podaniem wpływu napięcia charakterystycznego na kompensację temperaturową układu.

W ostatniej części pracy podano wyniki uzyskane z pomiarów przeprowadzonych na konkretnym układzie logarytmującym.

1. Wstęp

Sposród wielu różnorodnych pomiarów wielkości fizycznych w coraz szerszym stopniu zaczynają odgrywać rolę pomiary małych prądów stałych i wolnozmiennych w szerokim zakresie dynamicznym. To skłania konstruktorów do opracowywania układów pomiarowych realizujących funkcję logarytmiczną oraz quasi - wykładniczą. Układy realizujące te działania mają dziś zastosowanie niemalże w każdej dziedzinie nauki i techniki, gdzie zachodzi konieczność kompresji zakresu dynamicznego otrzymywanej informacji.

Szczególną rolę, zwłaszcza w ostatnim okresie, zaczynają odgrywać układy realizujące funkcję logarytmiczną, do których należą wzmacniacze logarytmujące. Możliwości otwierające się przed tymi układami pozwalają stosować je w licznej grupie urządzeń elektronicznych.

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

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

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

ściu logarytmiczne zmiany napięcia.

Przy pomiarach bardzo małych prądów czy napięć istotnym problemem jest znajomość rodzaju zakłóceń, tzn. czy będą to zakłócenia wewnętrzne czy zewnętrzne, typu napięciowego czy też prądowego. Znajomość tego będzie potrzebna, by móc skutecznie przeciwdziałać drogą jak najgorszego elektrycznego dopasowania do źródła zakłócającego. W zależności od typu zakłóceń mogą wchodzić w grę ekranowania elektrostatyczne i magnetyczne, ujemne sprzężenia napięciowe i prądowe, stabilizacja napięć zasilających, układy kompensacyjne itp.

Niepoślednią rolę odgrywa również wpływ temperatury na przebieg charakterystyk logarytmicznych. Istotną w tym względzie jest zarówno temperaturowa kompensacja nachylenia charakterystyki jak i kompensacja równoległa. Zwana również kompensacją przesunięcia charakterystyki logarytmicznej.

Przedmiotem niniejszej pracy jest szczegółowa analiza wpływu temperaturowego na przebieg charakterystyki przenoszenia wzmacniacza logarytmującego, oraz wskazanie drogi możliwości kompensacji tego wpływu. Przedstawione rozwiązania wykorzystane zostaną w praktycznym rozwiązaniu układowym z podaniem wyników doświadczalnych.

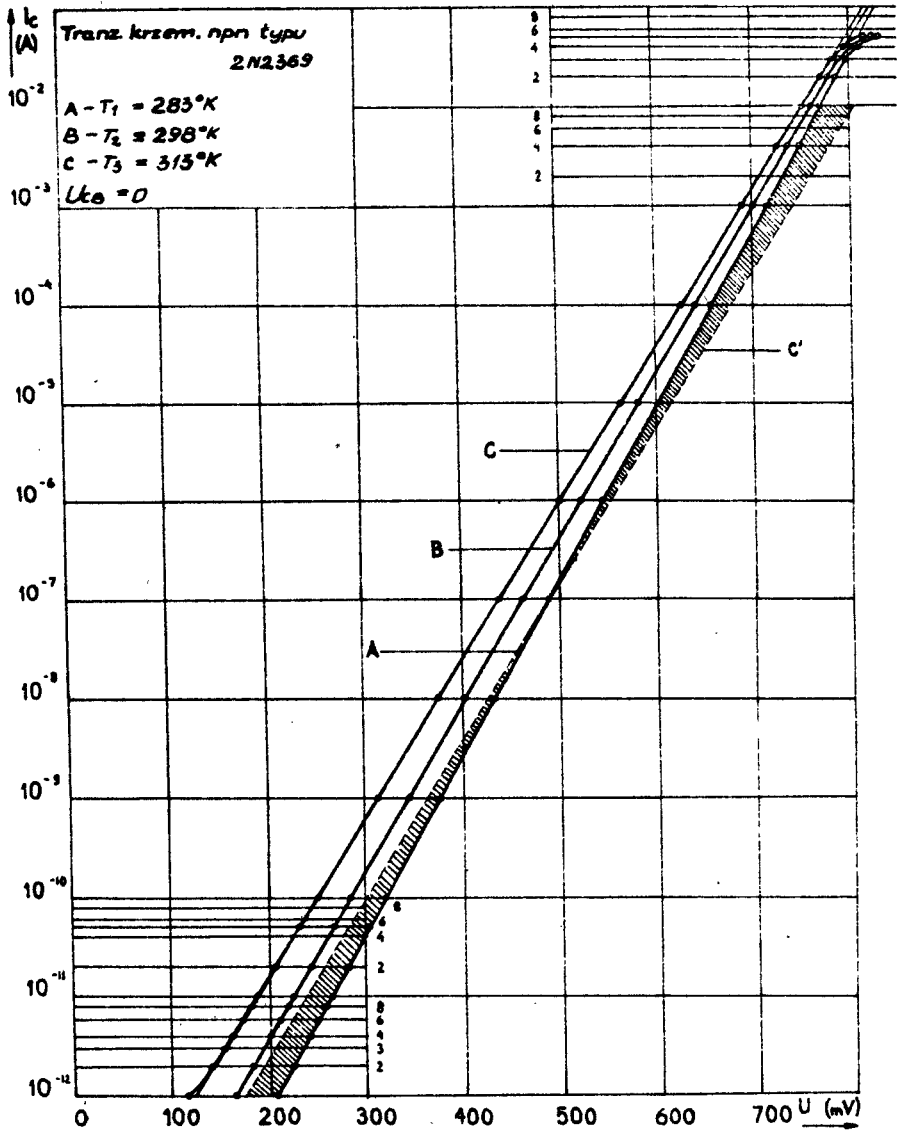
2. Wprowadzenie do zagadnień kompensacji wpływu termicznego na charakterystykę logarytmiczną

Rozważania teoretyczne i pomiary logarytmicznego współczynnika liniowości charakterystyki wzmacniacza logarytmującego wykazują, że przy odpowiednim doborze wzmacniaczy operacyjnych i półprzewodnikowych elementów o charakterystyce logarytmicznej, prawidłowe działanie układu zależy w znacznej mierze od temperatury. Zachodzi zatem konieczność zastosowania dodatkowych i takich elementów, które regulowałyby lub kompensowały wpływ temperatury na charakterystykę przenoszenia wzmacniacza logarytmującego.

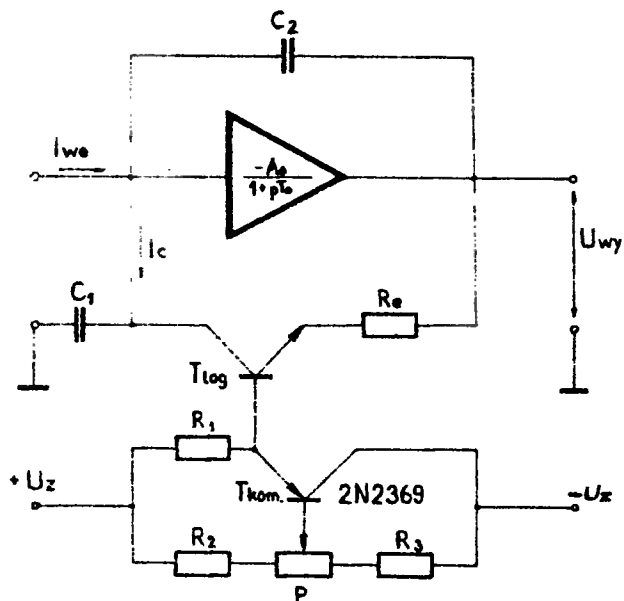
Na rys. 1 pokazano logarytmiczną charakterystykę $I_C = f/U_{EB}$ tranzystora krzemowego npn typu 2N2369, z temperaturą jako parametrem. Charakterystyki zdjęta dla trzech różnych temperatur wykazują, że w funkcji temperatury zachodzi nie tylko ich przesunięcie wzdłuż osi napięcia U_{EB} , ale następuje również zmiana nachylenia charakterystyki.

Wielu autorów [1,2,3] stosowało tylko kompensację równoległą charakterystyki przedstawioną na rys.1 krzywą kreskowaną. Oczywiście w takich przypadkach zmiana nachylenia charakterystyki wcale nie jest kompensowana i nadal pozostaje dość poważny błąd. Dokładniejsza metoda kompensacji temperaturowej powinna zatem obejmować zarówno kompensację równoległą /przesunięcia/ jak i nachylenia charakterystyki.

Do kompensacji równoległej można wykorzystać charakterystykę złącza p-n w kierunku przewodzenia logarytmicznego elementu sprzężenia zwrotnego. Układ realizujący przesunięcie krzywej logarytmicznej - krzywej C do C' na rys.1 - przedstawiony jest na rys.2.



Rys.1. Charakterystyki logarytmiczne tranzystora krzemowego npn typu 2N2369 dla różnych temperatur, przy $U_{CB} = 0$



Rys.2. Układ wzmacniacza logarytmującego z temperaturową kompensacją przesunięcia charakterystyki

Jak wynika z równania

$$U_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S} = 2,304 \frac{kT}{q} \log \frac{I_C}{I_S} \quad (1)$$

gdzie: U_{EB} - napięcie złącza emiter-baza

I_C - prąd kolektorowy tranzystora

I_S - wsteczny prąd nasycenia

k - stała Boltzmanna - $1,3803 \cdot 10^{-23} \text{J}^{\circ}\text{K}$

T - temperatura bezwzględna

q - ładunek elektronu - $1,6019 \cdot 10^{-19} \text{C}$

przesuwanie charakterystyki logarytmicznej tranzystora spowodowane jest głównie wpływem temperatury na złącze emiter-baza. W rozważanym przypadku wywołuje to zmianę napięcia emiter-baza U_{EB} tranzystora logarytmującego T_{log} w codzienne sprężenie zwrotnego.

Zrównoważenie wpływu temperatury na tranzystor logarytmujący T_{log} - czyli równoległe przesunięcie charakterystyki do stanu wyjściowego przy określonej temperaturze - można uzyskać wykorzystując temperaturowe zmiany wywoływane w tranzystorze pnp T_{komp} . Ustalając odpowiednie warunki pracy tranzystora T_{komp} przy pomocy potencjometru P, by zachowany był warunek $U_{EB} = 0$ niezbędny dla prawidłowej pracy tranzystora T_{log} , można uzyskać kompensację temperaturową w szerokim zakresie zmian temperatury. Kompensacja zachodzi na skutek tego, że zmiany temperatury otoczenia wy-

woluje jednocześnie zmiany w złączu emiter-baza obu tranzystorów T_{log} /npn/ i T_{komp} /pnp/, w różnych kierunkach. Znaczący to, że zmiany napięcia emiter-baza U_{EB} zachodzą dla każdego tranzystora w innym kierunku i w rezultacie kompensują się wzajemnie.

Wymieniona metoda kompensacji temperaturowej jest jednak niewys - tarczająca, gdyż oprócz przesunięcia charakterystyki następuje również zmiana jej nachylenia. Jest to szczególnie ważne gdy w grę wchodzi zakres dynamiczny, obejmujący więcej niż sześć dekad prądu i gdy wymagana jest dokładność zmiany logarytmicznej sięgająca 1%. Zachodzi wtedy konieczność stosowania dodatkowej kompensacji eliminującej równocześnie nachylenie charakterystyki.

Najbardziej wskazaną byłaby metoda kompensacji temperaturowej umożliwiająca określenie tylko jednego warunku kompensacji. Ten problem można rozwiązać, jeżeli zastosowany zostanie tylko jeden element kompensujący, reagujący zarówno na zmiany nachylenia jak i na przesunięcie charakterystyki logarytmicznej wzmacniacza. Pewne kierunki postępowania w tym względzie wskazał M.Y. El-Ibiery [5], na podstawie których można określić absolutny warunek kompensacji.

3. Analiza absolutnego warunku kompensacji temperaturowej

3.1. Eliminacje składnika zależnego od temperatury

Podstawowe rozważenia wyjściowe można przeprowadzić w oparciu o rys.3 oraz równanie [7]:

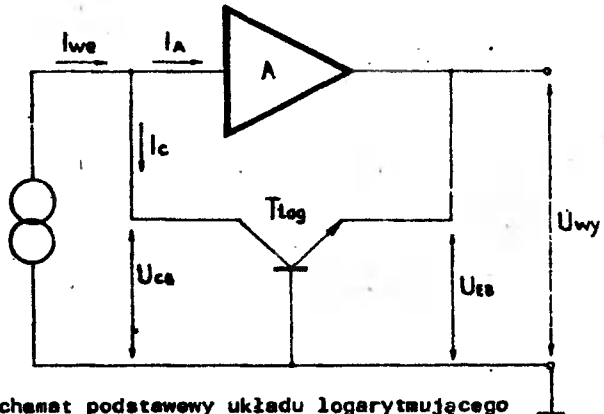
$$I_c = I_s \exp\left(\frac{q U_{EB}}{kT}\right) \quad (2)$$

Prąd nasycenia I_s tranzystora w kierunku zaporowym określony jest przez następujące równanie (6), (7)

$$I_s = \alpha T^n \exp\left(-\frac{qV_0}{kT}\right) \quad (3)$$

gdzie: α i n - stałe zależne od geometrii i rodzaju materiału tranzysto-
re

V_0 - ekstrapolowane przerwy energetyczne przy $0^\circ K$



Rys.3. Schemat podstawowy układu logarytmującego

Podstawiając do równania (2) w miejsce I_c wyrażenia określone równaniem (3) otrzymamy

$$I_c = \alpha T^n \exp\left[\left(U_{EB} - V_0\right) \frac{q}{kT}\right] \quad (4)$$

Zlogarytmowanie równania (4) i uporządkowanie jego wyrazów daje

$$\log I_c = \frac{q \log e}{kT} (U_{EB} - V_0) + n \log T + \log \alpha \quad (5)$$

Drugi składnik prawej strony równania (5) można przekształcić do postaci

$$\log T = \log T_0 - \log \frac{T_0}{T} \quad (6)$$

gdzie: T_0 jest dowolną temperaturą w $^{\circ}K$.

Równanie (6) można dalej przekształcić do postaci dogodnej do rozwinięcia w szereg potępowy, mianowicie:

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

Ogólnie biorąc można napisać dla $-1 < x < 1$, że

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots + (-1)^{n-1} \frac{x^n}{n} + \dots$$

Jeżeli $|x| \ll 1$ to drugi i dalsze wyrazy szeregu można pominąć i wtedy

$$\ln(1+x) \approx x$$

Biorąc topodługą można dla temperatury T mało różniącej się od dowolnie obranej temperatury T_0 napisać, że

$$\frac{T_0 - T}{T} \ll 1$$

Zatem po pominięciu drugiego i dalszych wyrazów rozwinięcia

$$\log \left(1 + \frac{T_0 - T}{T}\right)$$

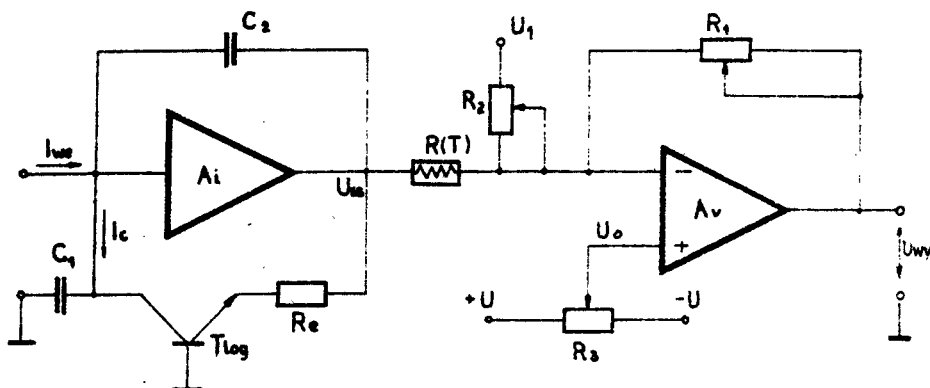
oraz po uwzględnieniu zależności, że $\log x = \ln x \cdot \log e$, równania (7) przyjmie postać

$$\log T \approx \log(eT_0) - \frac{T_0}{T} \log e \quad (8)$$

Wprowadzając teraz równanie (8) do równania (5) otrzymamy:

$$\log I_c = \frac{q \log e}{kT} \left[U_{EB} - \left(V_0 + n \frac{kT_0}{q} \right) \right] + n \log(eT_0) + \log \alpha \quad (9)$$

Podstawowy układ wzmacniacza logarytmującego, zawierający opisany sposób kompensacji temperaturowej charakterystyki logarytmicznej z jednym elementem kompensującym w postaci rezystora R/T przedstawia rys. 4.



Rys.4. Podstawowy układ wzmacniacza logarytmującego z jednoelementowym układem kompensacji temperaturowej

Napięcie na wyjściu układu określić można na podstawie układu przedstawionego na rys. 5a, stanowiącego stopień wyjściowy wzmacniacza logarytmującego.

Dla układu z uziemionym wejściem nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego A_v /rys. 5b/, a więc dla $U_o = 0$, napięcie wyjściowe można opisać następującym równaniem:

$$U'_{wy} = - \frac{R_1}{R_2} U_1 - \frac{R_1}{R(T)} (-U_{EB}) \quad (10)$$

Natomiast dla układu z uziemionymi wejściami "a" i "b" /wejście odwracające wzmacniacza A_v /, tj. dla $U_1 = 0$ i $-U_{EB} = 0$ /rys.5c/, napięcie wyjściowe można wyrazić równaniem o postaci:

$$U''_{wy} = \frac{R_1}{R_2 \cdot R(T)} (-U_o) = - \frac{R_1}{R(T)} U_o - \frac{R_1}{R_2} U_o \quad (11)$$

Napięcie wypadkowe U_{wy} na wyjściu układu z rys.5a, czyli układu z rys.4 stanowi sumę napięć częściowych U'_{wy} i U''_{wy} określonych równaniami (10) i (11) i wyraża się równaniem

$$U_{wy} = \frac{R_1}{R(T)} (U_{EB} - U_o) - \frac{R_1}{R_2} (U_1 + U_o) \quad (12)$$

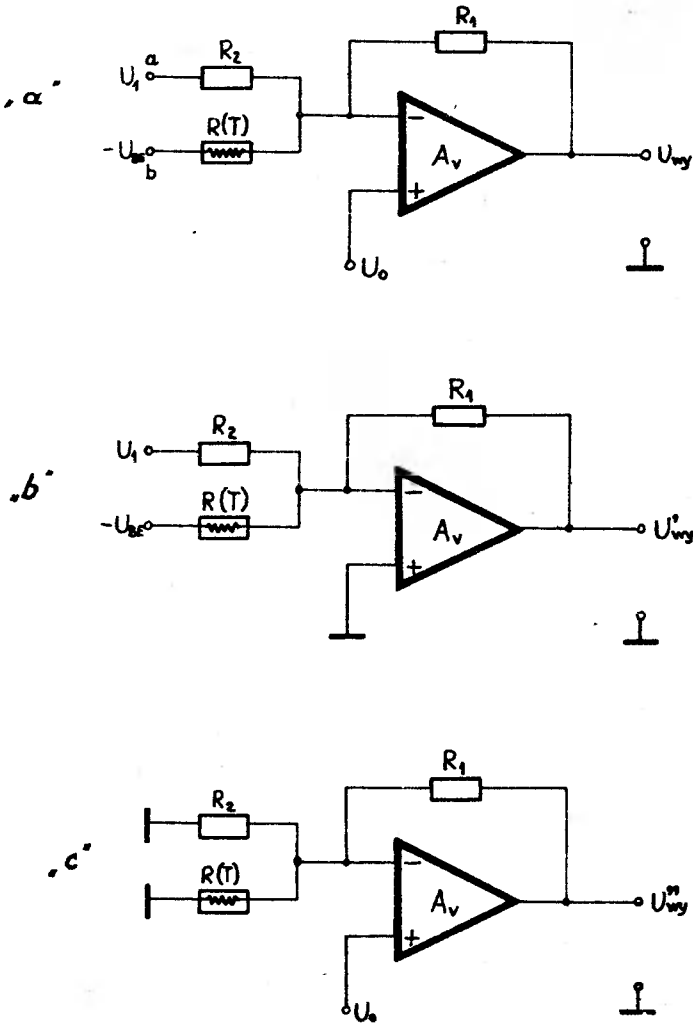
gdzie:

$R(T)$ - rezystor wprost proporcjonalny do temperatury absolutnej

$$R(T) = g \cdot T \quad (13)$$

g - zmiana rezystancji na 1°

U_o - stałe napięcie charakterystyczne dane przez równanie



Rys.5. Schemat ideowy badanego wzmacniacza logarytmującego z układem kompensacji temperaturowej

$$U_0 = V_0 + n \frac{k \cdot T_0}{q} \quad (14)$$

Wykorzystując równania (9), (13) i (14) i wstawiając je do równania (12) można wykazać zależność pomiędzy prądem kolektorowym I_C tranzystora logarytmującego i napięciem wyjściowym wzmacniacza logarytmującego, mianowicie:

$$U_{wy} = \frac{R_1}{g} \frac{k}{q \log e} \log I_C - \frac{R_1}{g} \frac{k}{q \log e} [n \log(e T_0) + \log d] \frac{R_1}{R_2} (U_1 + U_0) \quad (15)$$

Z powyższego równania widać, że składnik zależny od temperatury został wyeliminowany.

Wprowadzając teraz oznaczenia

$$A = \frac{R_1}{g} \frac{k}{q \log e} \quad B = - A [n \log(e T_0) + \log d] - \frac{R_1}{R_2} (U_1 + U_0)$$

i wykorzystując je w równaniu (15) otrzymamy następującą jego postać:

$$U_{wy} = A \log I_C + B \quad (16)$$

Równanie (16) pokazuje już wyraźnie, że napięcie wyjściowe wzmacniacza logarytmującego jest liniowo proporcjonalne do logarytmu prądu wejściowego $/I_C \approx I_{we}/$ i nie zależy od temperatury.

Jak wykazano, opisana metoda kompensacji temperaturowej wymaga tylko jednego rezystora $R/T/$ czułego na temperaturę.

W rozważanym zagadnieniu kompensacji temperaturowej bardzo istotną rolę odgrywa rezystor $R/T/$ oraz wartość napięcia charakterystycznego U_0 z tej racji będą przedmiotem dalszej szczegółowej analizy.

3.2. Analiza własności rezystora kompensującego

Z opisanej analizy kompensacji temperaturowej wynika, że rezystancja rezystora $R/T/$ winna być wprost proporcjonalna do temperatury bezwzględnej T , a poza tym winna być również bardzo stabilna. Materiałem stosowanym do budowy rezystora przewidzianego do pomiaru temperatury jest najczęściej miedź. Rezystancję drutowego rezystora miedzianego w funkcji temperatury nie można wyrazić prostym równaniem. Tylko w pewnych wąskich przedziałach temperatury ta zależność jest liniowo zależna od temperatury, lecz ogólnie biorąc nie jest wprost proporcjonalna do niej. Zależność temperaturową dla rezystancji można wyrazić następującym ogólnym równaniem:

$$R/t/ = R_{t_0} \cdot f/t/ \quad (17)$$

tzn. przyjmąwszy rezystancję przy pewnej temperaturze t_0 za wyjściową, można określić jej wartość przy innej temperaturze drogą mnożenia R_{t_0}

przez pewną funkcję temperatury posiadającą postać

$$f/t/ = 1 + \alpha_t \cdot t + \beta_t \cdot t^2 + \gamma_t \cdot t^3 + \dots \quad (18)$$

Wobec tego równanie (17) można napisać w formie:

$$R/t/ = R_{t0} (1 + \alpha_t \cdot t + \beta_t \cdot t^2 + \gamma_t \cdot t^3 + \dots) \quad (19)$$

W praktycznych zastosowaniach prawa strona równania (19) ograniczona jest do dwóch pierwszych składników i równania uproszczone przybiera postać

$$R/t/ = R_{t0} / 1 + \alpha_t \cdot t / = R_{t0} + \alpha_t \cdot t + R_{t0} \quad (20)$$

Wprowadzając do równania (20) temperaturę bezwzględną T i stosując rezystencję ekstrapolowaną przy 0°K , można zależność temperaturową rezystencji wyrazić następującym równaniem:

$$R/T/ = g \cdot T - R_0 \quad (21)$$

gdzie: $R/T/$ - rezystencja przy temperaturze T w $^\circ\text{K}$

g - zmiana rezystencji na 1°

R_0 - ekstrapolowana rezystencja przy 0°K

Dla rezystora miedzianego zależność temperaturowa rezystencji daje się wyrazić następującym wzorem [6]:

$$R_{\text{Cu}}/T/ = R_{\text{Cu}0} / 0,00427 T_0 - 0,162/ \quad (22)$$

gdzie: $R_{\text{Cu}0}$ - rezystencja danego rezystora miedzianego przy temperaturze $T = 273,2^\circ\text{K}$

T_0 - temperatura bliska temperaturze pokojowej w $^\circ\text{K}$

Zadną rezystencję rezystora kompensującego można uzyskać przez połączenie rezystora miedzianego o rezystencji wyrażonej równaniem (13) z rezystorem o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystencji /temperatury/ i o rezystencji R_0 . Wtedy całkowita rezystencja wyrażona równaniem

$$R/T/ + R_0 = g \cdot T \quad (23)$$

jest wprost proporcjonalna do temperatury bezwzględnej.

W opisywanej metodzie mogą jednak wystąpić pewne błędy, których przyczyną może być nieodpowiedni rezystor kompensujący. W wyniku przeprowadzonych badań stwierdzono, że liniowość samego rezystora miedzianego $R/T/$ jest zadowalająca i przy temperaturze wahającej się w granicach od $283,2$ do $313,2^\circ\text{K}$ /+10 do $+40^\circ\text{C}$ / jest równa około $0,1\%$. Zatem nieodpowiedność

rezystora kompensującego wynika tylko z niewłaściwego rezystora szeregowego R_0 podanego w równaniu (23).

Na podstawie obliczeń i pomiarów stwierdzono, że rezystancja rezystora R_0 nie może się różnić od wartości teoretycznej więcej niż 4%. Jeżeli dryf napięcia spowodowany nieodpowiednim rezystorem kompensującym winien być zredukowany do $\pm 0,01$ dekady prądu dla zakresu temperaturowego od 283,2 do 313,2^oK.

3.3. Wpływ napięcia charakterystycznego na kompensację temperatury układu

Bardzo ważnym czynnikiem rozpatrywanej metody kompensacji temperaturowej charakterystyki wzmacniacza logarytmującego jest wartość napięcia charakterystycznego U_0 .

W równaniu (14) wielkość V_0 jest ekstrapolowaną przerwą energetyczną przy 0^oK, T_0 - temperaturę w interesującym nas zakresie, zaś n dane jest przez równanie

$$n = 3,5 - \frac{m}{2} \quad (24)$$

Dla krzemu wartości wielkości V_0 oraz m wynoszą odpowiednio:

$$V_0 = 1,207 \text{ eV}$$

$$m - \text{ dla elektronów} = 2,5$$

$$m - \text{ dla dziur} = 2,7$$

Dla danego półprzewodnika wymienione stałe zależą głównie od temperaturowej zależności współczynnika dyfuzji nośników mniejszosciovych w bazie i niewiele od geometrii tranzystera. Wobec tego wartość napięcia charakterystycznego U_0 może być określona w następujący sposób:

Dla tranzystora krzemowego typu npn $V_0 = 1,207 \text{ eV}$, a wobec tego, że nośnikami mniejszosciovymi w bazie są elektrony, więc $m = 2,5$.

Tak więc

$$n = 3,5 - \frac{m}{2} = 3,5 - \frac{2,5}{2} = 2,25$$

Korzystając teraz z równania (14) wylicza się wartość napięcia U_0 przy temperaturze $T_0 = 293,2^{\circ}\text{K} / +20^{\circ}\text{C}$.

$$U_0 = V_0 + n \frac{k T_0}{q} = 1,207 + 2,25 \frac{1,3803 \cdot 10^{-23} \cdot 293,2}{1,6019 \cdot 10^{-19}} = 1,204 \text{ V}$$

Na podstawie szeregu doświadczeń stwierdzono że napięcie charakterystyczne U_0 jest stałe dla tego samego typu tranzystora niezależnie od producenta i metod wykonywania.

Podobnie jak przy rezystorze R/T , również tutaj mogą wystąpić pewne błędy w kompensacji temperaturowej charakterystyki logarytmicznej. Wywoływać je może niedokładna aproksymacja teoretyczna i nieodpowiednie ustawienie wartości charakterystycznego U_0 .

Podstawowe równanie (3) rozważonej metody kompensacji temperaturowej wyprowadzono dokonując pewnej aproksymacji, mianowicie równania (7) do (8).

Porównując równania (5) i (9) można określić pozostały dryf teoretyczny jako

$$U(T) = n \left[\log(eT_0) - \frac{T_0}{T} \log e - \log T \right] \quad (25)$$

Różniczkując równanie (25) względem temperatury T otrzymamy:

$$\frac{dU(T)}{dT} = n \left(\frac{T - T_0}{T^2} \right) \log e \quad (26)$$

Z równania (26) wynika, że absolutna wartość dryfu U/T jest minimalna dla $T = T_0$.

Jeżeli zakres temperatury jest określony w granicach od T_1 do T_2 , to teoretyczny dryf napięcia można zminimalizować określając temperaturę w następujący sposób:

Przyrównujemy niżej podane równania dla U/T_1 i U/T_2 określone na podstawie równania (25)

$$U(T_1) = n \left[\log(eT_0) - \frac{T_0}{T_1} \log e - \log T_1 \right]$$

$$U(T_2) = n \left[\log(eT_0) - \frac{T_0}{T_2} \log e - \log T_2 \right]$$

i otrzymujemy:

$$T_0 = \frac{1}{\log e} \frac{T_1 \cdot T_2}{T_2 - T_1} \log \frac{T_2}{T_1} \quad (27)$$

Dla zakresu temperatury pracy wzmacniacza logarytmującego od $283,2^\circ\text{K}$ do $313,2^\circ\text{K}$ / 10 do 40°C / odpowiednia wartość T_0 wyniesie:

$$T_0 = \frac{1}{\log 2,718} \frac{283,2 \cdot 313,2}{313,2 - 283,2} \log \frac{313,2}{283,2} = 299,5^\circ\text{K} \quad (26,3^\circ\text{C})$$

Jeżeli napięcie charakterystyczne U_0 jest nieodpowiednio ustawione, to krzywa charakterystyczna przesuwają się w taki sposób, jak gdyby zastosowano inną wartość T_0 . Jeżeli więc napięcie U_0 różni się o ΔU_0 - co jest równoznaczne z wywołaniem zmiany temperatury T_0 o ΔT_0 - wówczas można zapisać to w następujący sposób:

$$\Delta U_0 = n \frac{k}{q} \Delta T_0 \quad (28)$$

Dla tranzystora krzemowego npn, dla którego $n = 2,5$ otrzymuje się następującą wartość ΔT_0 , jeśli przyrost $\Delta U_0 = 1$ mV:

$$\Delta T_0 = \frac{q}{nk} \Delta U_0 = \frac{1,6029 \cdot 10^{-19}}{2,25 \cdot 1,3803 \cdot 10^{-23}} \cdot 10^{-3} = 5,16^\circ \quad (28)$$

Kolejnym zagadnieniem kompensacji temperaturowej charakterystyki logarytmicznej jest dryf ustawionego napięcia charakterystycznego U_0 lub dryf napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego A_V lub obydwie dryfy łącznie.

Jeżeli ustawione napięcie charakterystyczne lub napięcie niezrównoważenia wzmacniacza A_V zmieni się o ΔU , to na podstawie równania (16), na wyjściu układu uzyskuje się

$$U_{wy} = A \log I_C + B - \frac{R_1}{9} \frac{\Delta U}{T} \quad (29)$$

Zatem dryf napięcia wyjściowego wynikający z podanej wyżej przyczyny wyniesie

$$\pm \frac{R_1}{9} \frac{\Delta U}{T}$$

Stwierdzono, że jeśli dryf napięcia wyjściowego winien być mniejszy od $\pm 0,01$ dekady, to stabilność ustawionego napięcia charakterystycznego U_0 powinna być co najmniej $\pm 4 \cdot 10^{-4}$, zaś dryf wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego A_V winien zawierać się w granicach ± 500 μ V.

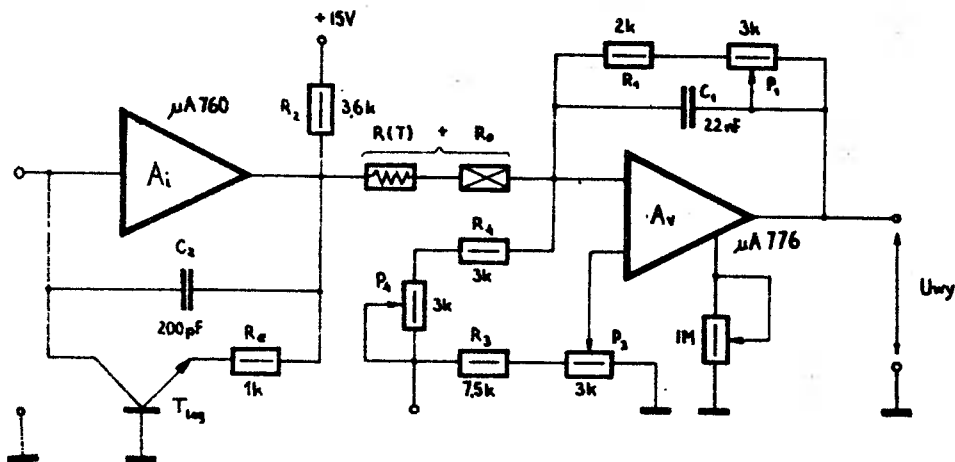
4. Wyniki eksperymentalne

Praktyczny układ wzmacniacza logarytmującego, na którym przeprowadzono badania i pomiary przedstawiony jest na rys. 6.

Eksperymenty przeprowadzono z trzema typami tranzystorów, T_{10g} miało nowicie: 2N2369, 2N708 i 85Y52.

W układzie na rys.6 element R/T/ jest drutowym rezystorem miedziowym, zaś R_0 - rezystorem o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystencji /termistorem/. Te rezystory tak dobrano, aby spełniały warunek (23). Rezystor R_1 i potencjometr P_1 stanowią obwód sprzężenia zwrotnego, przy czym potencjometr P_1 służy jednocześnie do doboru odpowiedniego zakresu wzmocnienia. Rezystor R_3 i potencjometr P_3 dostarczają napięcie charakterystyczne U_0 do wejścia nieodwracającego wzmacniacza operacyjnego A_V . Dobór warunków wyjściowych wzmacniacza operacyjnego w jego właściwym zakresie pracy dokonywany jest przy pomocy rezystora R_2 . Wreszcie rezystor R_4 i potencjometr P_4 służą do doboru zera.

W celu jednoznacznego ustalenia warunków pracy dla precyzyjnego określenia kompensacji temperaturowej, tylko tranzystor logarytmujący T_{10g} , rezystory kompensujące R/T/ i R_0 oraz rezystor R_2 ustalający wa-



Rys.6. Wykres obłędu odpowiedzi logarytmicznej układu z rys.5 dla różnych temperatur

punkty wyjściowe umieszczono w termostacie i zmieniano temperaturę w zakresie od 283,2^oK do 313,2^oK /10 do 40^oC/. Dodatkowo - w celu zminimalizowania różnicy temperatury- tranzystor T_{log} i rezystor R₂ umieszczono w jednym zbiorniczku i zalano parafiną.

W wyniku przeprowadzonych pomiarów określono błąd odpowiedzi logarytmicznej w zakresie prądu wejściowego od 10⁻¹² do 10⁻² A dla tranzystora npn typu 2N2369 przy kilku wartościach temperatury /T - parametr/. Błąd odpowiedzi dla wymienionego tranzystora i układu kompensacji temperaturowej pokazano na rys.7. Przy tych pomiarach cały układ wzmacniacza logarytmującego znajdował się w termostacie.

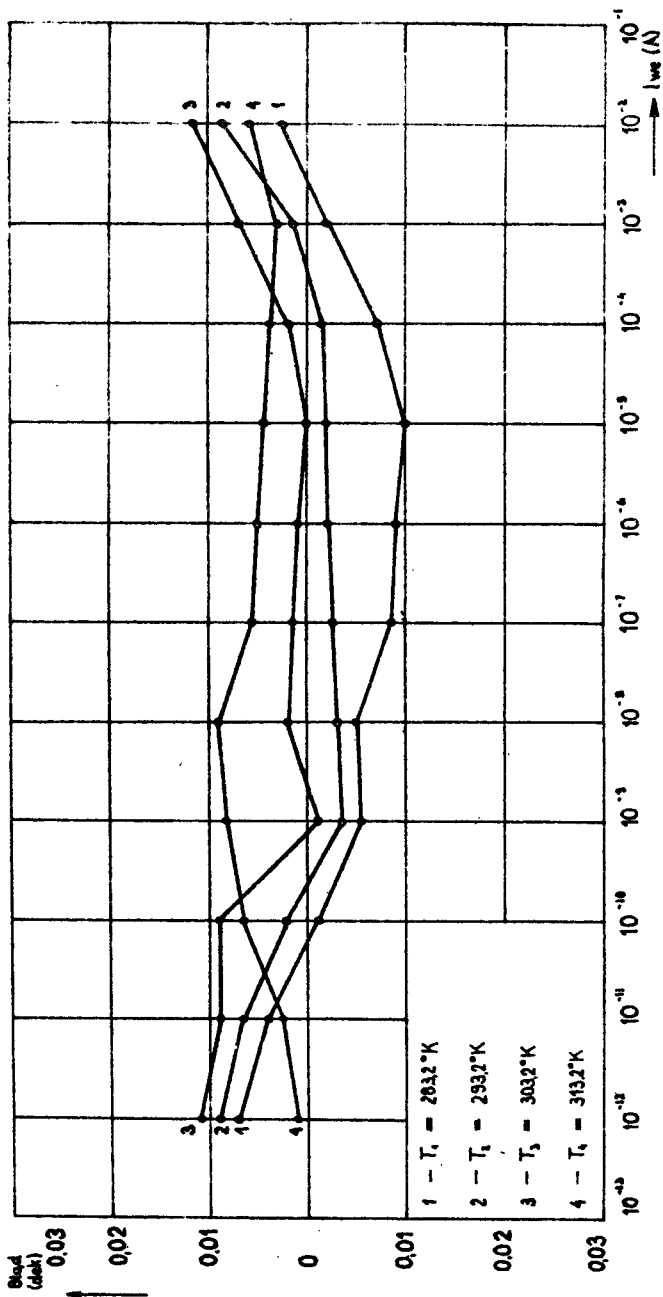
Stabilność i powtarzalność dla całego zakresu prądowego uzyskano lepszą od 1₀.

Dla zakresu prądu wejściowego od 10⁻¹¹ do 10⁻³ A uzyskano dokładność odpowiedzi wzmacniacza logarytmującego lepszą od 1%, zaś dla prądu wejściowego 10⁻¹² A i 10⁻² A - nieznacznie ponad 1% / 1,16%/.

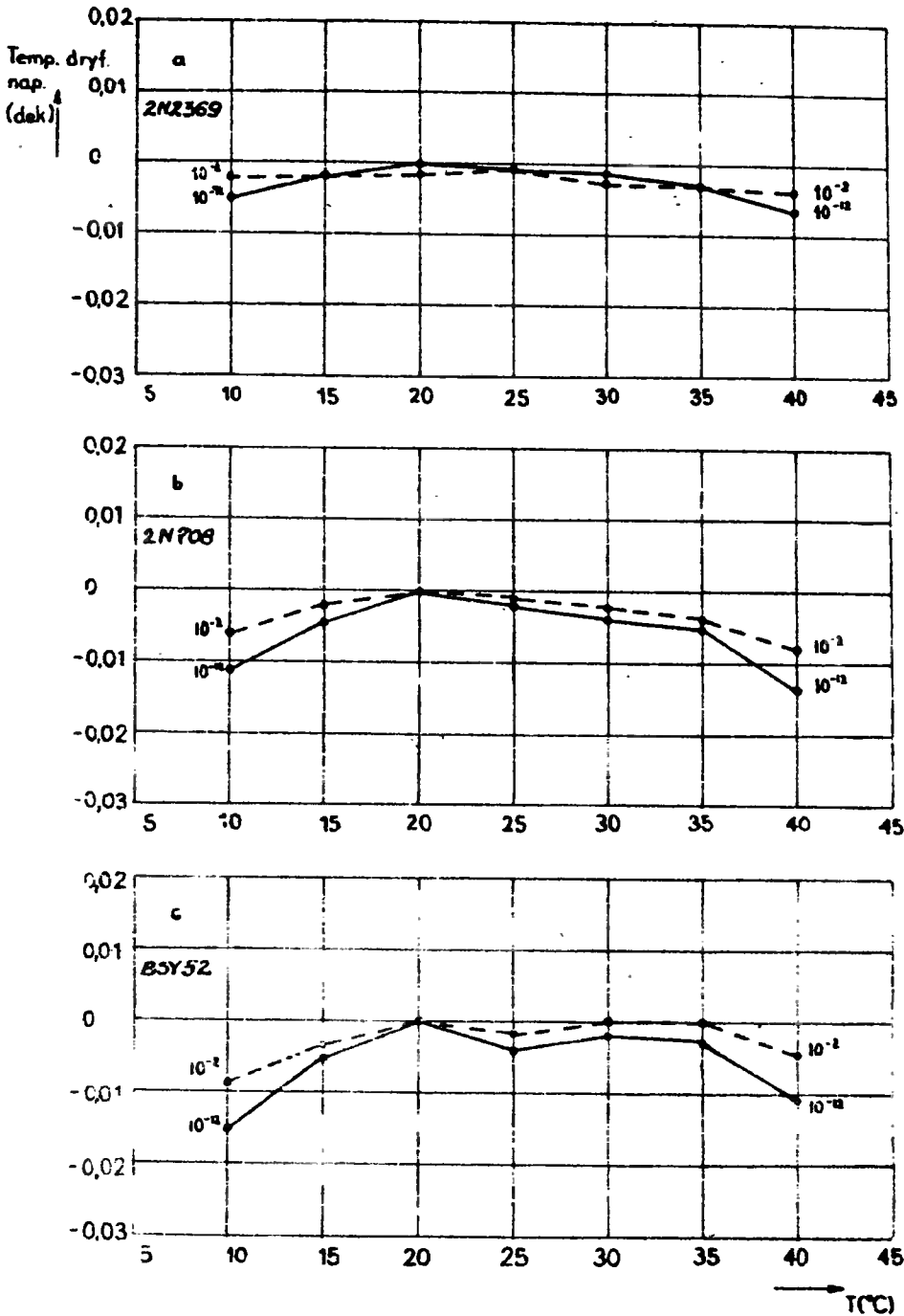
Z rys.7 wynika, że zmiana nachylenia charakterystyki logarytmicznej wzmacniacza - wynikająca ze zmiany temperatury - kompensowana jest zadowalająco. Istnieje jeszcze niewielka zmiana przesunięcia /równoległa/, ale jej wartość jest prawie równa ograniczeniu teoretycznemu.

Temperaturowy dryf napięcia dla przebadanych tranzystorów krzemowych typu 2N2369, 2N708 i 85Y52 w zakresie temperatury od 283,2 do 313,2^oK przedstawiono na rys.8. Pomiary dryfu napięcia wyjściowego w funkcji temperatury przeprowadzono dla początku i końca zakresu prądu wejściowego tj. dla prądu o natężeniu 10⁻¹² i 10⁻² A.

Pomiary napięcia wyjściowego przeprowadzono przy stałym napięciu charakterystycznym U₀ = 1,264 V, natomiast dla każdego typu tranzystora ustalono indywidualnie zero poprzez zmianę rezystancji elementu R₂.



rys.7. Wykres temperaturowego dryfu napięcia wyjściowego dla układu z rys.5, z transformatorami a - 2N2369, b- 2N708, c - BSY52



Rys. 6. Temperaturowy dryf napięcia dla przebadanych tranzystorów krzemowych typu 2N2369, 2N708 i BSY52 w zakresie temperatury od 283,2 do 313,2°K

Z przedstawionych na rys. 8a, b i c wykresów wynika, że istnieje pewna niewielka różnica między charakterystykami temperaturowymi różnych typów tranzystorów. Dla tranzystora typu 2N2369 (rys. 8a) dryf temperaturowy napięcia wyjściowego nie przekracza 0,01 dekady /0,007 dek./ . Sama wiana dryf dla tranzystora typu 2N708 wynosi 0,013 dekady, zaś dla tranzystora typu BSY52 - 0,015 dekady. Te różnice - pozornie niewielkie - mają jednak decydujący wpływ na błąd odpowiedzi logarytmicznej analizowanego wzmacniacza logarytmującego. Jedynie tranzystor typu 2N2369 z temperaturowym dryfem napięciowym mniejszym od 0,01 dekady spełnia warunki, przy których wypadkowy błąd odpowiedzi zawarty jest w granicach $\pm 0,01$ dekady. To właśnie zdecydowało o wyborze tranzystora 2N2369 jako elementu logarytmicznego sprzężenia zwrotnego w analizowanym wzmacniaczu.

Przeprowadzono próby uzyskania mniejszego temperaturowego dryfu napięcia wyjściowego dla tranzystorów typu 2N708 i BSY52 na drodze zmiany napięcia charakterystycznego U_0 , oraz stosowania innych wartości rezystancji rezystorów kompensujących R/T i R_0 - tak, aby zawsze spełniały warunek (23) - nie dawały pozytywnych wyników.

Przeprowadzono również badania dla prądu wejściowego mniejszego od 10^{-12} A. Wyniki pomiarów wykazały jednak duże odchylenia od rezultatów uzyskanych w zakresie prądu wejściowego do 10^{-12} A. Powodem tego są między innymi dwie zasadnicze przyczyny. W pierwszym rzędzie decydującym okazał się prąd wejściowy wzmacniacza operacyjnego $\mu A 740$, który stawał się porównywalny z prądem wejściowym analizowanym, a więc nie spełniał warunku.

$$I_{we_{wzm}} \ll I_{we_{anal}}$$

Drugą przyczyną było to, że zaczynał tutaj odgrywać już rolę współczynnik wzmacnienia prądowego h_{FE} . Przy bardzo małym prądzie współczynnik wzmacnienia prądowego bowiem zależy od temperatury z termiczną energią aktywacji równą połowie przerwy energetycznej.

Literatura

- [1] G.A. Gilmour, C.C. Hardies, J.H. Wilson: A wide range logarithmic amplifier for "NERVA". IEEE Nucl. Sci., Vol. NS - 12, No.1, 346-350, February 1965
- [2] W.P. Mc Dowell, J.M. Peul, J.R. Bobis: Accurate 9 decade temperature compensated logarithmic amplifier. Rev. Sci. Inst. Vol. 37, 7, July 1966
- [3] J.J. Eichholz: Linear-log counting-rate meter utilizing the transconductance characteristics of a silicon planar transistor. ANL - 6968, 29 - 31, June 1966
- [4] M.Y. El-Ibiary: Semiconductor logarithmic amplifier. Trans. IEEE Nucl. Sci., Vol. NS - 10, 21-31, 1963

- [5] T. Orzechowski: Analiza stabilności i szybkości działania układu logarytmującego. Zeszyty Naukowe ATR, Telekomunikacja-Elektronika. Zeszyt 3, 1979
- [6] A.H. Hoffait, R.D. Thorton: Limitation of transistor DC amplifiers, Proc. IRE. Vol. 46, 179-184, February 1964
- [7] J.H. Simpson: Theory of the temperature coefficient., SCP and Solid State Technology, Vol. 7, No.9, 22 - 25, Sept. 1964
- [8] M.M. Mochajłow: Elektromateriałoznawstwo, § 71. Температурная зависимость сопротивления. Государственное Энергетическое Издательство, 250 - 252, Москва 1953

ANALYSIS OF TEMPERATURE COMPENSATION OF SHIFT AND MUTUAL CONDUCTANCE OF LOGARITHMIC CIRCUIT

Summary

The author made an analysis and described a way of temperature compensation of both shift and mutual conductance of the logarithmic circuit.

There is presented a consideration on a necessary condition for temperature compensation including properties of the compensating resistor as well as the effect of the characteristic voltage on the circuit temperature compensation.

The final part of the paper includes results of the measurement of a logarithmic circuit.

АНАЛИЗ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОМПЕНСАЦИИ СДВИГА И НАКЛОНА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛОГАРИФИРУЮЩЕЙ СХЕМЫ

Резюме

В работе проведен анализ и описан способ температурной компенсации как сдвига, так и наклона характеристики логарифмирующей схемы.

Представлен анализ на тему абсолютного условия температурной компенсации с определением свойств, которые должны характеризовать компенсирующее сопротивление, и представлением влияния характерного напряжения на температурную компенсацию схемы.

В последней части работы даны результаты полученные от измерений проведенных на конкретной логарифмирующей схеме.

$$Y = Y(X, T) \quad (1)$$

gdzie:

X - wielkość mierzona niezależna od temperatury

T - temperatura badanego obiektu

$Y(X, T)$ - wielkość mierzona powiązana z temperaturą

Dla przypadków, w których zależność (1) jest różniczkowalna, a jej pochodne są ciągle, zmiany wielkości mierzonej opisano rozwinięciem zależności (1) w szereg Taylora:

$$Y(X, T) = Y_0(X_0, T_0) + \left(\frac{\partial Y}{\partial X}\right)_{Y_0} \Delta X + \left(\frac{\partial Y}{\partial T}\right)_{Y_0} \Delta T + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial X^2} \Delta X + \frac{\partial^2 Y}{\partial T^2} \Delta T\right) + \frac{1}{3!} \left(\frac{\partial^3 Y}{\partial X^3} \Delta X + \frac{\partial^3 Y}{\partial T^3} \Delta T\right) + \dots + R \quad (2)$$

gdzie:

$$R = \sum_{n=4}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{\partial^n Y}{\partial X^n} \Delta X + \frac{\partial^n Y}{\partial T^n} \Delta T\right)_{Y_0} - \text{reszta szeregu Taylora}$$

Rozwinięcie (2) wykonuje się dla punktu Y_0 wynikającego z warunków pomiaru: X_0 - wynika z planowanego zakresu pomiarowego, T_0 - temperatura odniesienia lub najbardziej prawdopodobna temperatura obiektu podczas pomiarów. Wybór temperatury odniesienia T_0 wynika z warunków normalnych pracy: przyrządu, przetwornika, wzorca lub z warunków przyjętych za normalne przy wykonywaniu danego rodzaju pomiarów. Zakresy i podzakresy pomiarowe należy dobierać tak, aby szereg (2) był zbieżny. Np. w przypadku pojawienia się dodatkowych zjawisk powodujących rozbieżność szeregu (2) granice podzakresów pomiarowych ustala się tak, aby wpływ tych zjawisk był do pominięcia. Stosowane obecnie metody i narzędzia pomiarowe ograniczają dokładność otrzymywanych wyników pomiarów. Najczęściej wyniki obarczone są błędami od dziesiętnej części procenta do kilku procentów. Wynikająca stąd dokładność zezwala na wykorzystanie tylko ko pięciu składników rozwinięcia (2).

Wartości pozostałych wyrazów szeregu (2)/reszta szeregu R / zawierają się najczęściej w całkowitym błędzie pomiaru [2]. Równanie zredukowane do pięciu składników przyjmuje postać:

$$Y(X, T) = Y_0(X_0, T_0) + \left(\frac{\partial Y}{\partial X}\right) \Delta X + \left(\frac{\partial Y}{\partial T}\right) \Delta T + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial X^2}\right) (\Delta X)^2 + \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial X \partial T}\right) \Delta X \Delta T + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial T^2}\right) (\Delta T)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{\partial^3 Y}{\partial X^3}\right) (\Delta X)^3 + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 Y}{\partial X^2 \partial T}\right) (\Delta X)^2 \Delta T + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^3 Y}{\partial X \partial T^2}\right) \Delta X (\Delta T)^2 + \frac{1}{3!} \left(\frac{\partial^3 Y}{\partial T^3}\right) (\Delta T)^3 \quad (3)$$

Równanie powyższe przedstawia powiązanie między wielkością mierzoną i temperaturą jako wielkością zakłócającą. Gdy temperatura i wielkość mierzona są rozdzielne, równanie (3) można zapisać w postaci:

$$Y(X, T) = Y_0(X_0, T_0) + a_1 \Delta X + a_2 (\Delta X)^2 + a_3 (\Delta X)^3 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 (\Delta T)^2 + \alpha_3 (\Delta T)^3 \quad (4)$$

gdzie:

$$\varepsilon_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n Y}{\partial X^n} \quad \alpha_n = \frac{1}{n!} \frac{\partial^n Y}{\partial T^n} \quad n = 1, 2, 3;$$

Temperatura jest wielkością, którą często można zmierzyć niezależnie od badanego zjawiska /X/. Dlatego znajomość wartości temperatury, wartości wielkości mierzonej i równań wiążących wymienione wielkości, umożliwia kompensację wpływu temperatury na wynik pomiaru. Kompensacja takie wykorzystuje dwuwymiarowy model matematyczny, a tym samym wymaga wykonania pomiaru dwuparametrowego.

3. Kompensacja wpływu temperatury

Zwiększenie dokładności przyrządu pomiarowego polega między innymi na takim jego rozwiązaniu, aby wynik pomiaru jak najdokładniej reprezentował wielkość mierzona /X/ w rozpatrywanym przedziale zmian temperatury. Wpływ temperatury minimalizuje się przez zastosowanie odpowiedniej kompensacji. Wyróżnia się następujące sposoby kompensacji [1]:

1. Opracowanie takiej konstrukcji przetworników wejściowych /czujników, układów wejściowych/, która gwarantuje liniową charakterystykę przetwarzania oraz minimalizację błędów dodatkowych. W przypadku, gdy minimalizacja wpływu zakłóceń jest utrudniona, dąży się do uzyskania stałej czułości na te zakłócenia w całym zakresie zmian wielkości mierzonych i zakłócających.
2. Wykorzystanie dodatkowej wielkości odniesienia zależnej od temperatury przy pomocy specjalnie skonstruowanego przetwornika uczulonego na tę wielkość. Rozwiązania tego typu są obecnie rzadziej stosowane.
3. Kompensacja błędów temperaturowych za pomocą dodatkowych przetworników temperatury na analogowy sygnał elektryczny /np. za pomocą elementów termorezystancyjnych/. Sygnał analogowy reprezentujący temperaturę doprowadzony do części analogowej przyrządu pomiarowego minimalizuje wpływ tej temperatury. Sposób ten nazywa się kompensacją w części analogowej.
4. Wprowadzenie poprawki do wyniku pomiaru zakłóconego temperaturą. Wymagane operacje arytmetyczne realizowane są za pomocą:
 - specjalizowanych układów cyfrowych [3], mikroprocesów, minikomputerów, będących integralną częścią przyrządu pomiarowego.
 - dodatkowej obróbki wyników pomiarów /ręcznej lub maszynowej/ u-

zyskanych z przyrządu pomiarowego. Sposób ten nazywa się czasami kompensacją w części cyfrowej.

W dalszej części opracowania omawiano kompensację analogową. Uproszczona metoda kompensacji wynika z równania (4).

Jednak w wielu przypadkach założenie niezależnego wpływu wielkości mierzonej i temperatury na wynik pomiaru wprowadza duże błędy kompensacji [2]. Aby zmniejszyć te błędy należy zastosować równanie (3). Podstawiając za:

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial X^2 T} = \beta_1 \quad (5a) \quad \frac{1}{2T} \frac{\partial^3 Y}{\partial X^2 T} = \beta_2 \quad (5b) \quad \frac{1}{2T} \frac{\partial^3 Y}{\partial X^2 \partial T} = \gamma \quad (5c)$$

równanie (3) można zapisać w postaci:

$$Y(X, T) = Y_0(X_0, T_0) + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 (\Delta T)^2 + \alpha_3 (\Delta T)^3 + a_3 (\Delta X)^3 + (a_1 + \beta_1 \Delta T + \beta_2 (\Delta T)^2) \Delta X + (a_2 + \gamma \Delta T) (\Delta X)^2 \quad (6)$$

Równanie powyższe stanowi podstawę oceny wpływu temperatury na wielkość mierzoną. Składniki w nawiasach kwadratowych opisane literami greckimi reprezentują wpływ zakłócenia temperaturowego. Gdy dominują składniki α_1 , α_2 , α_3 , dodatkowy błąd temperaturowy jest błędem addytywnym /przesunięcie zera/. Dominacja składników β_1 , β_2 i /lub/ γ wskazuje na istnienie błędów multiplikatywnych /błędów czułości/. W literaturze [2] błędy multiplikatywne opisywane są za pomocą składnika β_1 czasami β_2 . Ponieważ składnik γ oddziałuje iloczynowo na kwadrat wielkości mierzonej, spowodowany błąd dodatkowy może być nazwany multiplikatywnym błędem nieliniowym. Analogicznie błędy powiązane ze składnikami β_1 i β_2 mogą być nazwane multiplikatywnymi błędami liniowymi. Stosowana nazwy błędów nie opisują zależności, według których temperatura wpływa na poszczególne rodzaje błędów. W praktyce wystarczy rozróżnienie wpływu liniowego i nieliniowego. Wpływ nieliniowy traktuje się jako wpływ według równania kwadratowego /w wyjątkowych przypadkach według równania stopnia trzeciego/.

Porównanie współczynników α , β , γ jest podstawą klasyfikacji występujących błędów dodatkowych. Porównywalne wartości współczynników α , β , γ , wskazują na istnienie błędów multiplikatywno-addytywnych. Dominację współczynników α lub β i γ opisano wyżej.

Przedstawiony podział błędów sugeruje miejsca ich kompensacji w przyrządzie pomiarowym. Błędy multiplikatywne liniowe będą kompensowane w torze głównym przyrządu przez korekcję wzmocnienia według zależności określonej współczynnikami równania (6). Błąd multiplikatywny nieliniowy będzie kompensowany w linearyzatorze zgodnie z wartością γ . Błąd addytywny kompensuje się najczęściej w układach stałonapięciowych przyrządu pomiarowego jako przesunięcie punktu pracy według równania określonego współczynnikami α . Błędy addytywno-multiplikatywne wymagają

odpowiednio złożonego układu kompensacji.

Wartości współczynników α , β i γ wyznacza się stosując wielo - czynnikową analizę regresji w postaci opracowanych programów paszyno - wych /komputery, kalkulatory programowane/.

4. Wnioski

Przyjęte wstępnie założenie o pomijalnym wpływie zakłóceń nietempe - raturowych w praktyce bywa nie spełniane. Wyodrębnienie zakłóceń wpły - wających niezależnie na wynik pomiaru pozwala wykorzystywać rozwinięcie Taylora do wyznaczenia współczynników dla układów kompensacji / podob - nie jak dla zakłóceń temperaturowych/.

Gdy zakłócenia są wzajemnie zależne, obiekt pomiaru należy opisać modelem wielowymiarowym wykorzystując rozwinięcie Taylora funkcji wielu zmiennych i wielowymiarową analizę regresji. Opisany problem kompensacji temperatury proponuje się jako przykład kompensacji zakłóceń.

Proponowane nazwy błędów, wynikające z równania (6), dokładniej op - isują ich własności. Samo równanie (6) może być wykorzystane do usta - lenia warunków kompensacji cyfrowej /np. w układach mikroprocesorowych/.

Literatura

- [1] Bryzek J.: Wpływ temperatury na własności przetworników wielkości nieelektrycznych. Archiwum Elektrotechniki T. XXVII z 106-4/1973
- [2] Łapiński M.: Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelek - trycznych. WNT, Warszawa 1974
- [3] Rafałko S.: Układ wstępnego przetwarzania wyników pomiarów. Mate - riał XIII Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów, Radom IX 1978

A GENERALIZED COMPENSATION METHOD OF THE EFFECT OF TEMPERATURE ON MEASUREMENT RESULTS

Summary

The paper gives a discussion of the problem of an additional errors division caused by external noises exemplified by the effect of temperature. Compensation places for particular types of errors are shown.

ОБЩЕОБЩИЙ МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Резюме

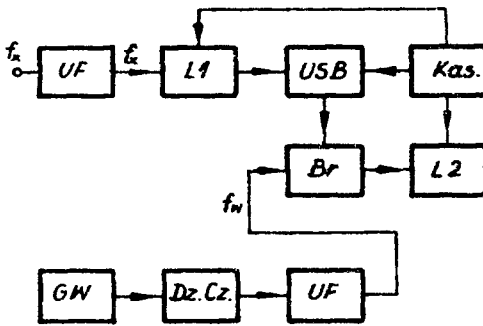
В статье рассмотрены проблемы разделения дополнительных погрешностей вызванных внешними помехами на примере влияния температуры. Указаны места компенсации отдельных видов погрешностей.

Lech J. Weise
 Tadeusz Wysocki

POMIAR CZĘSTOTLIWOŚCI Z ZASTOSOWANIEM ZASADY ADAPTOWANEGO
 CZASU BRAMKOWANIA

W artykule opisano nowy sposób cyfrowego pomiaru średniej czę-
 stotliwości, zwłaszcza przebiegów quasi-periodycznych, oraz schemat
 miernika pracującego z wykorzystaniem tego sposobu. Jego istotą jest,
 że układ sterujący otwiera bramki na czas dokładnie równy całkowi -
 tej liczbie okresów przebiegu mierzonego, lecz mniejszy od długości
 cyklu pomiarowego. Ten samoczynnie ustalany czas może być różny
 dla każdego cyklu pomiarowego.

Cyfrowy pomiar częstotliwości elektrycznych przebiegów okresowych
 wykonywany jest obecnie z zastosowaniem dwóch metod pomiarowych. Pier-
 wsza z nich polega na zliczaniu liczby impulsów o częstotliwości mie-
 rzonej f_x w ciągu wzorcowego odstępu czasu T_p , a druga na pomiarze cze-
 su trwania k okresów przebiegu o częstotliwości mierzonej [1]. Pierwszą
 z nich ilustruje schemat przedstawiony na rys.1. Przebieg o częstotli -



Rys.1. Schemat strukturalny częstotliciomierza
 /Kas. - układ kasowania/

wosci mierzonej zostaje w układzie formowania UF przetworzony na ciąg
 impulsów o tej samej częstotliwości. Przebieg ten jest doprowadzany do
 wejścia układu bramkującego Br. Bramka jest otwarta podczas wzorcowego
 odstępu czasu T_p . Impulsy otwierające bramkę wytwarza układ sterowania
 bramką USB, do którego doprowadza się impulsy o częstotliwości f_w , uzys-
 kiwane w wyniku zmniejszenia częstotliwości (Dz.Cz.) przebiegu dostarcza-
 nego przez generator wzorcowy GW. Liczba impulsów n , zliczonych przez

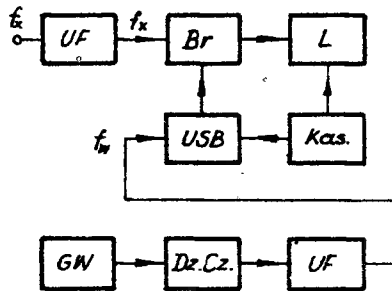
licznik L , podzielona przez czas otwarcia bramki T_p jest równa mierzonej średniej częstotliwości

$$f_x = \frac{n}{T_p} \quad (1)$$

Jeżeli czas T_p jest równy dziesiętej wielokrotności lub podwielokrotności sekundy, dzielenie sprowadza się do stosownego przesunięcia przecinka. Błąd graniczny pomiaru wynosi

$$\left| \frac{\Delta f_x}{f_x} \right| = \frac{1}{n} + \left| \frac{\Delta T_p}{T_p} \right| = \frac{1}{f_x T_p} + \left| \frac{\Delta f_w}{f_w} \right| \quad (2)$$

Im mniejsza jest częstotliwość mierzona, tym większy jest błąd graniczny. Dlatego przy pomiarze małych częstotliwości, od pewnej częstotliwości począwszy, korzystniejsze jest stosowanie drugiej metody [2]. Schemat strukturalny częstotściomierza pracującego wg. drugiej metody pokazany jest na rys.2. W tym przypadku bramka Br jest otwierana na od-



Rys.2. Schemat strukturalny cyfrowego częstotściomierza do pomiaru okresu /Kas.-układ kasowania/

stęp czasu równy całkowitej wielokrotności okresu przebiegu o częstotliwości mierzonej $k \cdot T_x = k \cdot \frac{1}{f_x}$. Przebieg o częstotliwości mierzonej f_x , przetworzony w układzie formowania na ciąg impulsów, jest doprowadzany do licznika L ilości mierzonych okresów k . Z chwilą zliczenia k -tego impulsu bramka zostaje zamknięta. w czasie otwarcia bramki licznik L zlicza impulsy o wzorcowej częstotliwości f_w . Liczba zliczonych impulsów jest równa

$$n = k \cdot \frac{f_w}{f_x} \quad (3)$$

a okres przebiegu mierzonego

$$T_x = \frac{n}{k \cdot f_w} \quad (4)$$

Błąd graniczny pomiaru okresu wynosi [2]

$$\left| \frac{\Delta T_x}{T_x} \right| = \frac{1}{n} + \left| \frac{\Delta T_w}{T_w} \right| + \left| \frac{\Delta T_b}{T_b} \right| = \frac{f_x}{k f_w} + \left| \frac{\Delta f_w}{f_w} \right| + \left| \frac{1}{km \cdot S_i \cdot T_x} \right| \quad (5)$$

gdzie: T_b - czas bramkowania

S_i - stromość krzywej przebiegu napięcia o częstotliwości mierzonej w okolicy progu działania układu formowania impulsów

m - współczynnik proporcjonalności

Niedogodnością tej metody jest konieczność obliczania odwrotności okresu T_x dla uzyskania mierzonej częstotliwości.

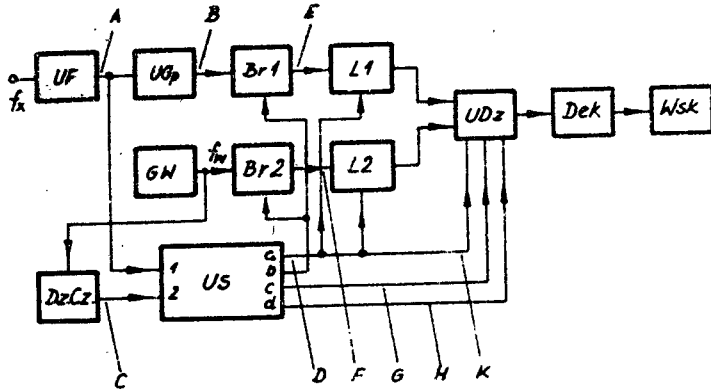
Jeżeli przebieg, którego częstotliwość podlega pomiarowi, nie jest dokładnie okresowy, wynik pomiaru dokonanego wg każdej z tych metod, stanowi wartość średnią w ciągu czasu otwarcia bramki.

Przy badaniu parametrów fizjologicznych pracującego człowieka zachodzi potrzeba pomiaru średniej częstotliwości oddychania, a pomiar powinien być dokonywany w cyklu minutowym, wymuszonym zegarem. W takim przypadku, biorąc pod uwagę zakres częstotliwości oraz przybliżoną tylko okresowość przebiegu, ani jedna ani druga metoda nie zapewnia uzyskania wymaganej dokładności pomiaru. Dla tego celu opracowano [3] nową metodę pomiaru średniej częstotliwości, wykorzystującą zasadę adaptowanego czasu bramkowania.

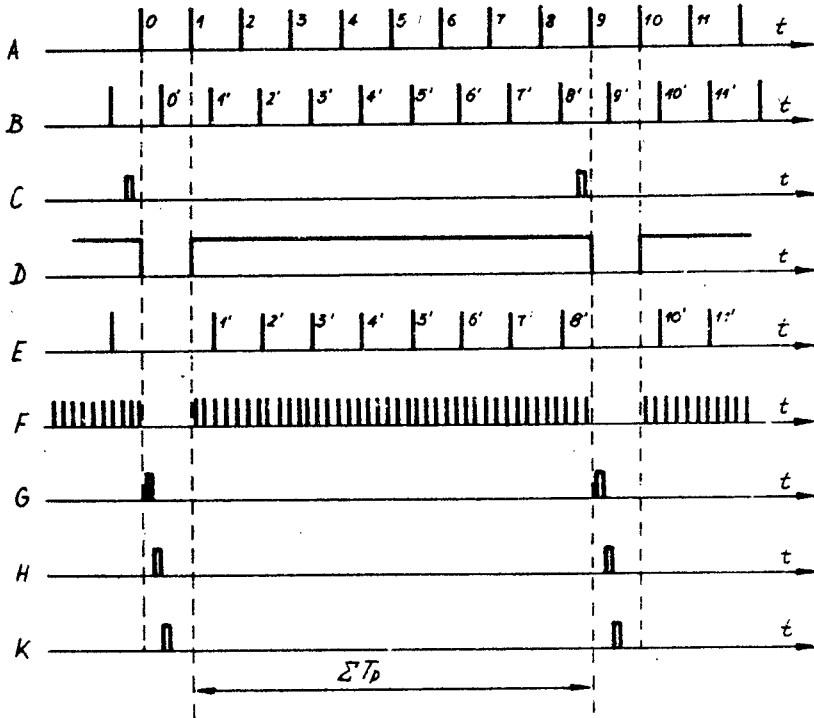
Adaptacja polega na tym, że bramka otwierana jest i zamykana dokładnie w chwilach występowania impulsów sygnału mierzonego. Jest więc ona otwarta w ciągu przedziału czasu równego czasowi trwania n kolejnych całkowitych okresów przebiegu mierzonego i w związku z tym człon określający główną składową błędu granicznego we wzorze (9) równa się zero. Zysk ten okupiony jest jednak koniecznością zmierzenia czasu bramkowania. Realizacja metody polega na tym, że mierzy się łączny czas trwania całkowitej liczby okresów ΣT_p , mniejszy od odstępów pomiędzy sąsiednimi impulsami wyznaczającymi początek i koniec cyklu pomiarowego. Zlicza się ilość n tych okresów i dzieli się wynik zliczania przez pomierzony czas. Rezultat dzielenia stanowi miarę średniej częstotliwości

$$f_{\text{sr}} = \frac{n}{\Sigma T_p} \quad (6)$$

Na rys.3 przedstawiony jest schemat strukturalny urządzenia do pomiaru średniej częstotliwości oddychania, pracującego wg tej metody, a na rys.4 przebiegi występujące w tym układzie. Napięcie o mierzonej częstotliwości jest podawane na wejście układu formującego UF, na wyjściu którego pojawiają się impulsy pomiarowe /przebieg A/ podawane poprzez układ opróźniający UOp na wejście układu bramkującego Br1 i gdy układ bramkujący jest otwarty, przedostają się do licznika impulsów po-



Rys.3. Schemat strukturalny cyfrowego miernika średniej częstotliwości przebiegów quasiperiodycznych z adaptowanym czasem brankowania



Rys.4. Przebiegi występujące w układzie miernika częstotliwości z adaptowanym czasem brankowania

miarowych $L1$. Wymienione układy stanowią kanał sygnałowy urządzenia. Drugi kanał /kanał pomiaru czasu otwarcia bramki/ tworzą: generator impuls -

sów wzorcowych o częstotliwości f_w , układ bramkujący Br2 oraz licznik impulsów wzorcowych L2. Wyjścia liczników L1 oraz L2 są połączone z wejściami sygnałowymi układu wykonującego operację dzielenia UDz. W skład urządzenia wchodzi również układ sterujący US, na wejścia którego są podawane impulsy pomiarowe z wejścia układu formowania oraz impulsy taktujące /przebieg C/, wytwarzane w dzielniku częstotliwości i wyznaczające początek i koniec cyklu pomiarowego. Impulsy taktujące przygotowują układ sterujący do zamknięcia układów bramkujących Br1 oraz Br2, co natępuje z chwilą pojawienia się na wejściu 1 układu sterującego impulsu pomiarowego pierwszego po impulsie taktującym. Następny w kolejności, a więc drugi po impulsie taktującym impuls pomiarowy powoduje otwarcie bramek /przebieg D./. Gdy bramki Br 1 oraz Br 2 są otwarte, uprzednio wyzerowane liczniki L1 oraz L2 zliczają odpowiednio ilość n impulsów pomiarowych /przebieg E/ i ilość N impulsów wzorcowych /przebieg F/, wprost proporcjonalną do czasu otwarcia bramek

$$T_p = N \cdot \frac{1}{f_w} \quad (7)$$

Dzięki zastosowaniu opróżniania impulsów /przebieg B/, uzyskuje się wskazania licznika L1 równe ilości oddechów dokonanych w czasie otwarcia bramek.

Bezpośrednio po zamknięciu bramek, na wyjściu "c" układu sterowania pojawia się impuls zerujący układ UDz /przebieg G/. Po upływie czasu wystarczającego do wyzerowania UDz, na wyjściu "d" układu sterowania występuje impuls powodujący przepisanie stanów liczników L1 oraz L2 do układu UDz /przebieg H/ i następnie, po upływie czasu wystarczającego do przepisania stanów, na wyjściu "a" układu sterowania pojawia się impuls zapoczątkowujący operację dzielenia i jednocześnie powodujący wyzerowanie liczników /przebieg K/. Po wykonaniu operacji dzielenia, na wskaźniku Wsk połączonym poprzez dekoderek DEK z wejściem układu UDz, zostaje wyświetlony wynik dzielenia równy średniej częstotliwości oddychania

$$f_{\text{śr}} = f_w \frac{n}{N} \quad (8)$$

Błąd graniczny pomiaru wynosi

$$\left| \frac{\Delta f_{\text{śr}}}{f_{\text{śr}}} \right| = \left| \frac{\Delta f_w}{f_w} \right| + \left| \frac{\Delta n}{n} \right| + \left| \frac{\Delta N}{N} \right| \quad (9)$$

Uwzględniając, że liczba oddechów jest pomierzona dokładnie ($\Delta n = 0$) otrzymuje się

$$\left| \frac{\Delta f_{\text{śr}}}{f_{\text{śr}}} \right| = \left| \frac{\Delta f_w}{f_w} \right| + \left| \frac{\Delta N}{N} \right| \quad (10)$$

W Zakładzie Podstaw Elektroniki Instytutu Telekomunikacji i Elektrotechniki ATR w Bydgoszczy wykonano prototyp urządzenia do pomiaru średniej, mierzonej w cyklu minutowym, częstotliwości oddychania, w którym do wykonywania operacji dzielenia wykorzystano strukturę kalkulacyjną.

Zasada adaptowania czasu brankowania może być stosowana również do pomiaru częstotliwości przebiegów dokładnie okresowych. Pozwala ona na zwiększenie dokładności pomiaru wówczas, gdy okres przebiegu mierzonego nie jest całkowitą podwielokrotnością czasu otwarcia bramki.

Literatura

- [1] Ryzko St. /red/: Elektroniczne mierniki zliczające. WKŁ, Warszawa 1965
- [2] Sowiński A.: Cyfrowa technika pomiarowa. WKŁ, Warszawa 1975
- [3] Patent PRL Nr 100955

FREQUENCY MEASUREMENT WITH THE APPLICATION OF ADAPTIVE GATING TIME

Summary

The author describes a new way of a digital measurement of mean frequency, particularly quasi-periodic transients, as well as a diagram of a measuring instrument working with the use of this way. Its essential feature depends on the fact that the control circuit opens the gates for the time equal to the number of periods of the transient measured but less than the length of the cycle measured. This self-determined time may be different for each measuring cycle.

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ ВРЕМЕНИ ОТПИРАНИЯ КЛЮЧА

Резюме

В статье описан новый способ цифрового измерения средней частоты, особенно протекания квазипериодических процессов, а также схема измерения работающего с использованием этого способа. Его сущность заключается в том, что управляющая система отпирает ключи на время точно соответствующее по величине числу периодов измеряемого протекания, но меньшее от длины измерительного цикла. Это автоматически установленное время может быть разным для каждого измерительного цикла.

Tadeusz Wysocki jr

O PEWNYM SPOSOBIE STEROWANIA REGULATORÓW CYFROWYCH

W artykule przedstawiony jest sposób sterowanie regulatorów cyfrowych przy minimalizacji informacji niezbędnej do przeprawa - dzenia regulacji. Opisane są wszystkie operacje związane z procesem regulacji oraz wyniki badań prototypu układu sterowania regulatorów cyfrowych działającego według opisanego sposobu. Ponadto w opracowaniu zawarte są wnioski wynikające z badań prototypu.

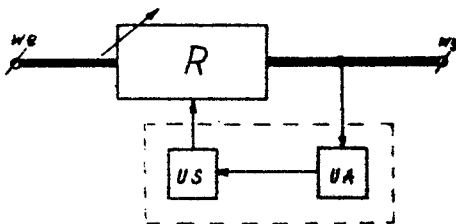
W ostatnich latach obserwuje się znaczny wzrost zastosowań regulacji cyfrowych. Wiąże się to z szerokim stosowaniem cyfrowych układów scalonych oraz z prostymi metodami projektowania.

Typowy układ regulacji cyfrowej zawiera regulator, na którego wejście podawana jest regulowana wielkość. Po przejściu przez regulator wielkość regulowana powinna mieć, w stanie ustalonym, wartość mieszczącą się w ściśle określonych granicach. Ponadto w skład układu regulacji cyfrowej wchodzi:

UA - układ analizujący wartość wielkości wychodzącej z regulatora, tzn. sprawdzający, czy mieści się ona w dopuszczalnych granicach,

US - układ sterujący regulatorem na podstawie informacji dostarczanych przez układ analizujący.

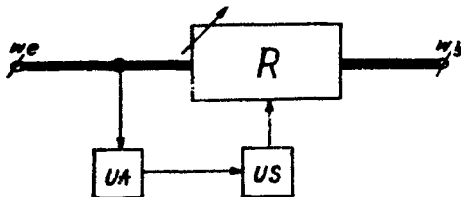
Schemat strukturalny typowego układu regulacji cyfrowej przedstawiony jest na rys. 1. Układy analizujący i sterujący tworzą łącznie pę-



Rys.1. Schemat struktury układu regulacji cyfrowej ze sprzężeniem zwrotnym
R - regulator
UA - układ analizujący
US - układ sterujący

tle sprzężenia zwrotnego.

Możliwe jest również pobieranie przez układ analizujący informacji z wejścia regulatora. Metoda ta ze względu na konieczną przy tym znaczną komplikację układu stosowana jest tylko w wyjątkowych przypadkach. Schemat strukturalny takiego układu regulacji cyfrowej przedstawia rys.2.



Rys.2. Schemat strukturalny układu regulacji cyfrowej z pobieraniem informacji z wejścia regulatora
 R - regulator
 UA- układ analizujący
 US- układ sterujący

W dalszej części opracowania zajmować się będziemy tylko układami regulacji cyfrowej ze sprzężeniem zwrotnym.

Stosowane do tej pory sposoby sterowania regulatorów cyfrowych charakteryzują się tym, że do wyregulowania konieczne są trzy rodzaje informacji:

- informacja, że wartość regulowanej wielkości wykracza poza dopuszczalne granice,
- informacja o wartości zaistniałego odchylenia,
- informacja o znaku odchylenia.

Istnieją również sposoby regulacji metodą "krok po kroku", w przypadku których do wyboru aktualnie pożądanego stanu pracy regulatora nie jest konieczna znajomość bezwzględnej wartości zaistniałego odchylenia. Jednakże w takim przypadku układ musi przejść kolejno przez wszystkie stany pośrednie, od stanu aktualnie występującego do stanu aktualnie pożądanego. Prowadzi to do wydłużenia procesu regulacji. Przy wszystkich zmianach wartości regulowanej wielkości układ może nie nadążyć za zachodzącymi zmianami.

Stanowiący przedmiot niniejszego opracowania sposób sterowania regulatorów cyfrowych^{x/} pozwala zminimalizować ilość informacji niezbędnej do przeprowadzenia regulacji. Do wyregulowania wystarcza przesłanie do układu sterującego informacji o tym, że wartość regulowanej wielkości wykracza poza dopuszczalne granice zmian. Natomiast nie jest wymagana znajomość ani znaku ani modułu odchylenia.

Ponadto w wielu przypadkach stosowanie tej metody może znacznie skrócić czas potrzeby do wyregulowania.

^{x/} Sposób ten został zgłoszony w Urzędzie Patentowym PRL. Zgłoszenie zarejestrowano pod numerem P-228975

Ogólna zasada pracy układu sterującego w opracowanym sposobie regulacji jest następująca. Po stwierdzeniu, że odchylenie wartości regulowanej wielkości od wartości znamionowej wykracza poza dopuszczalny przedział, następuje wybór aktualnie pożądanego stanu pracy regulatora. W tym celu przyjmuje się liczbę X należącą do przedziału (B, C) , zwłaszcza liczbę losową o rozkładzie prawdopodobieństwa najlepiej równomiernym w tym przedziale. Następnie porównuje się tę liczbę z wyrażeniem:

$$F \sum_{j=D}^E P_{ij} \quad (1)$$

gdzie: i - numer stanu pracy regulatora, w którym się on znajduje w momencie stwierdzenia, że wystąpiło odchylenie wartości regulowanej wielkości od wartości znamionowej o wartość przekraczającą dopuszczalną odchyłkę.

P_{ij} - pamiętana liczba wprost proporcjonalna do prawdopodobieństwa znalezienia się regulatora w aktualnie pożądanym stanie pracy po przejściu ze stanu o numerze i w stan o numerze j ,

$/i=1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots, n /; P_{ij} \neq 0$,

n - ilość wszystkich możliwych stanów pracy regulatora,

D - najmniejszy numer stanu pracy regulatora, od którego poczynając przeprowadza się sumowanie; najlepiej $D = 1$,

E - kolejny numer stanu pracy regulatora, należący do zbioru wartości $j/ \leq 1 \leq E \leq n /$,

F - współczynnik zależny od granic przedziału (B, C) oraz od wartości wyrażenia:

$$\sum_{j=1}^n P_{ij} = A \quad (2)$$

/najlepiej gdy A ma stałą wartość dla wszystkich wartości $i /$ w taki sposób, by dla każdego i oraz dla każdego $k \leq n$ wartość wyrażenia:

$$\sum_{j=1}^k F_{ij}$$

mieściła się w przedziale (B, C) .

Gdy dla danego numeru E stanu pracy regulatora zachodzi zależność:

$$F \sum_{j=D}^E P_{ij} \geq X \quad (3)$$

to stan pracy regulatora o numerze E uznaje się za stan aktualnie pożądanym. Po przejściu regulatora ze stanu o numerze i w stan o numerze E ,

przeprowadza się kontrolę wartości regulowanej wielkości w celu stwierdzenia, czy mieści się ona w dopuszczalnych granicach.

Jeżeli odchylenie wartości regulowanej wielkości nie wykracza poza przedział nieczułości regulatora, to osiągnięty stan pracy o numerze E jest rzeczywiście stanem aktualnie pożądanym. W takim przypadku wartość P_{iE} zostaje powiększona kosztem pozostałych wartości P_{ij} . Musi być przy tym zachowany warunek:

$$\sum_{j=1}^n P_{ij} = A \quad (4)$$

Jeżeli natomiast po przejściu regulatora ze stanu pracy o numerze i w stan pracy o numerze E nadal występuje odchylenie wartości regulowanej wielkości od wartości nominalnej o wartość przekraczającą dopuszczalną odchyłkę, stan pracy regulatora o numerze E nie jest stanem aktualnie pożądanym. W takim przypadku przeprowadza się zmniejszenie wartości P_{iE} , a kosztem jej zostają zwiększone pozostałe wartości P_{ij} przy zachowaniu warunku (4). Po wykonaniu tych operacji następuje ponowne przeprowadzenie procesu wyboru aktualnie pożądanego stanu pracy regulatora.

Poniższy przykład ilustruje zastosowanie opisanego sposobu sterowania pięciostanowego regulatora.

Graf pracy pięciostanowego układu regulacji cyfrowej powinien być grafem zupełnym, tzn. powinno być możliwe przejście z każdego stanu do każdego innego oraz powinna istnieć możliwość pozostania w danym stanie. Wynika z tego, że zachodzi zależność:

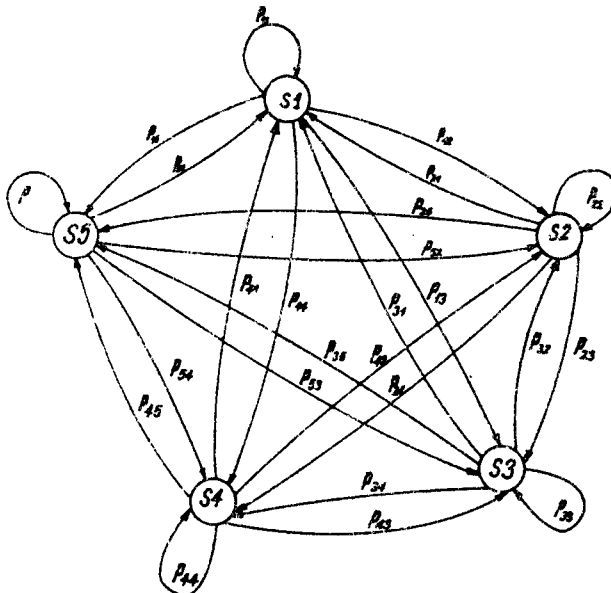
$$P_{ij} > 0$$

gdzie: P_{ij} oznacza prawdopodobieństwo przejścia ze stanu "i" w stan "j". Graf taki pokazany jest na rys. 3.

Niech wyjściowy stan pracy regulatora będzie stanem o numerze 3. Po stwierdzeniu, że odchylenie wartości regulowanej wielkości wykracza poza granice przedziału nieczułości układu, zostaje zainicjowany proces wyboru pożądanego stanu pracy regulatora. W tym celu porównuje się liczbę X należącą do przedziału $(0, 31)$, o rozkładzie prawdopodobieństwa gęstości - równomiernym w tym przedziale, z wyrażeniem:

$$\sum_{j=1}^E P_{3j} \quad (5)$$

Pamiętane przez układ sterujący wartości P_{ij} tworzą macierz:



Rys.3. Graf pracy pięciostanowego układu regulacji cyfrowej
 S_i - i - ty stan pracy regulatora
 P_{ij} - prawdopodobieństwo przejścia ze stanu "i" w stan "j"

i \ j	1	2	3	4	5
1	P_{11}	P_{12}	P_{13}	P_{14}	P_{15}
2	P_{21}	P_{22}	P_{23}	P_{24}	P_{25}
3	P_{31}	P_{32}	P_{33}	P_{34}	P_{35}
4	P_{41}	P_{42}	P_{43}	P_{44}	P_{45}
5	P_{51}	P_{52}	P_{53}	P_{54}	P_{55}

$P_{ij} > 0$

Niech w danym przypadku wybrana liczba X będzie równa 16 ($X=16$) i niech będzie dana macierz wartości P_{ij} :

$$\begin{bmatrix} 6 & 3 & 7 & 4 & 6 \\ 2 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 1 & 1 & 12 & 6 & 11 \\ 2 & 10 & 1 & 4 & 14 \\ 6 & 5 & 4 & 10 & 6 \end{bmatrix}$$

Jak widać spełniony jest warunek (4), gdyż:

$$\sum_{j=1}^5 P_{ij} = 31 \quad (6)$$

Dla $E = 4$ spełniony jest warunek (3), bowiem:

$$\sum_{j=1}^4 P_{3j} \geq 16 \quad (7)$$

Zgodnie z opisanym sposobem sterowania regulatorów, stan pracy regulatora oznaczony numerem 4 przyjmuje się za stan aktualnie pożądanym. Dlatego regulator przechodzi w stan pracy o numerze 4. Po upływie czasu potrzebnego na przejście regulatora ze stanu o numerze 3 w stan o numerze 4 dokonuje się weryfikacji podjętej decyzji. Okazało się, że wartość regulowanej wielkości nadal wykracza poza dopuszczalne granice. Wynika stąd, że stan pracy regulatora oznaczony numerem 4 nie jest stanem aktualnie pożądanym. Dlatego wartość P_{34} zostaje zmniejszona, a jej kosztem powiększone zostają pozostałe wartości P_{3j} w taki sposób, by spełnione były warunki:

$$\sum_{j=1}^5 P_{3j} = 31 \quad (8)$$

oraz

$$P_{ij} > 0 \quad (9)$$

Trzeci wiersz macierzy P_{ij} zmienia się, a macierz przyjmuje następującą postać:

$$\begin{bmatrix} 6 & 8 & 7 & 4 & 6 \\ 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 2 & 2 & 13 & 2 & 12 \\ 2 & 10 & 1 & 4 & 14 \\ 6 & 5 & 4 & 10 & 6 \end{bmatrix}$$

Jak widać spełnione są warunki (8) i (9)

Po dokonaniu tej operacji następuje zapoczątkowanie ponownego procesu wyboru aktualnie pożądanego stanu. Tym razem ze zbioru liczb $\langle 0, 31 \rangle$ została wylosowana liczba $X = 10$. Dla niej nierówność (3) spełniona jest przy $E = 2$.

$$\sum_{j=1}^2 P_{4j} \geq 10 \quad (10)$$

Dlatego stan pracy regulatora oznaczony numerem 2 przyjmuje się jako stan aktualnie pożądanym i po upływie czasu potrzebnego na przejście ze stanu o numerze 4 w stan o numerze 2, przeprowadza się kontrolę wartości regulowanej wielkości. Okazało się, że tym razem odchyłka wartości regulowanej wielkości od wartości znamionowej mieści się w przedziale nieczułości. Oznacza to, że osiągnięty stan pracy regulatora oznaczony numerem 2 jest stanem aktualnie pożądanym. Dlatego, zgodnie z omówionym

sposobem sterowania regulatora następuje zwiększenie wartości P_{42} z za -
 chowaniem warunków:

$$\sum_{j=1}^5 P_{4j} = .31 \quad (11)$$

oraz

$$P_{ij} > 0 \quad (12)$$

Macierz wartości P_{ij} przybiera postać:

$$\begin{bmatrix} 6 & 8 & 7 & 4 & 6 \\ 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 2 & 2 & 13 & 2 & 12 \\ 1 & 13 & 1 & 3 & 13 \\ 6 & 5 & 4 & 10 & 6 \end{bmatrix}$$

Z przytoczonego przykładu wynika następujący wniosek. Jeżeli po kilku kolejnych krokach regulacji, regulator ponownie znajdzie się w stanie pracy o numerze 3, to prawdopodobieństwo przejścia regulatora do stanu o numerze 4 będzie znacznie mniejsze niż poprzednio, albowiem wartość P_{34} uległa wyraźnemu zmniejszeniu.

Wynika stąd wniosek znacznie ogólniejszy, mianowicie w przypadku, gdy wartość regulowanej wielkości zmienia się w sposób zbliżony do cyklicznego, po kilku wstępnych cyklach możemy uzyskać znaczne skrócenie czasu potrzebnego do wyregulowania. W bieżącym roku w Zakładzie Teletransmisji Instytutu Telekomunikacji i Elektrotechniki Akademii Techniczno-Rolniczej wykonano model układu sterującego pracujący w opisany sposób. Układ ten jest przeznaczony do współpracy z regulatorem poziomu o pięciu stanach regulacji.

Układ przebadano w następujących warunkach:

- napięcie zasilania układu - $U_{zas} = 5 \text{ V}$
- temperatura - $20 \pm 2^\circ\text{C}$
- poziom zakłóceń - występujący normalnie w warunkach laboratoryjnych

Ponieważ nie dysponowano układem modulatora, za pomocą którego można by realizować zmiany poziomu prądu o częstotliwości pilotującej zachodzące z częstotliwością $0,001 - 1 \text{ Hz}$, badania wykonano w następujący sposób: - zliczano ilość decyzji podjętych przez układ do momentu uzyskania właściwego stanu pracy regulatora. Pierwszą decyzję układ podejmował na podstawie następującej macierzy wartości P_{ij}

$$\begin{bmatrix} 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \\ 6 & 6 & 6 & 6 & 7 \end{bmatrix}$$

Przeprowadzono 60 prób, dla różnych, aktualnie pożądaných stanów pracy regulatora. Wyniki badań przedstawiono w poniższej tabeli.

Wyniki badań układu sterującego

ilość decyzji /K/	zawartość w próbie
1	16
2	13
3	11
4	7
5	7
6	4
7	1
8	0
9	1
	$\Sigma = 60$

Następnie posługując się metodami statystyki matematycznej, znaleziono rozkład prawdopodobieństwa

$$P / X = k /$$

gdzie:

$$X = K - 1$$

K - ilość decyzji niezbędnych do uzyskania pożądanego stanu pracy regulatora

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

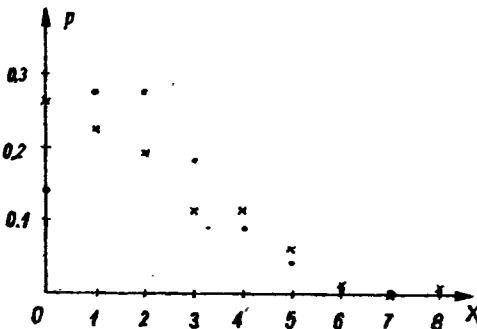
oraz parametry tego rozkładu.

Na podstawie wyników pomiarów oraz korzystając z przesłanek teoretycznych przyjęto, że zmienna losowa $X / X = K - 1 /$ posiada rozkład prawdopodobieństwa będący rozkładem Poissona:

$$P / X = k / = \frac{\lambda^k}{k!} e^{-\lambda} \quad (13)$$

Korzystając z teorii estymacji wyznaczono parametr λ jako średnią wartość z próby. Oszacowana wartość parametru λ wynosi dwa $(\lambda = \bar{X} = 2 /$

Na rysunku 4 przedstawiono wykresy funkcji: teoretycznego rozkładu



Rys.4. Teoretyczny rozkład Poissona oraz rozkład uzyskany z próby
 • - rozkład teoretyczny
 x - rozkład z próby

Poissona dla $\lambda = 2$ oraz rozkładu z próby. Wykresy te różnią się nieco od siebie, lecz korzystając z testu zgodności χ^2 , przyjmując poziom istotności $\alpha = 0,1$, brak jest podstaw do odrzucenia hipotezy o tym, że zmienna losowa X posiada rozkład Poissona.

Wnioski

1. Na podstawie wyników badań, możemy przyjąć, że potrzeba średnio trzech decyzji, aby w początkowej fazie pracy układu, po stwierdzeniu, że wartość wielkości regulowanej nie mieści się w dopuszczalnych granicach, uzyskać aktualnie pożądany stan pracy regulatora.
2. Rozkład prawdopodobieństwa

$$P / X = k /$$

gdzie:

$$X = K - 1$$

K - ilość decyzji niezbędnych do uzyskania pożądanego stanu pracy regulatora

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

jest rozkładem Poissona z parametrem $\lambda = 2$.

Literatura

- [1] Fisz M.: Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka matematyczna. PWN Warszawa 1954
- [2] Krasowski A.A., Pospiełow G.S.: Podstawy automatyki i cybernetyki technicznej. WNT, Warszawa 1965
- [3] Nowacki P., Szklarski L., Górecki H.: Podstawy teorii układów regulacji automatycznej. PWN, Warszawa 1962
- [4] Papoulis A.: Prawdopodobieństwo, zmienne losowe i procesy stochastyczne. WNT, Warszawa 1972
- [5] Sadowski W.: Statystyka matematyczna. PWE, Warszawa 1965
- [6] Соколовников В.В.: Теория автоматического регулирования. Машиностроение, Москва 1967
- [7] Steinbuch K.: Automat und Mensch. Kybernetische Tatsachen und Hypothesen, Springer - Verlag, Berlin /Heidelberg/ New York - 1965
- [8] Wysocki T.: Automat samouczący się w układzie automatycznej regulacji poziomu, praca magisterska ATR, Bydgoszcz 1981

A WAY OF DIGITAL REGULATORS CONTROL

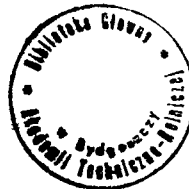
Summary

The paper presents a way of digital regulators control when minimizing information necessary for conducting regulation. There are described all operations connected with the regulation process as well as the results of testing a prototype of the control system of digital regulators which works according to the way described. Additionally, the paper includes conclusions following from testing the prototype.

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ УПРАВЛЕНИЯ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Резюме

В статье представлен способ управления цифровых регуляторов при минимуме необходимой информации для проведения регуляции. Описаны все операции связанные с процессом регуляции, а также результаты исследования прототипа системы управления цифровых регуляторов действующих по описанному способу. Кроме этого, в работе представлены предложения вытекающие из исследований прототипа.



Biblioteka Główna ATR
w Bydgoszczy

921

198