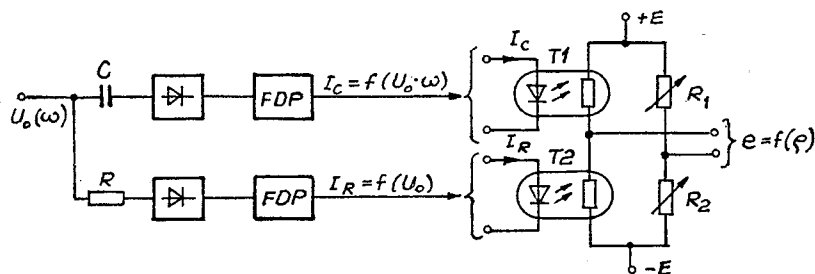


3.2. UKŁAD PRZETWARZAJĄCY DO ZASILANIA TRANSOPTORA FOTOREZYSTOROWEGO

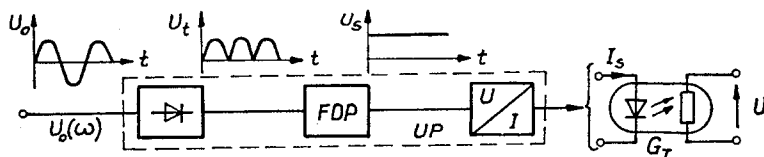
Koncepcja transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej przedstawiona w pracy [13] bazuje na wykorzystaniu transoptorów fotorezystorowych jako elementów „ $I/\Delta G$ ” [9], zasilanych poprzez układy prostownicze i filtry dolno-przepustowe. Transoptory steruje się wyprostowanymi prądami, z których jeden I_C ma charakter pojemnościowy, zaś drugi I_R — rezystancyjny, co ilustruje rys. 15.



Rys. 15. Koncepcja transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej, T1, T2 — transoptory, R_1, R_2 — rezystancje nastawne mostka, e — sygnał wyjściowy przetwornika, ϕ — odchyłka częstotliwości, FDP — filtr dolnoprzepustowy, C, R — pojemność i rezystancja wejściowa w gałęziach prądu odpowiednio I_C i I_R , $U_0(\omega)$ — napięcie o częstotliwości badanej

Analiza teoretyczna przeprowadzona w [13] wykazała, iż możliwe jest uzyskanie praktycznie liniowego przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej, pod warunkiem słuszności liniowej charakterystyki przetwarzania dla transoptorów zasilanych tak, jak to wyżej określono. Muszą tu jednak być spełnione pewne wymagania konstrukcyjne. Natomiast wstępne badania [14] udowodniły, że dla osiągnięcia stawianych celów konieczne jest zasilanie transoptorów przez bardziej rozbudowane układy, zawierające prostownik liniowy, filtr dolnoprzepustowy oraz przetwornik napięcie — prąd.

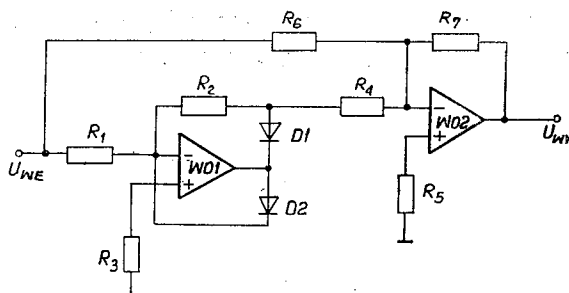
Układ zasilający transoptory, przetwarzający napięcie przemienne o kontrolowanej częstotliwości na uśrednioną wartość prądu przedstawia rys. 16.



Rys. 16. Układ transoptora zasilanego poprzez układ prostowniczy i filtr dolnoprzepustowy $U_0(\omega)$ — napięcie przemienne, FDP — filtr dolnoprzepustowy, U/I — przetwornik napięcie—prąd, UP — układ przetwarzający

Prostownik liniowy (rys. 17), dzięki umieszczeniu diody w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego, umożliwia uzyskanie liniowej charakterystyki przetwarzania, rozumianej jako zależność wyjściowego napięcia tętniącego od przyłożonego na wejście napięcia sinusoidalnego. Dotyczy to nawet bardzo małych napięć wejściowych, jednak większych od napięcia progowego diody prostowniczej, podzielonego przez wzmocnienie

napięciowe wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą. Minimalna wartość napięcia prostowanego ograniczona jest parametrami wzmacniacza operacyjnego, m.in. poziomem napięcia szumów.



Rys. 17. Dwupołwkowy prostownik liniowy [18]

Napięcie wyjściowe prostownika określa zależność:

$$U_{WY} = - \left(U_{WE} \frac{R_7}{R_6} - U_{WE} \frac{R_7}{R_4} \right). \quad (23)$$

Przy $R_4 = 0,5 R_6$ oraz $R_6 = R_7$ otrzymuje się

$$U_{WY} = |U_{WE}|.$$

Uzyskanie liniowej charakterystyki przetwarzania dla małych wartości napięć jest potrzebne ze względu na żadaną liniowość charakterystyki $G_T = f(I_s)$ w możliwie szerokim zakresie, zaś $I_{s\max}$ jest ograniczone wartością dopuszczalnego prądu diody elektroluminescencyjnej. Nadto, warto podkreślić, iż w układzie prostownika liniowego różnice charakterystyk przepustowych diod prostowniczych nie mają istotnego wpływu na wartość średnią sygnału wyjściowego. Jest to istotne w przypadku, gdy wartość ta jest np. miarą kontrolowanej częstotliwości. W rozważanym układzie zastosowano dalej aktywny filtr dolnoprzepustowy z uwagi na zalety takich rozwiązań w zakresie małych częstotliwości. Daje to możliwość uniknięcia kłopotliwych w wykonaniu cewek o dużych indukcyjnościach, (niezbędnych w filtrach pasywnych) oraz możliwość prostego i dokładnego dostrojenia za pomocą rezystorów do żądanej częstotliwości pracy.

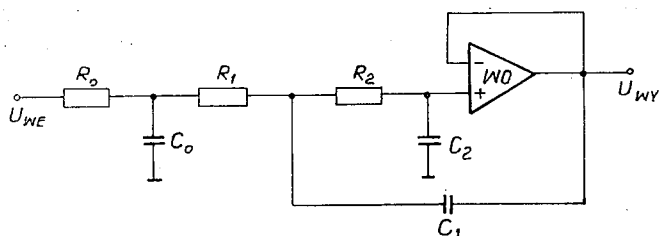
Z uwagi na sprawdzone w dwusystemowych elektronicznych miernikach częstotliwości właściwości [3, 4], wykorzystano filtr trzeciego rzędu ze sprzężeniem zwrotnym, przedstawiony na rys. 18. Przy $R_0 = R_1 = R_2 = R$ transmitancja tego filtra [18] opisana jest równaniem:

$$H(s) = \frac{U_{WY}(s)}{U_{WE}(s)} = \frac{1}{s^3 R^3 C_0 C_1 C_2 + s^2 R^2 (2C_0 C_1 + 2C_1 C_2) + sR(C_0 + 3C_1) + 1}. \quad (24)$$

Biorąc pod uwagę twierdzenia o wartości granicznej końcowej [23]

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s),$$

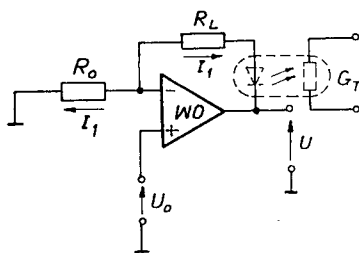
gdzie $F(s)$ jest transformatą Laplace'a funkcji $f(t)$, dla rozważanego filtra można łatwo



Rys. 18. Filtr dolnoprzepustowy aktywny, trzeciego rzędu ze sprzężeniem zwrotnym

wyznaczyć statyczny współczynnik wzmocnienia, określający wartość końcową odpowiedzi układu na sygnał wejściowy w postaci skoku jednostkowego jako $K_{\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} H(s) = 1$.

A zatem w stanie ustalonym $U_{WY} = U_{WE}$. Filtr dolnoprzepustowy eliminuje z przebiegu wyprostowanego składowe o częstotliwościach zbliżonych do 50 Hz oraz ich wyższe harmoniczne. Uśredniona wartość napięcia wyjściowego z filtra zostaje przetworzona na sygnał prądowy (rys. 19), sterujący diodę elektroluminescencyjną. Zaletą przedstawionego przetwornika napięcie — prąd jest duża wartość rezystancji wejściowej, związana z wyko-



Rys. 19. Przetwornik napięcie — prąd [18]

rzystaniem nieodwracalnego wejścia wzmacniacza operacyjnego. Prąd w pętli sprzężenia zwrotnego jest równy prądowi płynącemu przez rezystor R_0 i wartość ta jest niezależna od wartości rezystancji obciążenia R_L .

$$I_1 = \frac{U_0}{R_0} \quad (25)$$

gdzie:

I_1 — prąd wyjściowy przetwornika U/I

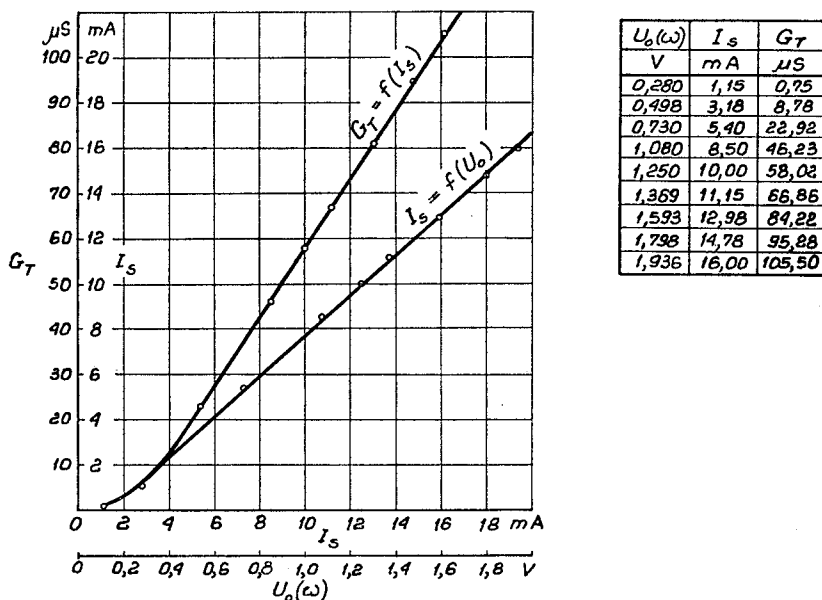
U_0 — napięcie wejściowe przetwornika

$1/R_0$ — współczynnik przetwarzania.

Badania przeprowadzone w układzie wg rys. 15 potwierdziły zasadniczo liniowy charakter zależności $G_T = f(I_s)$, (rys. 20), gdzie I_s jest prądem wyjściowym z układu przetwarzającego UP.

Warto podkreślić, że wszystkie elementy układu przetwarzającego UP należą do grupy analogowych układów liniowych, a zatem układ ten posiada liniową charakterystykę przetwarzania $I_s = K_{UP} U_0(\omega)$, zgodnie z oznaczeniami przyjętymi na rys. 16. Wybór

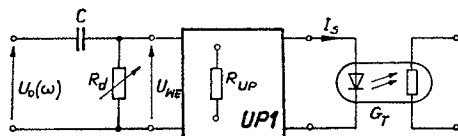
wartości współczynnika K_{UP} jest uzależniony od zakładanej czułości częstotliwościowej przetwornika S_f — rozumianej jako $\Delta G_T / (U_0 \cdot \Delta f)$ oraz wartości parametrów wejściowych obu torów pomiarowych.



Rys. 20. Zależność $G_T = f(I_s)$ i $I_s = f(U_0)$ dla transoptora fotorezystancyjnego zasilanego poprzez układ przetwarzający UP, $f = 50$ Hz, $\vartheta = 24^\circ\text{C}$, $U = 6$ V

3.3. UKŁAD PRZETWARZAJĄCY TYPU POJEMNOŚCIOWEGO

Przeprowadzone pomiary wykazały, iż dla częstotliwości napięcia wejściowego $f = 50$ Hz i wartości prądu wyjściowego $I_s = 15$ mA impedancja wejściowa układu przetwarzającego do zasilania transoptorów wg rys. 16 ma wyraźnie rezystancyjny charakter i jest rzędu $10\text{ k}\Omega$, a zatem nie jest to wartość pomijalnie mała. Konieczne jest jej zmniej-



Rys. 21. Układ przetwarzający typu pojemnościowego

szczenie, np. przez równoległe przyłączenie do zacisków wejściowych $UP1$ rezystancji dodatkowej R_d — rys. 21. Wówczas

$$R'_{UP} = \frac{R_d \cdot R_{UP}}{R_d + R_{UP}}, \quad (26)$$

gdzie:

R_{UP} — rezystancja wejściowa układu przetwarzającego przed korekcją

R'_{UP} — rezystancja wejściowa wypadkowa $UP1$

R_d — rezystancja dodatkowa

Dla $R_d \ll R_{UP}$ można przyjąć:

$$R'_{UP} \approx R_d. \quad (26a)$$

Zmodyfikowany tor pomiarowy o charakterze pojemnościowym można opisać równaniem:

$$I_s = K_{UP} \frac{R_d}{R_d + jX_c} U_0 = \frac{K_{UP} U_0 \omega R_d C}{\sqrt{(\omega R_d C)^2 + 1}}, \quad (27)$$

gdzie:

X_c — reaktancja pojemnościowa wejściowa

U_0 — wartość skuteczna napięcia o kontrolowanej częstotliwości

Przy założeniu, że

$$\omega R_d C \ll 1 \quad (28)$$

otrzymuje się

$$I_s = K_{UP} \cdot U_0 \cdot R_d \cdot C \cdot \omega. \quad (27a)$$

Uwzględniając natomiast charakterystykę transoptora $G_T = A_1 \cdot I_s$ [8, 9, 10] dostaje się:

$$G_{T1} = (A_1^* \cdot R_d C) U_0 \cdot \omega \quad (29)$$

gdzie:

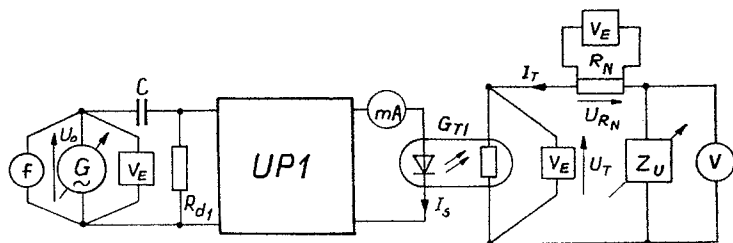
$A_1 K_{UP} = A_1^*$ — stała konstrukcyjna transoptora z układem przetwarzającym $UP1$.

Na podstawie wstępnych obliczeń i badań sprawdzających przeprowadzonych dla $-0,1 \leq$

$\leq \frac{\Delta f}{f_n} \leq +0,1$ przy $f_n = 50$ Hz, dobrano wartości R_d i C w taki sposób, aby zachowując możliwie mały pobór mocy wejściowej P_{we} przy zapewnieniu określonej wartości I_s i spełnieniu warunku (28) otrzymać możliwie dużą czułość toru pomiarowego S_f . Otrzymano wartości: $C = 25 \mu F$ i $R_d = 10 \Omega$ dla $S_f = 0,0945 \frac{\mu F}{V}$, $P_{we} = 3,7$ VA i $I_s = 15$ mA.

Badania przeprowadzone w układzie przedstawionym na rys. 22 potwierdziły liniowy charakter zależności $G_{T1} = f(I_s)$, wartość współczynnika konstrukcyjnego wynosiła

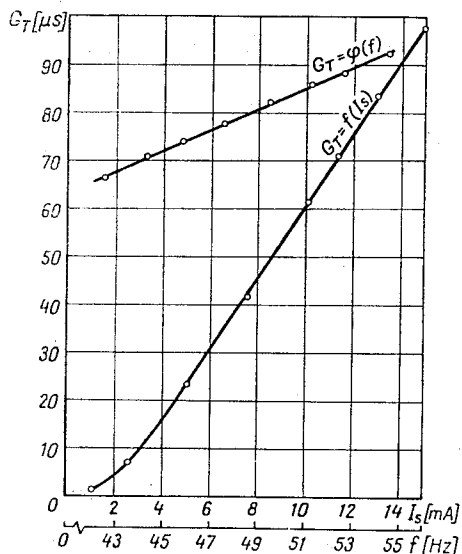
$$A_1 = 7,47 \frac{\mu S}{mA}.$$



Rys. 22. Układ do badań właściwości metrologicznych toru pomiarowego o charakterze pojemnościowym

Nadto badano liniowość charakterystyk $G_{T1} = \varphi(f)$. Wyniki badań ilustruje rys. 23.

Warto dodać, że czułość częstotliwościowa toru pomiarowego $\Delta G_T / (U_0 \cdot \Delta f)$ wykazuje dużą stałość w przedziale napięć $(0,8 \div 1,1)U_0$, gdzie $U_0 = 19,46$ V. W wyniku pomiarów



Rys. 23. Zależności $G_{T1} = f(I_s)$ i $G_{T1} = \varphi(f)$ dla toru pomiarowego o charakterze pojemnościowym

dla napięć $U_{01} = 22,43$ V i $U_{02} = 20,74$ V otrzymano odpowiednio $S_{f1} = 0,0945$ $\mu\text{F/V}$ i $S_{f2} = 0,0950$ $\mu\text{F/V}$, co daje średnio $S_{f0} = 0,09475$ $\mu\text{F/V}$, a zmiany wynoszą zaledwie $\pm 0,25\%$.

3.4. UKŁAD PRZETWARZAJĄCY TYPU REZYSTANCYJNEGO

Rozważa się teraz tor pomiarowy o charakterze rezystancyjnym, tj. różniący się od przedstawionego na rys. 20, tym że pojemność C zastąpiono admitancją G . Zmodyfikowany tor pomiarowy o charakterze rezystancyjnym można opisać zależnością:

$$I_s = K_{UP} \frac{R_d}{R_d + R} U_0 = K_{UP} \frac{q}{q+1} U_0, \quad (30)$$

gdzie:

$q = R_d G$ — liczba bezwymiarowa

$G = \frac{1}{R}$ — admitancja wejściowa toru o charakterze rezystancyjnym.

Dla $q \ll 1$ otrzymuje się:

$$I_s = K_{UP} q U_0, \quad (30a)$$

zaś

$$G_{T2} = A_2^* q U_0, \quad (31)$$

gdzie:

$A_2 K_{UP} = A_2^*$ — stała konstrukcyjna transoptora z układem przetwarzającym UP2

Dla uzyskania w obu torach jednakowej czułości względem napięcia U_0 ma być:

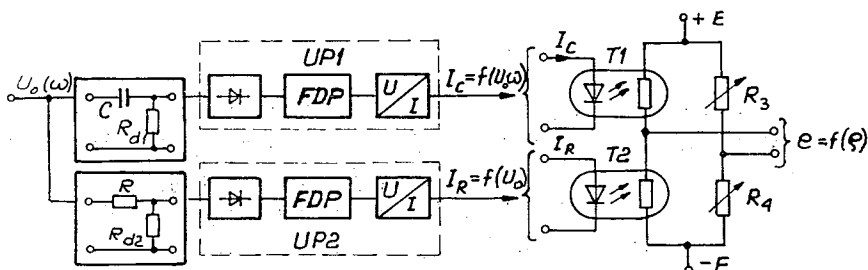
$$A_1^* R_d C \omega_n = A_2^* q. \quad (32)$$

Z przyjęcia $R_d = 10 \Omega$, $C = 25 \mu\text{F}$ i $f_n = 50 \text{ Hz}$ otrzymuje się $q = 0,079$. Badania przeprowadzone w układzie analogicznym do przedstawionego na rys. 22 potwierdziły liniowość charakterystyki $G_{T2} = f(I_s)$, czułość współczynnika konstrukcyjnego wynosiła $A_2 = 7,00 = \frac{\mu\text{S}}{\text{mA}}$. Pewna nierówność stałych konstrukcyjnych obu torów może być spowodowana rozrzutem parametrów poszczególnych elementów układów przetwarzających UP1 i UP2 oraz nieidentycznością charakterystyk przetwarzania obu transoptorów. W tej fazie nie korygowano nierówności współczynników A_1^* i A_2^* (np. na drodze zmiany odległości między diodą elektroluminescencyjną a fotorezystorem lub poprzez odpowiednie układy korekcyjne transoptorów [8]), a fakt niesymetrii obu torów uwzględniono przy doborze elementów mostkowego przetwornika odchyłki częstotliwości.

Należy podkreślić, iż w przypadku ogólnym wartość rezystancji dodatkowej ograniczającej impedancję wejściową toru pomiarowego, może być różna dla obu torów pomiarowych, czyli $R_{d1} \neq R_{d2}$.

4. ZMODYFIKOWANY PRZETWORNIK ODCHYLKI CZĘSTOTLIWOŚCI OD WARTOŚCI ZNAMIONOWEJ

Omawiana tu koncepcja transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej, zmodyfikowana w stosunku do rozwiązania przedstawionego w pracy [13], zakłada wykorzystanie transoptorów zasilanych poprzez układy przetwarzające UP z elementami wejściowymi o charakterze odpowiednio pojemnościowym C i rezystancyjnym R — rys. 24.



Rys. 24. Mostek dwutransoptorowy szeregowy, przetwornik odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej; T1, T2 — transoptory, R_1 , R_2 — rezystancje mostka, e — sygnał wyjściowy przetwornika, q — odchyłka częstotliwości, UP1, UP2 — układy przetwarzające gałęzi prądu odpowiednio I_C i I_R , obejmujące prostowniki, filtry dolnoprzepustowe i przetworniki napięcie — prąd

Modyfikacja polega na zastosowaniu do zasilania transoptorów układów UP zawierających prostownik liniowy, aktywny filtr dolnoprzepustowy i przetwornik napięcie — prąd, zamiast rozważanych wstępnie [13] mostków Graetza z filtrami pasywnymi na wyjściu.

4.1. CHARAKTERYSTYKA PRZETWARZANIA PRZETWORNIKA ZMODYFIKOWANEGO

Napięcie na przekątnej mostka jest określone zależnością:

$$\frac{e}{E} = \frac{G_{T1}}{G_{T1} + G_{T2}} - \frac{G_3}{G_3 + G_4}. \quad (33)$$

Przy uwzględnieniu zależności (29) i (31), napięcie na przekątnej mostka — przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej (rys. 24) wyraża się zależnością:

$$\frac{e}{E} = \frac{A_1^* \cdot U_0 \cdot R_{d1} \cdot C \cdot \omega}{A_1^* \cdot U_0 \cdot R_{d1} \cdot C \cdot \omega + A_2 \cdot U_0 \cdot R_{d2} \cdot G} - \frac{G_3}{G_3 + G_4}. \quad (34)$$

Oznaczając $\frac{G_3}{G_4} = n$, równanie (34) można przekształcić do postaci:

$$\frac{e}{E} = \frac{\omega - \frac{A_2^* R_{d2} G}{A_1^* R_{d1} C} n}{\left(\omega + \frac{A_2^* R_{d2} G}{A_1^* R_{d1} C} \right) (1 + n)}. \quad (35)$$

Dla częstotliwości znamionowej mostek powinien być w równowadze, czyli przy $\omega = \omega_n$ ma być $e/E = 0$. Wobec tego

$$\omega_n = \frac{A_2^* R_{d2} G}{A_1^* R_{d1} C} n. \quad (36)$$

Po podstawieniu i wprowadzeniu oznaczenia $\omega = (1 + \varrho)\omega_n$ otrzymuje się znaną zależność (7) wg [13]:

$$e = \frac{E}{1 + n} \frac{\varrho}{\left(1 + \frac{1}{n} \right) + \varrho}, \quad (37)$$

gdzie:

$$\varrho = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n}. \quad (37a)$$

Warto zauważyć, że dla $R_{d1} = R_{d2}$ zależność (36) przyjmuje znaną postać wyrażenia (6) wg [13]. Dla danej pulsacji znamionowej ω_n dobór odpowiedniej wartości parametru n może odbywać się poprzez regulację rezystancji R_3 i/lub R_4 , regulację pojemności C i/lub rezystancji R , zmianę stosunku A_1^*/A_2^* na drodze zmiany odległości „ a ” transoptorów T_1 i/lub T_2 oraz zmiany rezystancji R_{d1} i/lub R_{d2} . Należy tu jednak pamiętać o konsekwencjach wynikających z warunku równowagi (36).

Realizowalność techniczna parametru n związana jest z żądaną wartością e_{max} sygnału wyjściowego, gdyż napięcie pomocnicze zasilające mostek E ograniczone jest dwoma czynnikami:

- obciążalnością elementów mostka,
- zapewnieniem liniowości charakterystyk transoptorów $G_T = f(I_s)$.

Napięcie pomocnicze E może być uzyskane z dodatkowego wtórnego uzwojenia transformatora wejściowego obniżającego napięcie badane do poziomu wymaganego dla zastosowanej konstrukcji układów wejściowych obu torów.

4.2. LINIOWOŚĆ I STAŁA UKŁADU

Omawiany układ mógłby być w przybliżeniu liniowym przetwornikiem odchyłki częstotliwości, pod warunkiem odpowiedniego doboru wartości parametru n . Celem bliższego naświetlania tego zagadnienia wprowadza się oznaczenie $e/E = \varepsilon$. Wówczas charakterystyka przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej przybiera postać:

$$\varepsilon = \frac{1}{1+n} \frac{\varrho}{\left(1 + \frac{1}{n}\right) + \varrho} = \frac{\varrho}{(n+1) \left[\left(1 + \frac{1}{n}\right) + \varrho \right]} \quad (38)$$

gdzie ϱ określa wzór (37a).

Dla określonej wartości ϱ lokalną stałą przetwornika można ogólnie wyrazić jako:

$$C_\varrho = \frac{\varrho}{\varepsilon} = (n+1) \left[\left(1 + \frac{1}{n}\right) + \varrho \right]. \quad (39)$$

Zakładając, że wartość stałej na dolnym krańcu zakresu wyraża się zależnością:

$$C_d = (1 - \delta_L) C^*, \quad (40)$$

gdzie:

C — stała znamionowa przetwornika

δ_L — błąd nieliniowości przetwornika

a wartość stałej na górnym krańcu zakresu wynosi analogicznie:

$$C_g = (1 + \delta_L) C^*, \quad (41)$$

można wyprowadzić następujące wyrażenia na stałą znamionową C^* oraz błąd nieliniowości δ_L przetwornika:

$$C^* = \frac{1}{2} (C_d + C_g) \quad (42)$$

$$\delta_L = \frac{C_g - C_d}{C_g + C_d}. \quad (43)$$

Przy wykorzystaniu zależności (39), stałą przetwornika na krańcach zakresu pomiarowego zapisuje się jako:

$$C_d = (n+1) \left[\left(1 + \frac{1}{n}\right) + \varrho_d \right] \quad (40a)$$

$$C_g = (n+1) \left[\left(1 + \frac{1}{n}\right) + \varrho_g \right] \quad (41a)$$

Podstawiając zależności (40a) i (41a) do wyrażenia (43) otrzymuje się:

$$\delta_L = \frac{\varrho_g - \varrho_d}{2 \left(1 + \frac{1}{n}\right) + (\varrho_g + \varrho_d)}, \quad (43a)$$

a stąd łatwo znajduje się wartość n dla znanych ϱ_g , ϱ_d oraz δ_L :

$$n = \frac{2\delta_L}{\varrho_g(1 - \delta_L) - \varrho_d(1 + \delta_L) - 2\delta_L}. \quad (44)$$

Stałą znamionową określa wyrażenie:

$$C^* = (n+1) \left[\left(1 + \frac{1}{n} \right) + \frac{1}{2} (\varrho_g + \varrho_d) \right]. \quad (42a)$$

Przez podstawienie (44) do (42a) dostaje się:

$$C^* = \frac{\varrho_g(1-\delta_L) - \varrho_d(1+\delta_L)}{\varrho_g(1-\delta_L) - \varrho_d(1+\delta_L) - 2\delta_L} \cdot \frac{\varrho_g - \varrho_d}{2\delta_L}. \quad (42b)$$

Zależności (42a) oraz (43a) mają charakter nieliniowy. Pierwsza z nich posiada ekstremum (minimum) występujące dla

$$n_e = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{2}(\varrho_g + \varrho_d)}}, \quad (45)$$

któremu odpowiada maksimum czułości przetwornika. Przy spełnieniu warunku $n = n_e$ dostaje się:

$$C_e = \left[1 + \sqrt{1 + \frac{1}{2}(\varrho_g + \varrho_d)} \right]^2 \quad (46)$$

oraz

$$\delta_{Le} = \frac{\varrho_g - \varrho_d}{2} \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{2}(\varrho_g + \varrho_d) \right] + \sqrt{1 + \frac{1}{2}(\varrho_g + \varrho_d)}}. \quad (47)$$

W szczególnym przypadku zakresu symetrycznego, czyli takiego, gdzie zachodzi $\varrho_d = -\varrho_g$ dostaje się:

$$C_e = 4, \quad \delta_{Le} = \frac{\varrho_g}{2}.$$

Wówczas

$$C^* = \frac{(\varrho_g/\delta_L)^2}{(\varrho_g/\delta_L) - 1} \quad (42c)$$

zaś

$$n = \frac{1}{(\varrho_g/\delta_L) - 1}. \quad (44a)$$

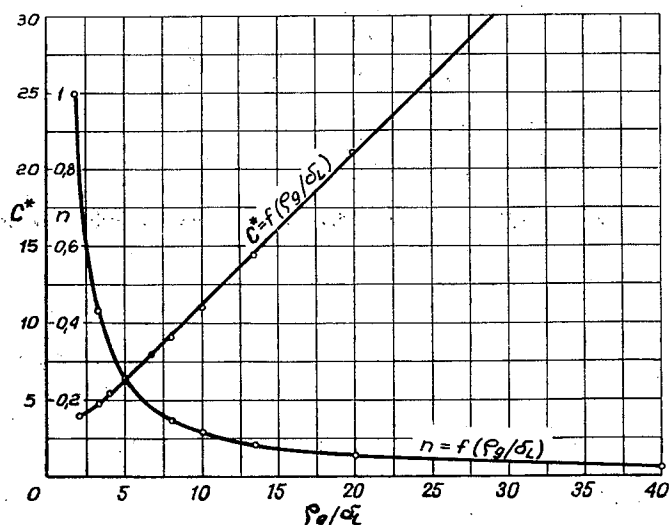
Liczbowe naświetlenie wyprowadzonych zależności (44a) i (42c) dają wartości zestawione w tablicy 1. Dodatkową ilustrację stanowi rys. 25.

Dla symetrycznego zakresu pomiaru odchyłki częstotliwości ϱ , zmniejszenie błędu nieliniowości wymaga zastosowania mniejszej wartości n . Wzrasta wówczas stała, czyli maleje czułość przetwornika. Dążenie do zapewnienia możliwie dobrej liniowości charakterystyki przetwarzania $\varepsilon = f(\varrho)$ ogranicza rozważania do obszaru $n \leq 1$. Wraz ze wzrostem rozpiętości symetrycznego zakresu pomiaru maleje wartość n konieczna dla uzyskania określonego błędu nieliniowości δ_L , a jednocześnie rośnie odpowiednio stała C^* , co ilustruje rys. 26.

Tablica 1

Obliczone wartości $C^* = f(\delta_L)$ i $n = f(\delta_L)$ dla różnych zakresów symetrycznych $q_d = -q_g$

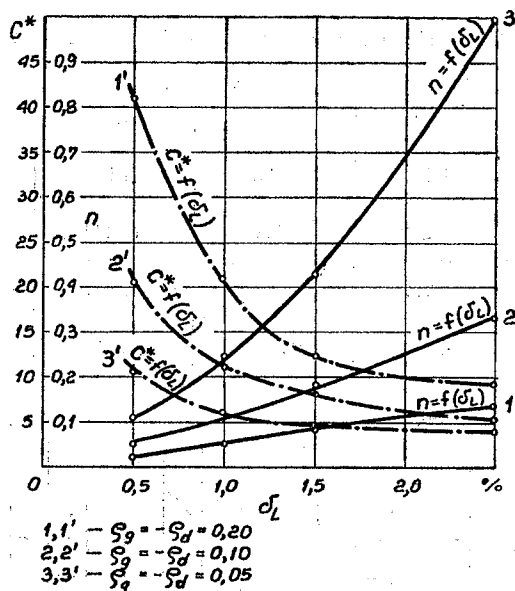
δ_L	$q_g = 0,05$		$q_g = 0,10$		$q_g = 0,20$	
	n	C^*	n	C^*	n	C^*
0,5	0,111	11,111	0,0526	21,053	0,0256	41,026
1,0	0,250	6,250	0,111	11,111	0,0526	21,053
1,5	0,429	4,762	0,176	7,852	0,0811	14,411
2,5	1,000	4,000	0,333	5,333	0,1430	9,143

Rys. 25. Zależności $C = f(q_g/\delta_L)$ i $n = f(q_g/\delta_L)$ dla założonego symetrycznego zakresu pomiaru

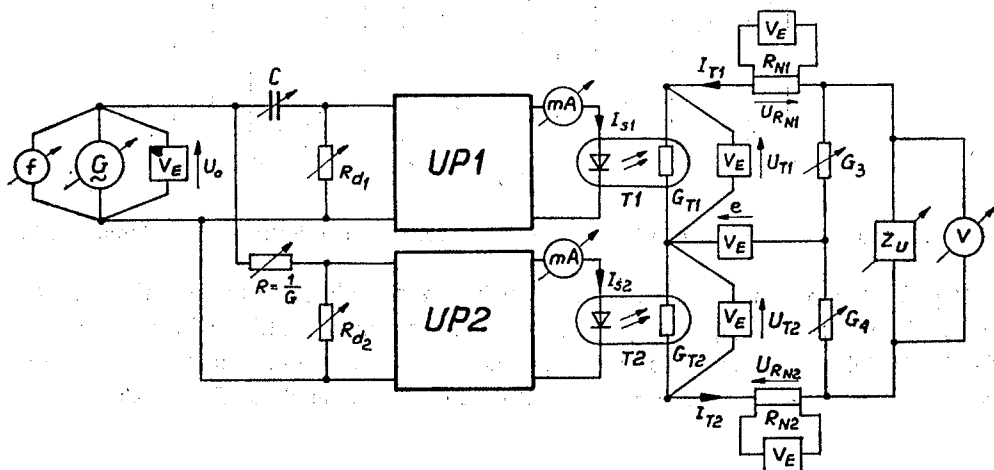
Z przedstawionych charakterystyk największe znaczenie praktyczne mają krzywe odpowiadające zakresowi $q_g = -q_d = 0,10$, czyli zmianom częstotliwości sieci w granicach 45 ÷ 55 Hz. Dla tego przypadku, przy założonej wartości błędu nieliniowości, np. $\delta_L = 1\%$ wymagany jest współczynnik $n = 0,250$, któremu odpowiada stała $C^* = 6,25$.

5. DOŚWIADCZALNE SPRAWDZENIE KONCEPCJI TRANSOPTOROWEGO PRZETWORNIKA ODCHYLENIA CZĘSTOTLIWOŚCI OD WARTOŚCI ZNAMIONOWEJ

Na podstawie zmodyfikowanych opisów torów pomiarowych o charakterze pojemnym (27) i rezystancyjnym (30) zbudowano do badań układ pomiarowy (rys. 27) o częstotliwości znamionowej określonej zależnością (36). Częstotliwość znamionową ω_n dostrajano do wartości założonej, tj. 50 Hz przez regulację stosunków R_4/R_3 oraz G/C



Rys. 26. Zależności $C^* = f(\delta_L)$ i $n = f(\delta_L)$ dla różnych symetrycznych zakresów pomiaru



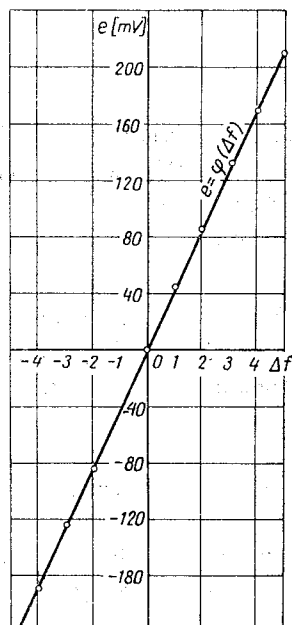
Rys. 27. Układ do badań właściwości metrologicznych transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości, C — pojemność wejściowa toru o charakterze pojemnościowym, R — rezystancja wejściowa toru o charakterze rezystancyjnym, R_{d1} , R_{d2} — rezystancje dodatkowe obu torów, $UP1$, $UP2$ — układy przetwarzające obu torów, I_{s1} , I_{s2} — uśrednione wartości prądów sterujących odpowiednio transoptory $T1$ i $T2$, Z_U — zasilacz stabilizowany napięciowy, R_{N1} , R_{N2} — rezystory wzorcowe, G_3 , G_4 — gałęzie mostka o regulowanej konduktancji, U_{RN1} , U_{RN2} — spadki napięć na rezystorach wzorcowych, I_{T1} , I_{T2} — prądy fotodetektorów, U_{T1} , U_{T2} — spadki napięć odkładane na fotodetektorach, e — napięciowy sygnał wyjściowy przetwornika, G — generator napięcia o badanej częstotliwości, f_E — hercomierz elektroniczny, V_E — woltomierze elektroniczne

przy zachowaniu $R_{d1}/R_{d2} = 1$. Generator napięcia o kontrolowanej częstotliwości wytwarzał napięcie sinusoidalne. Dla układu przedstawionego na rys. 27 w pierwszej kolejności wyznaczono doświadczalnie charakterystykę przetwarzania $e = \varphi(\Delta f)$ przy różnych wartościach współczynnika n i napięcia U_0 . Przyjęta wartość napięcia znamionowego U_0 , przy danych elementach układu wiąże się bezpośrednio z wartościami prądów I_{os} , wyznaczającymi punkt pracy transoptorów. I_{os} oznacza prąd odpowiadający warunkom równowagi mostka, która występuje przy $f_n = 50$ Hz.

W doświadczeniach można zatem zmienić punkt pracy przy zachowaniu dotychczasowych elementów układów wejściowych, przez samą tylko zmianę napięcia U_0 . Następnie zbadano doświadczalnie wpływ wybranego punktu pracy transoptorów na stałą przetwornika C i na błąd nieliniowości δ_L . W końcowej fazie badań doświadczalnych określono wpływ wartości współczynnika konstrukcyjnego n na parametry metrologiczne przetwornika. Wyniki pomiarów porównano z rezultatami analiz teoretycznych. Sformułowano wnioski dotyczące doboru parametrów konstrukcyjnych układu dla osiągnięcia określonych właściwości metrologicznych.

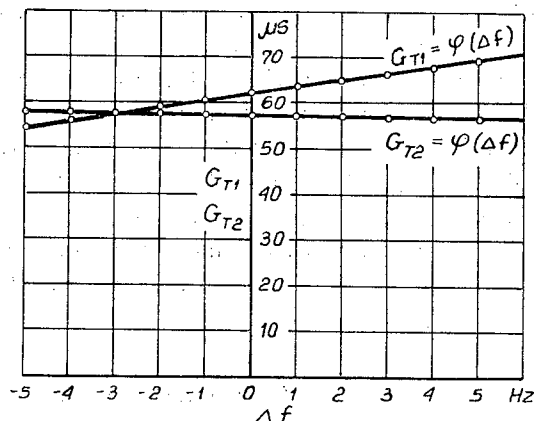
5.1. WSTĘPNE WYNIKI BADAŃ DOŚWIADCZALNYCH PRZETWORNIKA

Jako podstawową charakterystykę przetwarzania przyjęto zależność $e = \varphi(\Delta f)$ (rys. 28) dla $n = 1$ i $U_{on} = 19,46$ V [14]. Wynika ona z wybranego punktu pracy transoptorów oraz z danych elementów zastosowanych w układzie. Punkt pracy obu transoptorów leży wówczas w przybliżeniu w połowie zakresu liniowych zmian $G_T = f(I_s)$, a jednocześnie $I_{os1} = I_{os2} = 12$ mA. Nadto wyznaczono charakterystyki $G_{T1} = \varphi(\Delta f)$ i $G_{T2} = \varphi(\Delta f)$ (rys. 29), które zgodnie z równaniem (29) potwierdzają liniową zależność przewodności



Rys. 28. Charakterystyka $e = \varphi(\Delta f)$ dla $n = 1$, i $U_0 = U_{on} = 19,46$ V

G_{T1} od częstotliwości badanej, a także znikomy wpływ częstotliwości na przewodność G_{T2} według równania (31). Niewielkie zaobserwowane zmiany G_{T2} wynikają z pewnej niestabilności napięcia generatora oraz wpływu pojemności istniejących w torze rezystancyjnym. Rzeczywista wartość współczynnika n , uzyskana jako stosunek nastaw potencjo-



Rys. 29. Charakterystyki $G_{T1} = \varphi(\Delta f)$ i $G_{T2} = \varphi(\Delta f)$ dla $n = 1$ i $U_0 = U_{on} = 19,46$ V

metrów R_4 i R_3 w punkcie równowagi mostka, różni się od 1. Jest to potrzebne z uwagi na nierówność współczynników konstrukcyjnych transoptorów $A_1^* \neq A_2^*$. Otrzymano $n_d = \frac{G_3}{G_4} = 1,07$ i wartość ta wykazuje dużą zbieżność z rezultatem otrzymanym na drodze teoretycznej, czyli w oparciu o przekształconą zależność (36):

$$n_t = \frac{\omega_n}{\frac{A_2^* R_{d2} G}{A_1^* R_{d1} C}} = 1,063.$$

Następne serie pomiarów i obliczeń wykonano dla napięć U_{on} równych 13,02 V, 16,48 V i 22,27 V, które wyznaczają wartości prądów $I_{os1} = I_{os2}$ odpowiednio równe 8 mA, 10 mA i 14 mA. Zależność $e = \varphi(\Delta f)$ ma praktycznie liniowy charakter i może być opisana równaniem:

$$e = K \cdot \Delta f, \quad (48)$$

gdzie K — współczynnik przetwarzania, wyrażony w mV/Hz.

Współczynnik przetwarzania K wyznaczono metodą analizy regresyjnej. Program obliczeń i pełne wyniki pomiarów ze względu na objętość nie są w niniejszej pracy przytaczane, zaś przykładowe rezultaty pomiarów dla $n = 1$ i $I_{os} = 12$ mA oraz wydruk obliczeń przedstawiono w załącznikach 1 i 2. Funkcja (48) dobrze opisuje właściwości statyczne przetwornika, o czym świadczą zadawalające wartości parametrów statystycznych, charakteryzujących jakość aproksymacji [14], otrzymane dla różnych wartości U_0 oraz różnych wartości n , co ilustrują tablice 2 i 3.

Wyniki aproksymacji wykazują dużą powtarzalność dla różnych wartości n i U_0 . Zadawalająca liniowość charakterystyki wyjściowej $e = \varphi(\Delta f)$ (rys. 28) przetwornika

Tablica 2

Aproksymacja charakterystyki przetwarzania $e = \varphi(\Delta f)$ dla układu symetrycznego $n = 1$, $f_n = 50$ Hz, $\Delta f = \pm 5$ Hz dla różnych napięć U_0 ; R — współczynnik korelacji między wynikami pomiarów a funkcją aproksymującą (48)

U_0 [V]	$\frac{U_0}{U_{0n}}$	K [mV/Hz]	R^2
13,02	0,67	48,49	0,9960
16,48	0,85	45,42	0,9990
19,46	1	42,36	0,9994
22,27	1,15	40,02	0,9989

Tablica 3

Aproksymacja charakterystyki przetwarzania $e = \varphi(\Delta f)$ dla układu niesymetrycznego $n \neq 1$, $f_n = 50$ Hz, $\Delta f = \pm 5$ Hz dla różnych wartości współczynnika n ; R — współczynnik korelacji między wynikami pomiarów a funkcją aproksymującą (48)

n	$\frac{I_{0s1}}{I_{0s2}}$	K [mV/Hz]	R^2
1/3	0,42	43,16	0,9994
1/2	0,55	44,42	0,9986
2	1,64	42,37	0,9932
3	2,47	37,00	0,9955

odchyłki częstotliwości związana jest z wykorzystaniem w jego rozwiązaniu mostka nie-zrównoważonego z dwoma elementami o przeciwnych zmianach ΔR , co pozwala zwiększyć czułość układu i poprawić jego liniowość [8, 10, 13, 20]. Przeprowadzone próby wykazały, iż trudno jest uzyskać $n < 1/3$ przy jednoczesnym spełnieniu warunków liniowego przetwarzania przez oba elementy transoptorowe. Przyczynę tego stanowią duże różnice między wartościami prądów I_{s01} i I_{s02} . Dodatkowe ograniczenia technicznej realizacji parametru n dla danej wartości ω_n wynikają z konieczności zachowania odpowiednich relacji między stałymi transoptorów a wielkościami R_{d1} , R_{d2} , C i G .

5.2. WPŁYW WYBRANEGO PUNKTU PRACY TRANSOPTORÓW NA PARAMETRY PRZETWORNIKA

Doświadczalne badania wpływu wybranego punktu pracy transoptorów na stałą przetwornika C i na błąd nieliniowości δ_L przeprowadzono dla symetrycznego zakresu przetwarzania (50 ± 5) Hz przy $n = 1$. Rzeczywista wartość współczynnika n , ze względów wcześniej podanych różniła się nieco od 1 i wynosiła $n_d = 1,07$. Wyniki badania charak-

terystyki przetwarzania $e = \varphi(\Delta f)$ wskazują na zależność współczynnika przetwarzania K , (a więc również stałej przetwornika C^*), od wybranego punktu pracy transoptorów. W oparciu o zależność (48) można łatwo uzyskać związek między stałą przetwornika C^* ze wzoru (39) a współczynnikiem przetwarzania K :

$$C^* = \frac{\frac{\Delta f}{f_n}}{\frac{e}{E}} = \frac{1}{K} \cdot \frac{E}{f_n}, \quad (49)$$

gdzie:

E — napięcie pomocnicze zasilające mostek przetwornika

f_n — częstotliwość znamionowa.

Doświadczalne sprawdzenie wpływu wybranego punktu pracy transoptorów oparte jest na pomiarze sygnału wyjściowego e_d i e_g przetwornika, odpowiednio dla odchyłek częstotliwości Δf_d i Δf_g . Wówczas stałe przetwornika odpowiadające dolnemu i górnemu krańcowi zakresu pomiarowego wyrażają się zależnościami:

$$C_d = \frac{E}{e_d} \frac{\Delta f_d}{f_n} \quad (40b)$$

$$C_g = \frac{E}{e_g} \frac{\Delta f_g}{f_n}. \quad (41b)$$

Łącząc równania (42), (40b) i (41b) wyznacza się znamionową stałą przetwornika C^* odpowiadającą danemu punktowi pracy transoptorów:

$$C^* = \frac{E}{2f_n} \left(\frac{\Delta f_d}{e_d} + \frac{\Delta f_g}{e_g} \right). \quad (42d)$$

Wybrany punkt pracy transoptorów wpływa również na liniowość charakterystyki przetwarzania. Podstawiając zależności (40b) i (41b) do wyrażenia (43) otrzymuje się:

$$\delta_L = \frac{\frac{\Delta f_g}{e_g} - \frac{\Delta f_d}{e_d}}{\frac{\Delta f_g}{e_g} + \frac{\Delta f_d}{e_d}}. \quad (43b)$$

Dla znamionowego punktu pracy otrzymuje się w ten sposób wartości C_n^* i δ_{Ln} , zaś dla innego napięcia U_0 dostaje się zmienione wartości C^* i δ_L . Względna zmiana napięcia wynosząca

$$\sigma_U = \frac{U_0 - U_{on}}{U_{on}} \quad (50)$$

wywołuje względną zmianę stałej przetwornika σ_C oraz względną zmianę błędu nielinowości σ_L zgodnie z zależnościami:

$$\sigma_C = \frac{C^* - C_n^*}{C_n^*} \quad (51)$$

$$\sigma_L = \frac{\delta_L - \delta_{Ln}}{\delta_{Ln}}. \quad (52)$$

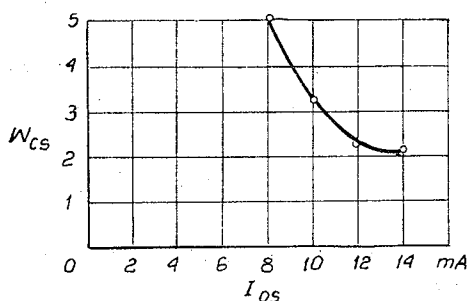
Jako miarę wpływu zmian napięcia wprowadza się wielkości pomocnicze

$$w_C = \frac{\sigma_U}{\sigma_C} \quad (53)$$

$$w_L = \frac{\sigma_U}{\sigma_L} \quad (54)$$

które pokazują, ile razy słabsza jest zmiana skutku w stosunku do zmiany przyczyny. Wartości wskaźników w_C i w_L dają przesłanki dla doboru odpowiedniego punktu pracy transoptorów. Doświadczalne sprawdzenie wpływu punktu pracy transoptorów na stałą przetwornika C i na błąd nieliniowości δ_L przeprowadzono w oparciu o pomiary dla prądów $I_{0s1} = I_{0s2}$ odpowiednio równych 8 mA, 10 mA, 12 mA i 14 mA. Taki wybór kolejnego punktu pracy transoptorów wynika z badań przedstawionych w pracy [8], wskazujących, iż liniowość charakterystyk transoptora $G_T = f(I_s)$ jest gorsza dla mniejszych wartości prądów sterujących diodę elektroluminescencyjną, zaś poprawia się zdecydowanie dla prądów zbliżonych do wartości znamionowej prądu I_s danego typu transoptora.

Szczegółowe wyniki pomiarów i obliczeń, ze względu na ich objętość nie są w niniejszej pracy zamieszczone. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów wyznaczono zależ-



Rys. 30. Wpływ wybranego punktu pracy transoptorów na stałą przetwornika C^*

ność $w_{Cs} = f(I_{0s})$ (rys. 30), gdzie w_{Cs} jest wartością średnią współczynnika w_C wyznaczoną dla danego punktu pracy transoptorów. Zależność $w_{Cs} = f(I_{0s})$ określa wpływ wybranego punktu pracy transoptorów na odporność stałej przetwornika w stosunku do zmian napięcia U_0 . Wraz ze wzrostem prądu I_{0s} wpływ ten rośnie. Dla przedstawionej konstrukcji przetwornika, spośród rozważonych wartości prądów, punkt pracy transoptorów $I_{0s} = 8$ mA jest najkorzystniejszy. Wówczas wpływ zmian napięcia U_0 na wartość stałej C^* jest najbardziej wytłumiony.

Błąd nieliniowości δ_L obliczono w oparciu o zależność (43b), uwzględniając rzeczywiste wartości Δf_d , Δf_g i n , dla których wyznaczano doświadczalnie charakterystyki przetwarzania (48). Warunki pomiarów były takie same, jak dla badania wpływu wybranego punktu pracy transoptorów na stałą przetwornika C^* .

Z przeprowadzonych pomiarów [14] wynika, iż wskaźnik w_{Ls} będący miarą tłumienia wpływu zmian napięcia przy wybranym punkcie pracy transoptorów na błąd nieliniowości przetwornika δ_L przyjmuje w całym zakresie badanych prądów I_{0s} wartości $|w_{Ls}| < 1$.

Oznacza to, że wpływ napięcia U_0 na błąd nieliniowości δ_L jest b. silny. Ważniejszą rolę gra bowiem uzyskanie lepszej stabilizacji stałej przetwornika C^* (tj. możliwie duża wartość w_c) niż błędu nieliniowości δ_L . Przeprowadzone badania wykazały więc, iż dla wykonanej konstrukcji przetwornika najkorzystniejsza jest wartość $I_{0s} = 8$ mA.

Warto dodać, iż bardziej szczegółowe naświetlenie tego zagadnienia oraz zestawienie głównych wyników pomiarów i obliczeń wielkości σ_U , σ_C , σ_L , w_c i w_L dla porównawczej oceny wybranego punktu pracy transoptorów $I_{0s} = 10$ mA i $I_{0s} = 12$ mA można znaleźć w pracy [16].

5.3. WPŁYW WARTOŚCI WSPÓŁCZYNNIKA KONSTRUKCYJNEGO n NA PARAMETRY METROLOGICZNE PRZETWORNIKA

Badania wpływu współczynnika konstrukcyjnego n na stałą przetwornika C^* dotyczą niesymetrycznej wersji przetwornika, tj. $n \neq 1$. Przy $n \neq 1$ oba transoptory mają różne od siebie wartości I_{0s} , a więc różne punkty pracy. Powoduje to powstanie nieco odmiennych charakterystyk dla obu elementów, czego nie uwzględniono w rozważaniach teoretycznych w części 4.2 niniejszego artykułu. Chodzi więc o zdobycie dodatkowych informacji, wynikających z różnic w nieliniowościach obu transoptorów. Wartość współczynnika n nastawiano w sposób wcześniej opisany, częstotliwość zmieniano w zakresie (50 ± 5) Hz. Teoretyczny wpływ współczynnika n na stałą przetwornika C^* określa zależność (42a). W celu doświadczalnego określenia tego wpływu dla stałej przetwornika oblicza się parametr γ_c , będący miarą zgodności wyników pomiarów z rezultatami analiz teoretycznych.

$$\gamma_c = \frac{C_e}{C_t} \cdot \frac{C_{t1}}{C_{e1}} - 1, \quad (55)$$

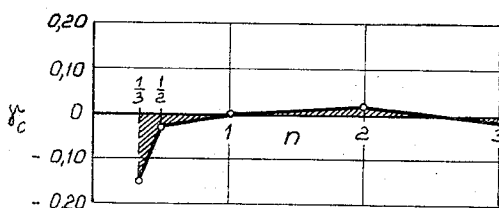
gdzie:

C_e , C_t — stała przetwornika wyznaczona odpowiednio na drodze empirycznej i teoretycznej, przy $n \neq 1$

C_{e1} , C_{t1} — stała przetwornika wyznaczona odpowiednio na drodze empirycznej i teoretycznej, przy $n = 1$.

Zestawienie wyników badań i obliczeń do wyznaczenia zależności (55) przedstawia tablica 4. Dodatkową ilustrację stanowi rys. 31.

Do wyznaczenia zależności $\gamma_c = f(n)$, wartość C_{n1} przyjęto zgodnie z wcześniej przedstawionymi przesłankami, jako odpowiadającą punktowi pracy transoptorów $I_{0s} = 8$ mA. Przy pełnej zgodności badań doświadczalnych i analiz teoretycznych powinno być $\gamma_c = 0$



Rys. 31. Zależność $\gamma_c = f(n)$ — wpływ współczynnika konstrukcyjnego n na stałą przetwornika C^* , porównanie wyników pomiarów i analiz teoretycznych

Tablica 4

Wyniki obliczeń zależności $\gamma_c = f(n)$

n	Wyniki pomiarów		Analiza teoretyczna		γ_c
	C_e	C_{e1}	C_t	C_{t1}	
1/3	2,78		5,33		-0,16
1/2	2,69		4,50		-0,04
1		2,49		4,00	0,00
2	2,84		4,50		+0,01
3	3,36		5,33		-0,01

Duże różnice między wartościami stałej C^* zmierzonymi doświadczalnie i obliczonymi na drodze teoretycznej wynikają z niejednakowych charakterystyk obu elementów transoptorowych (przy $n \neq 1$ mają one różne punkty pracy) oraz z rzeczywistej wartości współczynnika $n = 1$, odbiegającej nieco od jedności ($n_d = 1,07$).

w całym przedziale badanych n . Dla $\frac{1}{2} \leq n \leq 3$ wartość γ_c nie przekracza $\pm 0,04$. Natomiast dla $\frac{1}{3} \leq n < \frac{1}{2}$ zgodność rezultatów doświadczalnych z rozważaniami teoretycznymi jest znacznie gorsza. Przyczyną tego zjawiska są różnice między wartościami współczynników A_1^* i A_2^* spowodowane brakiem korekcji rozrzutu technologicznego elementów przetwornika, które w konsekwencji wzmacniają istniejącą dla $n = \frac{1}{3}$ niesymetrię rozdziału prądów I_{0s} , a więc i różnice charakterystyk przetwarzania transoptorów.

Wydaje się, że z uwagi na stałą przetwornika C^* powinno się dążyć do $n \approx 1$, przy wybranym empirycznie rozkładzie prądów I_{s01} i I_{s02} , dającym maksimum czułości przy danej wartości współczynnika konstrukcyjnego n .

Na podstawie przeprowadzonych pomiarów można stwierdzić, iż nawet przy dość swobodnym doborze elementów przetwornika, (tj. nie uwzględniając korekcji ich rozrzutu technologicznego) łatwo daje się osiągnąć błąd nieliniowości mniejszy niż $\pm 1\%$ przy współczynniku przetwarzania $K > 40$ mV/Hz.

6. PODSUMOWANIE

Powszechnie znane hercomierze analogowe mogą być wykorzystane jako mierniki odchyłki częstotliwości dla potrzeb indykacji. Hercomierze oparte na przetwornikach częstotliwości na sygnał stałoprądowy dają możliwość budowy miernika odchyłki częstotliwości z wyjściem analogowym dla potrzeb sterowania. Z uwagi na małą przydatność rozwiązań klasycznych dla potrzeb sterowania zachodzi potrzeba opracowania nowego typu przetwornika odchyłki częstotliwości. Ma on mierzyć bezpośrednio odchyłkę czę-

stotliwości i mieć charakterystykę zbliżoną do proporcjonalnej. Sygnał wyjściowy takiego przetwornika winien być odseparowany galwanicznie od sieci badanej.

W badaniach rozważono układy analogowe, w których wykorzystuje się transoptorowe elementy przetwarzające typu „ $I/\Delta G$ ”. W układach z takimi elementami uzyskuje się dodatkową, obok transformatora wejściowego separację galwaniczną, realizowaną na drodze optoelektronicznej. Nastawne transoptory fotorezystorowe można uważać z dostateczną dla praktyki dokładnością za elementy o liniowej charakterystyce przetwarzania $G_T = f(I_s)$.

Zmiany temperatury i napięcia przyłożonego do fotorezystora zakłócają pomiar, stąd w układach pomiarowych z takimi elementami należy stosować połączenia różnicowe czujników, najlepiej umieszczając je we wspólnej obudowie ekranującej termicznie.

Żołony cel, tj. bezpośredni pomiar odchyłki częstotliwości daje się zrealizować na bazie mostka szeregowego dwutransoptorowego, wykorzystującego układy zasilania transoptorów o charakterze odpowiednio pojemnościowym i rezystancyjnym, zasilanego pomocniczym napięciem stabilizowanym.

W wyniku badań stwierdzono, że dla osiągnięcia stawianych celów konieczne jest zasilanie transoptorów przez bardziej rozbudowane układy, zawierające prostownik liniowy, aktywny filtr dolnoprzepustowy oraz przetwornik napięcie — prąd. Nadto muszą być spełnione pewne wymagania konstrukcyjne, związane z dopuszczalną niesymetrią punktów pracy obu transoptorów. Dla danej wartości ω_n dobór odpowiedniej wartości parametru n może odbywać się poprzez regulację różnych parametrów, zgodnie z zależnością (36). Realizowalność techniczna parametru n związana jest z żadaną wartością e_{max} sygnału wyjściowego, gdyż napięcie pomocnicze E zasilające mostek ograniczone jest obciążalnością jego elementów oraz zapewnieniem liniowości charakterystyk transoptorów $G_T = f(I_s)$.

Sprawdzenie doświadczalne koncepcji transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej potwierdziło możliwość uzyskania praktycznie liniowej charakterystyki przetwarzania $e = \varphi(\Delta f)$. Na podstawie przeprowadzonych pomiarów można stwierdzić, że nawet przy dość swobodnym doborze elementów przetwornika, (tj. nie uwzględniającym korekcji ich rozrzutu technologicznego) — łatwo daje się osiągnąć błąd nieliniowości około $\pm 1\%$ przy współczynniku przetwarzania $K > 40$ mV/Hz. Szczegółowe badania wpływu wybranego punktu pracy transoptorów na parametry przetwornika wykazały, iż dla wykonanej konstrukcji przetwornika można określić reguły tego wyboru tak, aby wpływ zmian napięcia U_0 na stałą przetwornika C^* był możliwie mały. Natomiast wpływ zmian napięcia U_0 na błąd nieliniowości δ_L jest bardzo silny w całym zakresie badanych prądów I_{os} . Oddzielnym zagadnieniem jest wpływ współczynnika konstrukcyjnego n na parametry metrologiczne przetwornika, teoretycznie opisany zależnościami (42a) i (43a). Badania wykazały, iż zmniejszenia błędu nieliniowości poniżej $\pm 1\%$ raczej nie da się osiągnąć.

Wydaje się, iż z uwagi na błąd nieliniowości δ_L przetwornika oraz jego stałą C^* traktowane łącznie, można mówić o istnieniu optimum spełniającego postulat dużej czułości przetwornika i możliwego do przyjęcia błędu nieliniowości. Dla zastosowań przemysłowych nie wymagających zbyt dużej dokładności wartość tego optimum leży w okolicy $n = 1$. Zgodnie z oczekiwaniem [11, 13, 20] zastosowanie opisanego rozwiązania dało

przetwornik o dobrej czułości pomiarowej, charakterystyce niemal liniowej oraz małym wpływie wartości napięcia w obwodzie o badanej częstotliwości.

Prezentowane wyniki dotyczą tylko jednego wykonania przetwornika transoptorowego. W przypadku użycia do jego budowy innych elementów składowych należy liczyć się z wystąpieniem pewnych różnic w badanych właściwościach przetwornika. Opisany i przebadany przetwornik reaguje na odchyłkę f od f_n , gdzie f_n jest częstotliwością znamionową mostka. Należy tu zwrócić uwagę na fakt, iż omówiony przetwornik odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej nie jest optymalnym przyrządem dla przeprowadzania synchronizacji prądnicy z siecią okrętową. Sieć ta wykazuje bowiem istotne odchylenia częstotliwości od jej wartości znamionowej. Nasuwa to myśl opracowania nowego typu przetwornika [12], którego sygnał wyjściowy byłby miarą względnej różnicy częstotliwości prądnicy w stosunku do aktualnej częstotliwości sieci. Koncepcja wstępna takiego przetwornika, omówienie jego właściwości metrologicznych i sformułowanie wymagań konstrukcyjnych będą przedmiotem oddzielnej publikacji.

ZAŁĄCZNIK 1

ZESTAWIENIE WYNIKÓW BADAŃ ZALEŻNOŚCI $e = \varphi(f)$

dla $I_{0s} = 12 \text{ mA}$ i $n = 1$, $f_n = 50 \text{ Hz}$, $E = 6 \text{ V}$

f	U_0	I_{0s1}	I_{0s2}	U_{RN1}	U_{RN2}	I_{T1}	I_{T2}	U_{T1}	U_{T2}	G_{T1}	G_{T2}	e
Hz	V	mA	mA	mV	mV	mA	mA	V	V	μS	μS	mV
44,97	19,46	11,05	12,23	16,96	17,01	0,170	0,170	3,124	2,910	54,4	58,4	-220
46,01		11,24	12,20	17,21	17,24	0,172	0,172	3,075	2,956	55,9	58,2	-170
47,01		11,56	12,18	17,39	17,41	0,174	0,174	3,028	3,002	57,5	58,0	-124
48,05		11,80	12,12	17,62	17,62	0,176	0,176	2,985	3,047	59,0	57,8	-84
49,10		12,02	12,09	17,83	17,74	0,178	0,177	2,939	3,090	60,6	57,3	-34
50,00		12,20	12,02	17,90	17,92	0,179	0,179	2,902	3,130	61,7	57,2	0
51,04		12,40	11,94	18,02	18,04	0,180	0,180	2,856	3,174	63,0	56,7	+45
52,04		12,62	11,89	18,16	18,20	0,182	0,182	2,817	3,216	64,6	56,6	+87
53,09		12,90	11,84	18,30	18,31	0,183	0,183	2,771	3,257	66,0	56,2	+132
54,06		13,16	11,77	18,41	18,40	0,184	0,184	2,731	3,298	67,4	55,8	+170
55,08		13,38	11,69	18,50	18,51	0,185	0,185	2,690	3,338	68,8	55,4	+210

$$\Delta f_d = -5,03 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_g = +5,08 \text{ Hz}$$

$$e_d = -220 \text{ mV}$$

$$e_g = +210 \text{ mV}$$

$$C = \frac{E}{2f_n} \cdot \left(\frac{\Delta f_d}{e_d} + \frac{\Delta f_g}{e_g} \right) = 2,49$$

$$\delta_L = \frac{\frac{\Delta f_g}{e_g} - \frac{\Delta f_d}{e_d}}{\frac{\Delta f_g}{e_g} + \frac{\Delta f_d}{e_d}} = 0,056$$

ZAŁĄCZNIK 2

WYDRUKI OBLICZEŃ CHARAKTERYSTYK PRZETWARZANIA $e = K \cdot \Delta f$,

gdzie: e sygnał wyjściowy przetwornika w mV, K — współczynnik przetwarzania w mV/Hz, Δf — odchyłka częstotliwości od $f_n = 50$ Hz w Hz

	Δf	e	Regression Output:	
$n=1$	-5.05	-203	Constant	0
$U_{on}=22.47$ V	-3.92	-155	Std Err of Y Est	4.503585
$I_{os}=14$ mA	-2.92	-112	R Squared	0.998956
	-1.95	-72	No. of Observations	11
	-0.98	-33	Degrees of Freedom	10
	0	0		
	1.05	48	Δf Coefficient K	40.02274
	2.09	90	Std Err of Coef.	0.428002
	3.03	126		
	4.1	165		
	5.01	200		

	Δf	e	Regression Output:	
$n=1$	-5.04	-232	Constant	0
$U_{on}=16.48$ V	-4.04	-176	Std Err of Y Est	4.692006
$I_{os}=10$ mA	-3.05	-137	R Squared	0.999054
	-2.04	-88	No. of Observations	11
	-1.04	-42	Degrees of Freedom	10
	0	0		
	1.04	52	Δf Coefficient K	45.42495
	2.03	100	Std Err of Coef.	0.441934
	3.06	143		
	4.06	186		
	5.04	228		

	Δf	e	Regression Output:	
$n=1$	-5.35	-257	Constant	0
$U_{on}=13.02$ V	-4.4	-206	Std Err of Y Est	10.52819
$I_{os}=8$ mA	-3.4	-155	R Squared	0.996044
	-2.31	-100	No. of Observations	13
	-1.39	-54	Degrees of Freedom	12
	-0.31	-8		
	0.01	0	Δf Coefficient K	48.49153
	0.67	49	Std Err of Coef.	0.878402
	1.66	95		
	2.63	140		
	3.63	188		
	4.7	232		
	5.6	271		

	Δf	e	Regression Output:	
$n=1/2$	-5.13	-230	Constant	0
$I_{os1}/I_{os2}=0.55$	-4.03	-180	Std Err of Y Est	5.49832
	-2.91	-126	R Squared	0.998624
	-2.05	-82	No. of Observations	11
	-0.95	-30	Degrees of Freedom	10
	0.05	0		
	1.07	44	Δf Coefficient K	44.41766
	1.96	90	Std Err of Coef.	0.521358
	2.98	137		
	3.99	180		
	5.03	223		

ZAŁĄCZNIK

n=1 Uon=19.46 V Ios=12 mA	Δf	e	Regression Output:	
	-5.03	-220	Constant	0
	-3.99	-170	Std Err of Y Est	3.275795
	-2.99	-124	R Squared	0.999466
	-1.96	-84	No. of Observations	11
	-0.9	-34	Degrees of Freedom	10
	0	0		
	1.04	45	Δf Coefficient K	42.36206
	2.04	87	Std Err of Coef.	0.30968
	3.09	132		
n=2 Ios1/Ios2=1.64	4.06	170		
	5.08	210		
	Δf	e	Regression Output:	
	-5.05	-232	Constant	0
	-3.91	-179	Std Err of Y Est	11.75003
	-2.91	-134	R Squared	0.993227
	-1.92	-89	No. of Observations	11
	-0.97	-48	Degrees of Freedom	10
	0.03	0		
	1.17	44	Δf Coefficient K	42.36606
n=1/3 Ios1/Ios2=0.42	2.08	80	Std Err of Coef.	1.105029
	3.13	123		
	4.08	160		
	5.2	203		
	Δf	e	Regression Output:	
	-5.15	-222	Constant	0
	-3.95	-169	Std Err of Y Est	3.44212
	-2.93	-122	R Squared	0.999437
	-1.97	-80	No. of Observations	11
	-0.83	-30	Degrees of Freedom	10
n=3 Ios1/Ios2=2.47	-0.04	0		
	1.09	48	Δf Coefficient K	43.1581
	2.17	94	Std Err of Coef.	0.323844
	3.04	136		
	4.08	179		
	5.09	221		
	Δf	e	Regression Output:	
	-5.03	-203	Constant	0
	-3.94	-153	Std Err of Y Est	8.269974
	-2.92	-112	R Squared	0.995496
	-1.92	-70	No. of Observations	11
	-0.97	-34	Degrees of Freedom	10
	-0.07	0		
	1.09	43	Δf Coefficient K	36.99627
	2.04	74	Std Err of Coef.	0.786655
	3.03	108		
	4.05	142		
	5.06	172		

BIBLIOGRAFIA

1. Chwaleba, M. Poniński, A. Siedlecki: *Metrologia elektryczna*, Warszawa: WNT, 1979
2. A. Jellonek, J. Gąszczak, Z. Orzeszkowski, R. Rymaszewski: *Podstawy metrologii elektrycznej i elektronicznej*. Warszawa: PWN, 1980
3. J. Majewski, J. Mindykowski, R. Maśnicki: *Częstościomierz dwusystemowy elektroniczny m 96 FDE*. Dokumentacja techniczna i klasyfikacyjna. Prace Instytutu Elektroenergetyki Okrętowej, WSM, Gdynia, 1985
4. J. Majewski, J. Mindykowski, R. Maśnicki: *Electronic two-system frequency meter „Joint Proceedings”*, WSM Gdynia — Hochschule Bremerhaven, 1987
5. J. Majewski, J. Mindykowski, R. Maśnicki: *Two-system frequency meter with the LED's elements indication*. „Budownictwo Okrętowe”, 4/1987
6. A. Marcyniuk, E. Pasecki, M. Pluciński, B. Szadkowski: *Podstawy metrologii elektrycznej*. Warszawa: WNT, 1984
7. E. Markowski: *Mostek Robinsona do pomiaru częstotliwości*. Budownictwo Okrętowe 5/1986
8. J. Mindykowski: *Analiza własności metrologicznych wybranych analogowych przetworników transoptorowych*. Rozprawa doktorska, Politechnika Gdańska, 1981
9. J. Mindykowski: *Nastawny transoptor fotorezystorowy i jego model matematyczny*, PAK, nr 7/1986
10. J. Mindykowski: *Multiplicative and additive opto-isolator converters*. ZN WSM Gdynia 1988
11. J. Mindykowski: *Transoptorowy przetwornik odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej*. Zgłoszenie patentowe P-270457, Patent nr 150113
12. J. Mindykowski: *Transoptorowy przetwornik względnej różnicy częstotliwości*, Zgłoszenie patentowe P-270456, Patent nr 150112
13. J. Mindykowski: *Koncepcja transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości*. PAK, nr 9/1988
14. J. Mindykowski: *Zagadnienie pomiaru odchyłki częstotliwości i koncepcje stosownych przetworników*. Prace IEO, WSM Gdynia, 1988
15. J. Mindykowski: *Doświadczalne sprawdzenie koncepcji transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości od wartości znamionowej*, PAK, nr 3/1989
16. J. Mindykowski: *Główne parametry metrologiczne transoptorowego przetwornika odchyłki częstotliwości*. PAK, nr 4/1989
17. J. Mindykowski: *Application of optoelectronic elements for construction of ship frequency meters*. Budownictwo Okrętowe 8/1988
18. M. Nadachowski, Z. Kulka: *Analogowe układy scalone*. Warszawa: WKiŁ 1983
19. A. Pawlaczyk: *Elementy i układy optoelektroniczne*, Warszawa: WKiŁ 1984
20. J. Sawicki: *Charakterystyka pomiarowa wieloczuJNIKOWEGO mostka Wheatstone'a*. Archiwum Elektroniki t. XIII z. 3 Warszawa 1964
21. Cz. Szczepaniak: *Aparatura uniwersalnego systemu pomiarów*. USP cz. II, Zeszyt 59/1969
22. Z. Tarnowski: *Tablicowe mierniki elektryczne*. Warszawa: WKiŁ 1984
23. *Poradnik Inżyniera Automatyka*, Warszawa: WNT, 1973

J. MINDYKOWSKI

PROBLEM OF FREQUENCY DEVIATION MEASUREMENT AND THE IDEA OF APPROPRIATE OPTOISOLATOR CONVERTERS

Summary

The paper raises the problem of the measurement of frequency deviation, interpreted as the difference between the value of measured frequency and its present value. Some ideas of optoisolator converters

on the background of known solutions, are presented. In the first part, some possibilities of utilization of traditionally applied frequency meters for measuring frequency deviation are considered. Frequency meters based on electromechanical converters and on frequency converters with a d.c. output signal are discussed. The main metrological properties of these solutions are stated and their application for the purpose of indication and control is discussed.

The second part presents the experimentally obtained static characteristics of an adjustable photoresistive optoisolator supplied directly from a current source or through an appropriate processing system. This system includes a linear rectifier, an active low-pass filter and a voltage-to-current converter. Two versions of this system are discussed: the first with a resistive input and the second with a capacitive input. Their application to the construction of an optoisolator converter of the frequency deviation from its nominal value, is also discussed. The theoretical principles of the converter under consideration are presented. A theoretical analysis of the converter constant and the non-linearity error in dependence on the constructional coefficient n , is carried out. Its main metrological properties are estimated.

The final part of the paper presents the results of experiments and the conclusions drawn. The influence of the selected optoisolator operation point and of the constructional coefficient n on the processing constant C^* and on the converter non-linearity error δ_L is discussed. The results of experiments are compared with the results of theoretical analyses. Constructional conditions allowing for the achievement of particular technical parameters are formulated.

J. MINDYKOWSKI

PROBLÈME DE MESURE DE L'ÉCART DE FRÉQUENCE ET CONCEPTIONS DES CONVERTISSEURS OPTOÉLECTRONIQUES CONVENABLES

Résumé

Dans l'article on a présenté le problème de mesure de l'écart de fréquence, compris comme différence entre la valeur de fréquence mesurée et sa valeur due. On a montré les conceptions des convertisseurs optoélectroniques relativement aux solutions connues.

Dans la première partie de l'article on a considéré la possibilité de se servir, pour mesurer l'écart de fréquence, d'hertzmètres traditionnellement appliqués. On a examiné les hertzmètres basés sur les convertisseurs électro-mécaniques et sur les convertisseurs de fréquence au signal du courant continu. On a cité les principaux traits métrologiques de ces solutions et on a considéré leur application pour les buts d'indication et de commande.

Dans l'autre partie de l'étude on a donné obtenues expérimentalement caractéristiques statiques du transopteur de photorésistance dressé, alimenté directement par la source du courant ou bien par un convenable système convertisseur. Le système est muni d'un redresseur linéaire, d'un filtre actif passe-bas ainsi que d'un convertisseur du type „tension en courant”. On a considéré deux versions d'un tel système, une avec entrée du caractère résistant et l'autre avec entrée du caractère de capacité et leur application pour la construction du convertisseur transopteur de l'écart de fréquence de sa valeur nominale. On a présenté les principes théoriques du convertisseur examiné. On a fait une analyse théorique de la constante du convertisseur et celle de l'erreur de non-linéarité par rapport au coefficient de construction n . On a évalué ses principales propriétés métrologiques.

Dans la partie finale de l'article on a donné les résultats des essais expérimentaux et les conclusions qui en résultent. On a étudié l'influence d'un point choisi du travail des transformateurs et du coefficient de construction n sur la constante de transformation C^* et sur l'erreur de non-linéarité δ_L du convertisseur. Les résultats des essais ont été comparés avec ceux des analyses théoriques. On a formulé les conditions de construction indispensables pour obtenir des paramètres techniques déterminés.

J. MINDYKOWSKI

MEßPROBLEM BEI EINER FREQUENZABWEICHUNG
UND DIE IDEE DER ANWENDUNG OPTOELEKTRONISCHER UMSETZER

Zusammenfassung

Im Artikel wurde das Meßproblem einer Frequenzabweichung erörtert, die als Unterschied zwischen dem gemessenen und dem Sollwert zu verstehen ist. Dargestellt wurde die Konzeption von entsprechenden optoelektronischen Umsetzern auf Basis von bekannten Lösungen.

Im ersten Teil des Beitrages prüfte man die Möglichkeiten der Nutzung der traditionell verwendeten Hertz-Messer für die Bemessung der Frequenzabweichung. Diskutiert wurden die Hertz-Messer, die auf elektromechanischen Umsetzern basieren sowie diejenigen, die auf Gleichstromsignal-Frequenzumsetzern begründet sind. Es wurden die metrologischen Haupteigenschaften dieser Lösungen angegeben, und die Anwendungen für Indikations- und Steuerungszwecke erwogen.

Im zweiten Teil wurden die experimentell gewonnenen statischen Charakteristiken eines einstellbaren Photoresistanztransoptoren dargestellt, der unmittelbar von der Stromquelle aus gespeist wird bzw. über ein entsprechendes Umformsystem. Das System umfaßt einen Linearen Gleichrichter, einen aktiven Tiefdurchsatzfilter und einen Umsetzer Typ 'Spannung und Strom'. Es wurden zwei Varianten eines solchen Systems diskutiert: mit Eingang mit Resistanzcharakter und Eingang mit Kapazitätscharakter, auch deren Anwendbarkeit für den Bau eines Transoptorumsetzers für Frequenzabweichungen vom Nennwert. Geschildert wurden die theoretischen Grundlagen des erwogenen Umsetzers. Die theoretische Analyse der Umsetzerkonstanten sowie des Nichtlinearitätsfehlers in Abhängigkeit vom Konstruktionsfaktor n wurde durchgeführt. Metrologische Haupteigenschaften wurden eingeschätzt.

Im letzten Abschnitt des Artikels wurden die Ergebnisse der experimentellen Untersuchungen sowie die sich daraus ergebenden Schlüsse gebracht. Erörtert wurde der Einfluß des gewählten Arbeitspunktes der Transoptoren sowie des Konstruktionsfaktors n auf die Umformungskonstante C^* , auch wurde der Nichtlinearitätsfehler δ_L des Umsetzers diskutiert. Man verglich die experimentell gewonnenen Ergebnisse mit den Ergebnissen der theoretischen Analysen. Konstruktionsbedingungen für die Gewinnung bestimmter technischer Parameter wurden formuliert.

Я. МИНДЫКОВСКИ

ВОПРОСЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ И КОНЦЕПЦИИ
СООТВЕТСТВУЮЩИХ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Резюме

Обсуждаются вопросы измерения отклонения частоты, понимаемой как разница между измеряемым и ожидаемым (заданным) значением частоты. Представлены концепции соответствующих оптоэлектронных преобразователей на основе известных решений. В первой части труда рассмотрены возможности использования традиционного подхода, обоснованного на измерении отклонения частоты герцметром. Описаны примеры герцметров, использующих электромеханические преобразователи или преобразователи частоты на сигнал постоянного тока. Указаны основные метрологические характеристики этих конструктивных решений и способы их применения для целей индикации и управления.

Во второй части труда представлены полученные опытные статистические характеристики регулируемого фоторезисторного оптрона, питаемого непосредственно от источника тока или от соответствующей преобразовательной схемы. Схема измерителя включает линейный выпрямитель, активный фильтр нижних частот и преобразователь типа „напряжение — ток”. Описаны два варианта такой схемы с резисторным входом и емкостным входом, а также их применение в реализации оптронного преобразователя для измерения отклонения частоты. Представлены теоретические основы рассматриваемого преобразователя. Проведен теоретический анализ постоянной преобразователя, а также ошибки нелинейности в зависимости от конструктивного коэффициента n . Оценены основные метрологические характеристики преобразователя.

Proces interpolacji w optoelektronicznych przyrządach do pomiaru długości

TADEUSZ KARCZMARCZYK

Centrum Metrologii, Politechnika Warszawska

Otrzymano 1988.01.15

Autoryzowano do druku 1989.02.22

W pracy przeanalizowano proces interpolacji sygnałów z optoelektronicznego przetwornika opartego na wzorcach inkrementalnych. Przedstawiono kryteria oceny błędów powstających przy podziale stałej wzorca d , w funkcji błędów sygnałów wejściowych. Analiza poparta została wykresami błędów interpolacji, dla podziału stałej wzorca na $N = 8$, $N = 16$ części.

1. WSTĘP

W wielu obecnie budowanych przyrządach pomiarowych wykorzystuje się proces interpolacji sygnałów elektrycznych w celu zwiększenia ich rozdzielczości. Proces interpolacji zastosować można w tych urządzeniach pomiarowych, w których na wyjściu przetwornika pomiarowego pojawiają się dwa napięciowe bądź prądowe sygnały sinusoidalne przesunięte wzajemnie w fazie o pewną wartość stałą. W najbardziej typowych zastosowaniach kąt przesunięcia fazowego wynosi $\pm 90^\circ$.

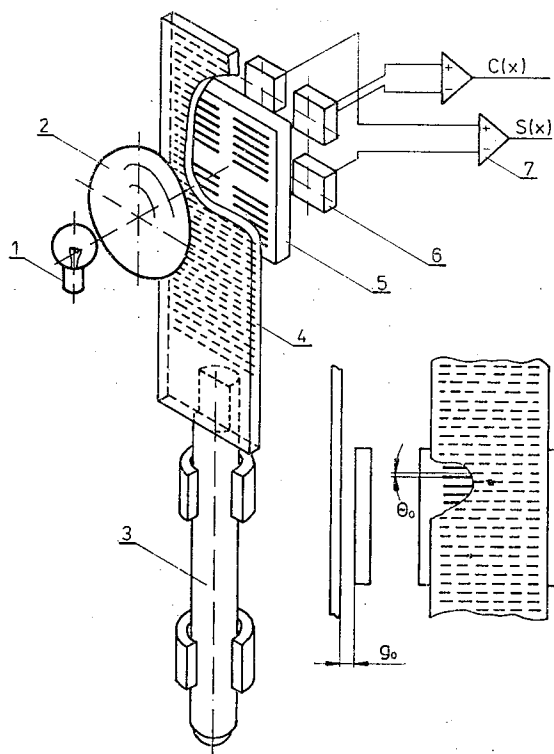
Przykładami tego typu przyrządów mogą być interferometry laserowe do pomiaru długości i kąta, przetworniki do pomiaru długości w wielowspółrzędnościowych maszynach pomiarowych XYZ oraz inne przyrządy pracujące w inkrementalnym systemie np. przyrządy typu czujnikowego do pomiaru długości tzw. długościomierze, przyrządy do pomiaru kąta, mierniki czasu, przyrządy do pomiaru masy itp.

Typowym reprezentantem zastosowania procesu interpolacji są optoelektroniczne długościomierze cyfrowe oparte na wzorcach inkrementalnych. Stosunkowo małe zakresy pomiarowe tych przyrządów $10 \div 100$ mm powodują, że proces interpolacji może mieć tutaj bardzo istotny wpływ na dokładność pomiaru. Na ich przykładzie przedstawiona zostanie poniżej analiza procesu interpolacji z uwzględnieniem błędów pochodzących z optoelektronicznego przetwornika.

2. OPTOELEKTRONICZNE PRZETWARZANIE

Przetwarzanie przesunięcia na wskazanie cyfrowe podzielić można na dwa etapy. W pierwszym etapie przetwarza się przesunięcia wzorca inkrementalnego o stałej d na

dwa okresowe sygnały elektryczne $S(x)$, $C(x)$, przesunięte wzajemnie w fazie. Dąży się, aby sygnały z optoelektronicznego przetwornika miały charakter sinusoidalny, równe amplitudy, wzajemne przesunięcie fazowe $\pm 90^\circ$ oraz pozbawione były składowych stałych. Na tym etapie przetwarzania okresowi sygnałów elektrycznych odpowiada stała d przesuwanego wzorca inkrementalnego. Na rys. 1 przedstawiony jest typowy, uproszczony



Rys. 1. Uproszczony model optoelektronicznego przetwornika

model optoelektronicznego przetwornika. Składa się on z oświetlacza (1,2), wzorca podstawowego (4) połączonego sztywno z trzpieniem pomiarowym (3), optycznego przesuwника fazy — OPF (5) oraz zespołu fotelementów (6). Wzorec podstawowy posiada naniesioną binarną siatkę dyfrakcyjną o równej szerokości kres przepuszczających i nieprzepuszczających światło. Okres siatki, utworzony przez szerokość pola przepuszczającego α i nieprzepuszczającego β , wynosi d i nazywany jest stałą wzorca ($\alpha + \beta = d$).

Fragment powierzchni wzorca oświetlony jest przez równoległą wiązkę światła, realizowaną przez miniżarówkę i kondensator. W odległości g_0 za wzorcem podstawowym w osi oświetlacza usytuowany jest OPF w postaci płytki szklanej, na której naniesione są cztery pola będące binarnymi siatkami dyfrakcyjnymi. Siatki OPF, identyczne jak siatka wzorca podstawowego, przesunięte są wzajemnie w fazie kolejno o 90° ($d/4$), 180° ($d/2$), 270° ($3d/4$). Zakłada się, że kresy wzorca podstawowego i kresy OPF skrócone są o kąt $\theta_0 = 0^\circ$.

Przesuw wzorca podstawowego moduluje strumień świetlny padający na fotoelementy, które wytwarzają następujące sygnały:

$$\begin{aligned} S_1(x) &= A_1 \sin(360^\circ x/d) + S_1 \\ S_2(x) &= A_2 \sin(360^\circ x/d + 90^\circ) + S_2 \\ S_3(x) &= A_3 \sin(360^\circ x/d + 180^\circ) + S_3 \\ S_4(x) &= A_4 \sin(360^\circ x/d + 270^\circ) + S_4, \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

A_1, A_2, A_3, A_4 — amplitudy sygnałów

S_1, S_2, S_3, S_4 — składowe stałe

x — przesunięcie wzorca podstawowego

d — stała wzorca podstawowego.

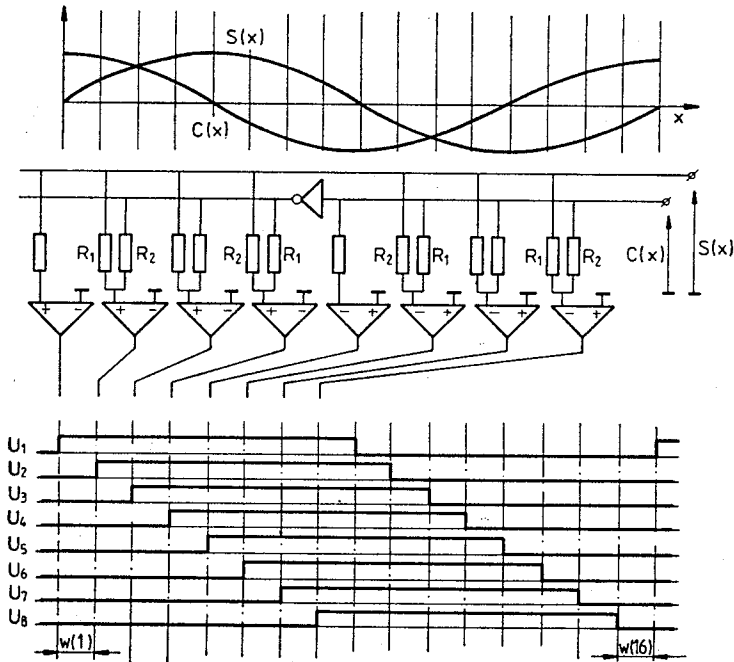
Opisana zasada optoelektronicznego przetwarzania przedstawiona została dokładnie w [1] i [2].

Sumowanie różnicowe sygnałów $S_1(x)$ i $S_3(x)$ oraz $S_2(x)$ i $S_4(x)$, przez wzmacniacze różnicowe (6), zmniejsza składowe stałe przebiegów elektrycznych i kompensuje wpływy wielu zakłóceń. Przez odpowiednią adiustację optyczną, mechaniczną i elektroniczną minimalizowane są resztkowe wartości składowych stałych sygnałów, z odpowiednią dokładnością równoważone są także ich amplitudy oraz korygowany jest kąt przesunięcia fazowego. W rezultacie otrzymujemy sygnały, które zapisać możemy w następującej wygodnej do dalszej analizy metrologicznej, formie:

$$\begin{aligned} S(x) &= \sin(360^\circ x/d) + \Delta S \\ C(x) &= (1 + \Delta A) \cos(360^\circ x/d + \Delta \varphi) + \Delta C. \end{aligned} \quad (2)$$

W tego typu przyrządach odległość g_0 pomiędzy wzorcem podstawowym i OPF jest ściśle określona i utrzymywana w wąskim obszarze tolerancji. Wartość kąta Θ_0 , określającego wzajemne skrócenie linii siatek wzorca i OPF, winna także ulegać minimalnym zmianom. Parametry te wpływają bezpośrednio na amplitudę wytwarzanych sygnałów oraz ich kształt. Rzeczywiste sygnały, poddawane procesowi interpolacji, mogą posiadać istotne składniki błędów $\Delta \varphi, \Delta A, \Delta S, \Delta C$. Źródłami ich są luzy oraz przekoszenia prowadnic, niesymetryczne charakterystyki fotoelementów, fluktuacja mocy źródła światła itp. Istotnym czynnikiem, wpływającym na błędy sygnałów $S(x)$ i $C(x)$, mogą być także błędy przyrządów pomiarowych wykorzystywanych przy adiustacji optoelektronicznego przetwornika. Drugim etapem przetwarzania jest zamiana dwóch przesuniętych w fazie sygnałów elektrycznych $S(x)$, $C(x)$ na ciąg impulsów zwiększający rozdzielczość przyrządu.

Na rys. 2 przedstawiony został uproszczony schemat interpolatora realizujący 16-krotny podział stałej wzorca. W procesie interpolacji powstają dodatkowo prostokątne przebiegi napięciowe poprzez komparację sygnałów tworzonych na dzielnikach napięć pomiędzy sygnałami wejściowymi $S(x)$ i $C(x)$. Dzielniki napięć są tak dobrane, że przy warunku $\Delta \varphi, \Delta A, \Delta S, \Delta C = 0$ otrzymujemy ciąg równych działek określony przez rosnące i opadające zbocza sygnałów napięciowych, wytwarzanych przez komparatory: $w(n) = d/16$, $n = 1, 2, \dots, 16$. Gdy pojawiają się błędy sygnałów $S(x)$ i $C(x)$ powstaje natomiast okresowy ciąg działek $w(n) = w(n+16)$.



Rys. 2. Schemat interpolatora wraz z wykresami powstających sygnałów

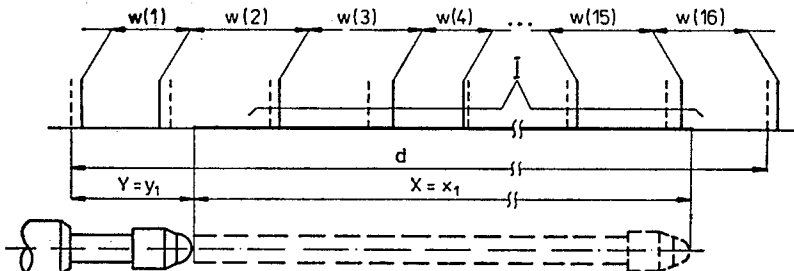
Krotność podziału stałej wzorca N , nazywana także krotnością interpolacji, jest okresem wytworzonego w procesie interpolacji dyskretnego ciągu działek $w(n)$. Fakt ten ogólnie zapisać można następująco:

$$w(n) = w(n+N)$$

$$\sum_{l=1}^N w(n) = d. \quad (3)$$

Na rys. 3 przedstawiony został przykładowo ciąg działek przyrządu dla sygnałów $S(x)$ i $C(x)$ obarczonych błędami.

Miejsce generowania się impulsów określają rosnące i opadające zbocza przebiegów prostokątnych wytwarzanych przez komparatory. Wartość poszczególnych działki $w(n)$



Rys. 3. Schemat pomiaru przyrządem posiadającym rzeczywisty ciąg działek

określona jest przez odległość dwóch kolejnych impulsów. Wytworzony, rzeczywisty ciąg działek $w(n) = w(n+16)$ scharakteryzować można okresowym ciągiem błędów tych działek następująco:

$$e(n) = w_e - w(n) \quad (4)$$

gdzie w_e jest nominalną wartością działki elementarnej. Dokładność przyrządu posiadającego nierówny, okresowy ciąg działek określić można przez wyznaczenie maksymalnej wartości błędu pomiaru. Przy przyjęciu określonych założeń można także statystycznie określić rozkład gęstości prawdopodobieństwa błędu spowodowanego dyskretyzacją oraz błędami działek przyrządu.

3. MAKSYMALNY BŁĄD INTERPOLACJI ε_I^{max}

Maksymalny błąd pomiaru spowodowany dyskretyzacją wielkości mierzonej, dla idealnego przetwornika, wynosi $\pm w_e([1])$. W rzeczywistości będzie on powiększony. Wprowadzenie na wejście idealnego interpolatora sinusoidalnych sygnałów $S(x)$ i $C(x)$ z błędami $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS , ΔC spowoduje, że w trakcie przesuwania trzpienia pomiarowego impulsy będą generowały się nierównomiernie. W obszarze jednej stałej d powstanie rzeczywisty, okresowy ciąg nierównych działek $w(n)$, który powiększać będzie błąd pomiaru przemieszczenia. Składnik błędu pomiaru długości, spowodowany rzeczywistym ciągiem działek, nazywany będzie błędem interpolacji ε_I . Ekstremalny błąd ε_I^{max} wystąpi dla przyrządu, gdy dowolna co do liczby składników suma kolejnych wartości działek osiągnie największą różnicę w stosunku do sumy elementarnych wartości tych działek ([3]). Definicję błędu ε_I^{max} zapisać można następująco:

$$\varepsilon_I^{max} = \max \left[(1+J-I)w_e - \sum_{n=I}^J w(n) \right] \quad (5)$$

gdzie:

$$I = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$J = I, I+1, \dots, I+N-1.$$

Błąd interpolacji ε_I^{max} zdefiniować można także za pomocą ciągu $e(n)$ określającego błędy poszczególnych działek. Niech w macierzy $P[I, J]$ zawarte będą wszystkie kolejne, możliwe do wystąpienia, wartości sum błędów działek:

$$P[I, J] = \sum_{n=I}^J e(n) \quad (6)$$

gdzie:

$$I = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$J = I, I+1, \dots, I+N-1.$$

Można zauważyć, że maksymalna wartość tablicy $P[I, J]$ jest błędem ε_I^{max} . Z okresowości ciągów $w(n)$ i $e(n)$ wynika także, że:

$$|\varepsilon_I^{max}| = |\varepsilon_I^{min}|.$$

Maksymalny błąd interpolacji ε_I^{max} oraz błąd dyskretyzacji określają całkowity błąd pomiaru przemieszczenia w formie wyrażenia

$$\Delta_c = |w_e + \varepsilon_I^{max}| = |-w_e + \varepsilon_{Imin}|.$$

Błąd Δ_c jest maksymalnym błędem pomiaru wielkości mierzonej, określającym przedział $\pm \Delta_c$ z prawdopodobieństwem równym 100%.

4. ŁĄCZNA, STATYSTYCZNA OCENA BŁĘDU INTERPOLACJI I DISKRETYZACJI

Statystycznej oceny błędu interpolacji wygodnie jest dokonać łącznie z błędem dyskretyzacji wielkości mierzonej. Zagadnienie sprowadza się wówczas do wyznaczenia rozkładu błędu dyskretyzacji okresowego ciągu działek $w(n) = w(n+N)$. Tak wyznaczony rozkład określać będzie gęstość prawdopodobieństwa całkowitego błędu pomiaru e_c spowodowanego dyskretyzacją i błędami ciągu działek.

Wprowadzone zostały pomocnicze zmienne losowe X i Y precyzujące założenia, przy których wyznaczony został rozkład $p(e_c)$. Założono, że zmienna losowa X , określająca wielkość mierzoną, ma rozkład równomierny w obszarze dowolnej stałej wzorca. Wprowadzona pomocnicza zmienna Y określa natomiast położenie wielkości mierzonej w stosunku do miejsc generowania się impulsów wyznaczających ciąg działek przyrzędu $w(n)$. Założono, że każde położenie punktu wyznaczającego początek pomiaru w odniesieniu do ciągu impulsów, określone jest z równym prawdopodobieństwem. Przyjęto, że zmienna Y ma rozkład równomierny w przedziale $\langle 0, d \rangle$. Przyjęcie rozkładów równomiernych, dla zmiennych X i Y , w przedziale $\langle 0, d \rangle$ pozwala przeanalizować błąd e_c w obszarze pokrywanym przez cały okres ciągu $w(n)$. W myśl powyższych założeń rozkłady zmiennych X i Y przedstawić można następująco:

$$\begin{aligned} f_1(x) &= \begin{cases} 1/d; & 0 \leq x \leq d \\ 0; & x < 0 \text{ lub } x > d \end{cases} \\ f_2(y) &= \begin{cases} 1/d; & 0 \leq y \leq d \\ 0; & y < 0 \text{ lub } y > d. \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

Interpretacja zmiennych X i Y pokazana jest na rys. 3. Na przedstawionym rysunku, w celu zilustrowania zagadnienia pomiaru zaznaczona została także liczba impulsów I jaka zliczona zostanie przy przesunięciu trzpienia pomiarowego o wartość mierzoną $X = x_1$.

Dla przyjętych uprzednio założeń rozkład zmiennej, określającej całkowity błąd pomiaru e_c , zdefiniowany został następująco:

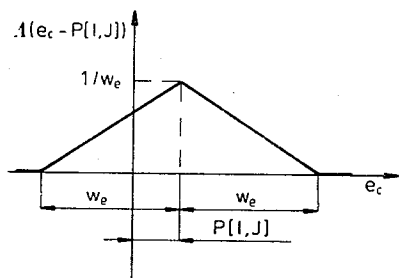
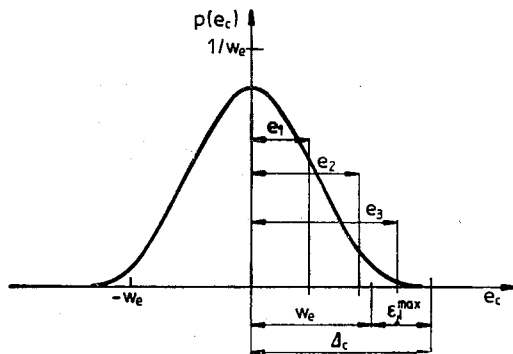
$$p(e_c) = \frac{1}{N^2} \sum_{I=1}^N \sum_{J=1}^{I+N-1} \Lambda(e_c - P[I, J]). \quad (8)$$

Rozkład $p(e_c)$ jest superpozycją błędów dyskretyzacji, które uwzględniają błędy sum kolejnych działek zawarte w macierzy $P[I, J]$. Tablica $P[I, J]$, zawierająca wszystkie mo-

żliwe do wystąpienia wartości błędów sum kolejnych działek, zdefiniowana została przez zależność (6). Podwójnie sumowane wyrażenie $\Delta(e_c - P[I, J])$ jest rozkładem Simpsona uwzględniającym przypadki, gdy w pomiarze wykorzystywane są obszary okresowego ciągu $w(n)$ dające błędy sum działek $P[I, J]$. Interpretacja graficzna składnika $\Delta(e_c - P[I, J])$ przedstawiona jest na rys. 4.

Rozkład Simpsona przyjęty został dzięki założeniu, że zmienne X i Y posiadają rozkłady równomierne w obszarze dowolnej stałej wzorca. Występujący czynnik $1/N^2$ jest normą wynikającą z faktu, że zsumowano N^2 składników.

W celu ilustracji charakteru rozkładu $p(e_c)$ przedstawiony został na rys. 5 wykres zależności (8), dla krotności interpolacji $N = 16$. Przyjęto następujące wartości błędów sygnałów $S(x)$ i $C(x)$: $\Delta\varphi = 5^\circ$, $\Delta A = 0,1$, $\Delta S = 0$, $\Delta C = 0,05$. Na osi odciętych zaznaczono wartości zdefiniowanych już błędów Δ_c i ε_I^{max} .

Rys. 4. Interpretacja wyrażenia $\Delta(e_c - P[I, J])$ Rys. 5. Gęstość prawdopodobieństwa $p(e_c)$ dla krotności interpolacji $N = 16$

Do statystycznej oceny przedstawionej zależności wykorzystane zostały przedziały ufności wyznaczone z określonym prawdopodobieństwem. Na wykresie zaznaczono wartości błędów e_3 , e_2 i e_1 określające przedziały ufności następująco:

$$\begin{aligned} e_3: P(-e_3 \leq e_c \leq e_3) &= 0,9973 \\ e_2: P(-e_2 \leq e_c \leq e_2) &= 0,9545 \\ e_1: P(-e_1 \leq e_c \leq e_1) &= 0,6827. \end{aligned} \quad (9)$$

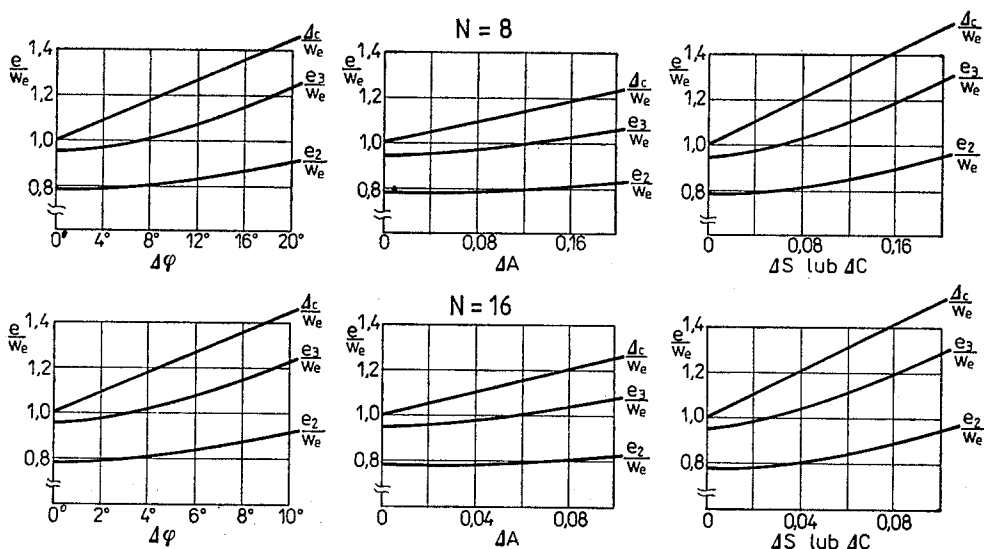
Wartości prawdopodobieństw dla błędów e_3 , e_2 i e_1 dobrane zostały przez analogię do rozkładu normalnego, gdzie określają przedziały będące krotnością odchylenia standardowego.

5. WYNIKI OBLICZEŃ NUMERYCZNYCH I ICH ANALIZA I WNIOSKI

Zdefiniowane wyżej zależności posłużyły do opracowania algorytmów numerycznych, które wyznaczają, w funkcji błędów $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS , ΔC kolejno: okresowy ciąg działek $w(n) = w(n+N)$, maksymalny błąd Δ_c oraz rozkład $p(e_c)$. Opracowano także program

wyznaczający z rozkładu $p(e_c)$ błędy pomiaru (e_c) dla prawdopodobieństw 99,73% (e_3), 95,45% (e_2) i 68,27% (e_1).

Do obliczeń przyjęto dwa poziomy interpolacji $N = 8$ i $N = 16$. Poziomy te są typowymi wartościami stosowanymi w średniokokładnych przyrządach przeznaczonych do pomiaru długości. Typowa, w tych przyrządach, wartość działki elementarnej $w_e = 1 \mu\text{m}$ oraz fakt stosowania wzorców inkrementalnych o stałej d rzędu $8 \div 20 \mu\text{m}$ implikują powyższy zakres krotności interpolacji przez zależność $w_e = d/N$. Przyjęte do analizy numerycznej przedziały błędów $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS , ΔC odpowiadają rzeczywistym wartościom występującym w przyrządach tego typu. Wybrane wyniki obliczeń przedstawiono w formie wykresów na rys. 6 i 7. Pokazane na nich wartości błędów odniesione są do działki elementarnej w_e , co może być udogodnieniem przy porównywaniu ich dla różnych krotności interpolacji.



Rys. 6. Wpływ składników $\Delta\varphi$, ΔA i ΔS lub ΔC na błędy $\Delta c/w_e$, e_3/w_e , e_2/w_e : a) $N = 8$, b) $N = 16$

Analizując wykresy na rys. 6, przedstawiające wpływ poszczególnych rodzajów błędów ($\Delta\varphi$, ΔA , ΔS , lub ΔC), wyciągnąć można następujące wnioski:

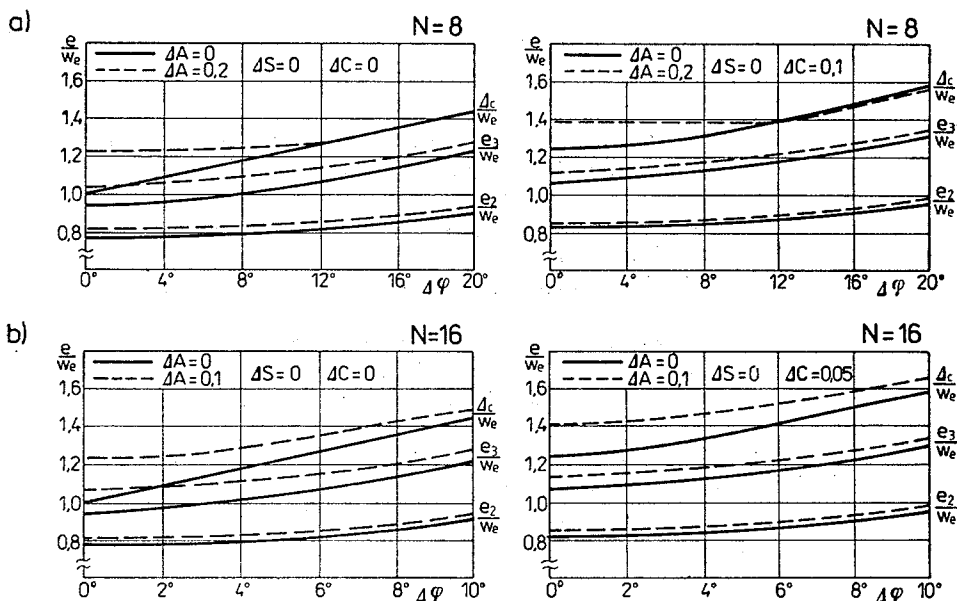
1. W przedstawionych obszarach występuje praktycznie liniowy charakter zmian maksymalnego błędu pomiaru Δc od poszczególnych parametrów tzn. $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS lub ΔC .

2. Wpływ składowej stałej ΔS lub ΔC na maksymalny błąd pomiaru Δc jest dwukrotnie większy niż wpływ błędu amplitudy ΔA .

3. Dwukrotne zwiększenie krotności interpolacji N praktycznie nie zwiększa bezwzględnych wartości błędów Δc , e_3 , e_2 dla określonych, stałych wartości $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS lub ΔC . Zmienione zakresy obszarów parametrów $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS lub ΔC (rys. 6a i 6b) wynikają z faktu normowania błędów Δc , e_3 i e_2 do wartości działki elementarnej określonej przez zależność $w_e = d/N$.

Na rys. 7 przedstawione są wykresy ilustrujące wpływ błędów fazy $\Delta\varphi$, dla określonych wartości ΔA i ΔC , na błędy Δ_c , e_3 , e_2 . Porównując wykresy dla różnych krotności interpolacji (rys. 7a i 7b) można stwierdzić co następuje:

1. Przy pojawieniu się składników ΔA i ΔC błąd Δ_c traci liniowy charakter zmian w funkcji błędu fazy $\Delta\varphi$.



Rys. 7. Wpływ błędu fazy $\Delta\varphi$, przy określonych ΔA i ΔC na błędy Δ_c/w_e , e_3/w_e , e_2/w_e : a) $N = 8$, b) $N = 16$

2. Zmiana krotności interpolacji istotnie wpływa na charakter zależności $\Delta_c/w_e = f(\Delta\varphi)$ przy występowaniu składników ΔA , ΔC . Przez fakt normowania błędu Δ_c do wartości działki i odpowiedni dobór obszarów zmian $\Delta\varphi$, ΔA i ΔC nie można uzyskać podobieństwa wykresów dla różnych krotności interpolacji.

3. Przez odpowiedni dobór obszarów zmian parametrów $\Delta\varphi$, ΔA , ΔC uzyskuje się podobieństwo wykresów dla błędów e_3/w_e , e_2/w_e .

Część powyższych wniosków oraz fakt ilościowej znajomości charakteru błędów mogą być przydatne przy konstruowaniu i adiustacji tego typu przyrządów. Pokazane zależności, pomimo czysto teoretycznego charakteru, pozwalają oszacować wartości błędów $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS , ΔC , dla których proces interpolacji realizuje „podział” z odpowiednią dokładnością. Próby opisu powstawania błędów $\Delta\varphi$, ΔA , ΔS , ΔC podjęte zostały we wcześniejszych pracach [5, 6, 7].

Podsumowując należy wyrazić przypuszczenie, aby przedstawione rozważania oraz wykresy zainicjowały dyskusję na temat sposobu metrologicznej oceny dokładności przyrządów ze wskazaniem cyfrowym. Powszechnie w krajowej praktyce metrologicznej, do oceny błędu przyrządu, przyjmuje się poziom prawdopodobieństwa równy 99,73% (35). Tymczasem firmy produkujące tego typu przyrządy np. dr. J. HEIDENHAIN, MITU-

TOYO podają wartości błędów na poziomie 93,45% (26) i to bardzo często bez zaznaczenia tego faktu. Nie zawsze jest także sprecyzowane, czy przedstawione wartości błędów uwzględniają błąd dyskretyzacji.

Przedstawiony tu materiał można traktować jako próbę wyjaśnienia pewnych zagadnień związanych z błędem dyskretyzacji przyrządów pomiarowych, w których wykorzystano proces interpolacji.

BIBLIOGRAFIA

1. A. H. McIlraith: *A moire fringe interpolator of high resolution*. J. Sci. Instrum., 1964, t. 41
2. O. Trötscher: *Über Fragen der digitalen Wegmessung mit photoelektrischen Wegmessgeräten hoher Auflösung*. Optik 28, 210, 1968/69, Heft 3
3. T. Karczmarczyk: *Błędy procesu interpolacji w przyrządach z przetwornikami opartymi na wzorcach inkremetalnych*. Pomiary, Automatyka, Kontrola, 1985, nr 6
4. T. Karczmarczyk: *Błąd dyskretyzacji w cyfrowych pomiarach długości i kąta*. Pomiary, Automatyka, Kontrola, 1985, nr 5
5. T. Karczmarczyk, L. Wronkowski: *Analiz pogrośznosci fazy i amplitudy w optoelektronnych preobrazowatelach*. Mat. Konf. Emiscon 81, Strebskie Pleso. Czechosłowacja
6. L. Wronkowski: *Optoelektryczne długościomierze — analiza struktury błędów*. Mechanik nr 2 1984
7. L. Wronkowski: *Analiza czułości układów detekcyjnych optoelektronicznego długościomierza cyfrowego na błędy technologiczne jego przetwornika*. Mat. „Metrologia 83”, Warszawa

T. KARCZMARCZYK

INTERPOLATION PROCESS IN OPTOELECTRONIC LENGTH GAUGES

Summary

The process of interpolation of signals from an optoelectronic transducer in which incremental masters are used, is analysed. Criteria for the estimation of errors appearing in the division of the master constant due to errors of input signals are presented. The analysis is illustrated by diagrams of interpolation errors for the case when the master constant is divided into $N = 8$ and $N = 16$ parts.

T. KARCZMARCZYK

PROCÉDÉ DE L'INTERPOLATION DANS LES MEASUREURS OPTOÉLECTRONIQUES DE LONGUEUR

Résumé

Cet ouvrage propose le procédé de l'interpolation du signal d'un mesureur opto-électronique basé sur les étalons incrémentaux. On propose aussi les critères de l'estimation de l'erreur de division de la constante de l'étalon d , en fonction des erreurs des signaux d'entrée. L'analyse contient un diagramme d'erreurs d'interpolation pour la division de la constante d'étalon pour $N = 8$, $N = 16$ parties.

T. KARCZMARCZYK

INTERPOLATIONSVERFAHREN DER FÜR LÄNGENMESSUNGEN BESTIMMTEN
OPTOELEKTRONISCHEN GERÄTE

Zusammenfassung

In der vorliegenden Bearbeitung wurde ein Interpolations-verfahren für Signale analysiert, die von einem optoelektronischen Wandler mit inkrementalen Mustern erzeugt werden. Es wurden Kriterien zur Beurteilung der Fehler geschildert, die durch die unregelmäßige Teilung der Gitterkonstante verursacht worden sind. Es sind die sog. Interpolations-Teilungsfehler, die hinsichtlich der periodischen Fehler der Eingangssignale betrachtet werden. Die durchgeführte Analyse wurde an Diagrammen erläutert, die den Interpolations-Teilungsfehler für die angenommenen Teilungen der Gitterkonstante bei $N = 8$ und $N = 16$ behandeln.

Т. КАРЧМАРЧИК

ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ ПРОЦЕСС В ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ
ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДЛИНЫ (В ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ
ДЛИНОМЕРАХ)

Резюме

Представлен анализ процесса интерполяции сигналов выходящих из оптоэлектронного преобразователя, в котором использованы инкрементальные эталоны. На основании теоретического обсуждения разработаны теоретические критерии оценки погрешности интерполяции, а также выведены уравнения для определения погрешности в зависимости от погрешности периодических выходных сигналов. Результаты вычисления представлены в виде графика.

Wielodiodowe szerokopasmowe układy odbijające do przełączanych systemów mikrofalowych

TADEUSZ MORAWSKI, JOLANTA ZBOROWSKA

Instytut Radioelektroniki, Politechnika Warszawska

Otrzymano 1989.02.10

Autoryzowano do druku 1989.04.12

Opisano układy odbijające o argumentie reflektancji przełączanym za pomocą diod PIN. Zastosowanie kilku diod w układzie, polaryzowanych tak, że w każdym ze stanów, najwyżej jedna z nich znajduje się w stanie przewodzenia umożliwia osiągnięcie odpowiednich parametrów układu o szerokim pasmie częstotliwości. Opisano metody projektowania wielodiodowych układów odbijających, trójstanowych oraz czterostanowych, wyniki badań eksperymentalnych tych układów w pasmach L i S oraz przykłady ich zastosowań w mikrofalowych systemach przełączanych.

1. WSTĘP

W mikrofalowych systemach telekomunikacji satelitarnej, w radioliniach naziemnych, w radiolokacji, w systemach anten przełączanych elektronicznie oraz w systemach pomiarowych szerokie zastosowanie znajdują przełączane przesuwniki i modulatory fazy z diodami PIN [1, 2, 3, 4]. Do najczęściej stosowanych typów przesuwników i modulatorów należą układy typu odbiciowego, zawierające układy o własnościach kierunkowych, zwykle cyrkulatory lub sprzęgacze oraz układy odbijające z diodami kluczującymi. Zmiana polaryzacji tych diod powoduje zmianę argumentu reflektancji układu odbijającego. Dzięki kierunkowym własnościom cyrkulatora lub sprzęgacza powoduje to z kolei zmianę fazy sygnału na wyjściu przesuwnika (zmianę argumentu transmitancji tego układu). W latach 70-tych stosowano głównie binarne układy odbijające. Układ taki zawiera jedną diodę przełączającą typu PIN. W projektowaniu takich układów dominowały metody analityczne. Zagadnienie uzyskaniażądanego przesunięcia fazy $\Delta\varphi$ oraz uzyskania zerowego niezrównoważenia amplitudowego układu odbijającego (czyli uzyskania równości modułów reflektancji w obu stanach pracy) udało się sprowadzić do prostszego zagadnienia dopasowania do impedancji charakterystycznej przewodnic falowych układu kierunkowego pewnej zastępczej impedancji, obliczanej na podstawie znajomości parametrów diody przełączającej oraz żadanego przesunięcia fazowego $\Delta\varphi$ [1, 5]. Systemy, w których niezbędna jest większa liczba stanów niż 2 budowano, stosując kilka układów odbijających o wymaganych przesunięciach fazowych np. wykorzystując kaskadowe połączenia binarnych przesuwników fazy, co nie zawsze jest wygodne. Ponadto jednodiodowe układy odbijające

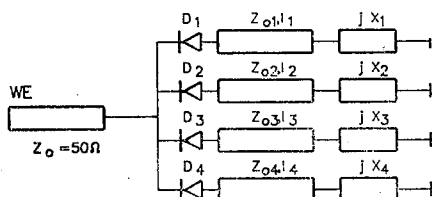
nie są na ogół szerokopasmowe, osiągalna względna szerokość pasma przy dowolnie wybranym przesunięciu fazy jest najwyżej rzędu $\pm 20\%$ (z wyjątkiem $\Delta\varphi = 180^\circ$, kiedy to można osiągnąć szerokie pasmo pracy układu odbijającego). Mała szerokopasmowość była także przyczyną, że układ dwudiodowy czterostanowy, o potencjalnych możliwościach zastosowań w systemach telekomunikacyjnych 4 PSK analizowany w pracy [6], nie znalazł zastosowania.

W ostatnich latach autorzy tej pracy zaproponowali modyfikacje układów odbijających, pozwalające w odbijających układach wielodiodowych zarówno na zwiększenie liczby stanów (z 2 do 3 lub 4) jak i na poszerzenie pasma pracy tych układów, nawet do pasm o względnej szerokości 2—3 oktav [7]. W pracy opisano metody projektowania wielodiodowych układów odbijających o fazie przełączanej za pomocą diod PIN, wyniki badań eksperymentalnych skonstruowanych układów na pasma L i S oraz przykłady ich zastosowań w przełączanych fazowo systemach mikrofalowych.

2. SCHEMAT PODSTAWOWY WIELODIODOWEGO UKŁADU ODBIJĄCEGO

Dla zrozumienia zasady działania wielodiodowego układu odbijającego oraz możliwości jego pracy w szerokim pasmie częstotliwości rozważmy na początek podstawowy schemat tego układu, przedstawiony na rys. 1.

Układ składa się z N gałęzi, (w tym przypadku przyjęto $N = 4$), połączonych równo-



Rys. 1. Czterodiodowy układ odbijający

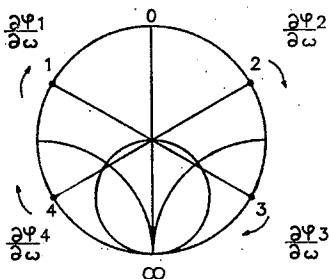
legle do wejścia. Każda z gałęzi, od strony wejścia, zawiera diodę kluczującą D_k ($k = 1, 2, 3, 4$), oraz odcinek linii o impedancji charakterystycznej Z_{0k} oraz długości l_k zakończony reaktancją jX_k . W praktycznych rozwiązaniach te odcinki linii są zakończone zwarcie, rozwarciem lub skupioną pojemnością. Przyjęcie w schemacie na rys. 1 połączenia równoległego sekcji jest związane z realizacją układu odbijającego w technice niesymetrycznej linii paskowych, typowej dla zakresu fal decymetrowych i centymetrowych. Ze względu na geometryczną zabudowę płytki NLP, na której, obok uwidoczniomych na rys. 1 gałęzi $D_k(Z_{0k}/L_k)jX_k$ muszą się zmieścić filtry doprowadzające polaryzację diod D_k oraz ze względu na sumujące się wpływy pasożytniczych parametrów złącz oraz montażu diod D_k (sumowanie się pojemności diod znajdujących się w stanie zaporowym) nie stosuje się układów odbijających o liczbie diod większej niż 4. Dlatego rozważania ograniczono do układów o takiej lub mniejszej liczbie diod. Zamieszczone poniżej uwagi dotyczące pracy układu odbijającego w szerokim pasmie częstotliwości są słuszne również dla liczby diod większej niż 4. W przypadku układu zawierającego 4 diody przełączające

(rys. 1) można stosunkowo łatwo zapewnić 4 stany fazowe, różniące się w przybliżeniu o 90° między sobą w szerokim pasmie pracy. Możliwość tą zilustrowano na wykresie Smitha (rys. 2).

W rozważaniach zakłada się, że diody D_k są dobrymi kluczami, tzn. że ich impedancje przy polaryzacji zaporowej Z_{dz} oraz przy przewodzeniu Z_{dp} spełniają nierówność:

$$|Z_{dz}| \gg |Z_0| \gg |Z_{dp}| \quad (1)$$

gdzie Z_0 — impedancja charakterystyczna przewodnic układu kierunkowego. W przypadku konstruowania układów w technice NLP przyjmuje się zwykle $Z_0 = 50\Omega$. Wartości



Rys. 2. Ilustracja 4 stanów pracy układu 4-diodowego

impedancji charakterystycznych Z_{0k} oraz długości odcinków linii l_k i ich reaktancje końcowe X_k należy tak dobrać, aby reaktancje wejściowe tych odcinków leżały, przy częstotliwości środkowej pasma pracy, w punktach pokazanych na rys. 2. Daje to możliwość uzyskania 4 stanów fazowych układu, jeśli w kolejnych stanach będziemy włączali w stan przewodzenia pojedynczo kolejne diody D_k przy pozostałych trzech diodach spolaryzowanych zaporowo. Jeśli ponadto wartości Z_{0k} , l_k , X_k dobierze się tak, że prędkości poruszania się punktów 1, 2, 3, 4 na okręgu jednostkowym wykresu Smitha będą w przybliżeniu jednakowe, tzn.:

$$\frac{\partial \varphi_1}{\partial \omega} \cong \frac{\partial \varphi_2}{\partial \omega} \cong \frac{\partial \varphi_3}{\partial \omega} \cong \frac{\partial \varphi_4}{\partial \omega} \quad (2)$$

to można uzyskać poprawną pracę 4-stanowego układu odbijającego w szerokim pasmie częstotliwości.

Zwróćmy uwagę, że w szerokich pasmach częstotliwości punkty o numerach nieparzystych na rys. 2 mogą zmienić charakter (znak) reaktancji przechodząc przez zero lub nieskończoność. Nie należy więc oczekiwać dobrej pracy układu z rys. 1 w przypadku jednoczesnego włączenia dwóch (lub większej liczby) diod D_k w stan przewodzenia, gdyż w takim przypadku nie uniknie się łączenia równoległego reaktancji o przeciwnym znaku, co spowoduje zjawiska rezonansowe wewnątrz pasma pracy układu odbijającego. Wynika stąd, potwierdzona i udokumentowana w dalszej części pracy obliczeniami i eksperymentami zasada, że najszersze pasmo pracy można uzyskać w układzie N -diodowym wtedy, gdy wykorzystuje się tylko N -stanów tego układu (spośród 2^N wszystkich stanów), odpowiadających sytuacjom, w których przewodzi dokładnie jedna dioda kluczująca.

Jak wynika z bardziej szczegółowych rozważań i obliczeń, w pasmach węższych od

pasma oktawowego można zwiększyć liczbę stanów o jeden (tzn. układ N -diodowy może mieć $(N+1)$ stanów) dopuszczając stan, w którym nie przewodzi żadna z diod kluczujących. Natomiast dopuszczenie stanu, w którym przewodzą dwie diody daje zawsze znaczne zawężenie pasma pracy układu odbijającego.

3. PROJEKTOWANIE WIELODIODOWYCH UKŁADÓW ODBIJAJĄCYCH

Jak zaznaczono we wstępie binarne układy jednodiodowe można projektować wykorzystując metody analityczne, jednakże nawet w przypadku projektowania tych prostych układów stosuje się obecnie komputerowe metody optymalizacji [8]. W przypadku układów wielodiodowych możliwe jest tylko projektowanie komputerowe. Układom odbijającym stawia się różne warunki fazowe. Najbardziej typowe warunki podano poniżej:

Dla układu czterostanowego fazy w kolejnych stanach powinny się różnić o 90° :

$$\varphi_{k+1} - \varphi_k \cong 90^\circ. \quad (3)$$

Błąd fazy definiuje się w tym przypadku następująco:

$$\delta\varphi = \max_{k \in [1, 4]} |\varphi_{k+1} - \varphi_k - 90^\circ|. \quad (4)$$

W przypadku układów trójstanowych typowe wymagania przyjmują postać:

$$\varphi_{k+1} - \varphi_k \cong 120^\circ \quad (5)$$

a błąd fazy, analogicznie do równości (4), wynosi:

$$\delta\varphi = \max_{k \in [1, 3]} |\varphi_{k+1} - \varphi_k - 120^\circ|. \quad (6)$$

W przypadku układów dwustanowych potrzebne są różne przesunięcia fazy $\Delta\varphi_0$. Np. do zastosowań telekomunikacyjnych pożądane są wartości $\Delta\varphi_0 = \frac{180^\circ}{2^n}$, $n = 0, 1, 2, 3$, gdyż układy odbijające są stosowane w modulatorach binarnych łączonych kaskadowo.

Tak więc równości (3) i (4) przyjmą teraz postać:

$$\varphi_2 - \varphi_1 = \Delta\varphi_0 \quad (7)$$

$$\delta\varphi = |\varphi_2 - \varphi_1 - \Delta\varphi_0|. \quad (8)$$

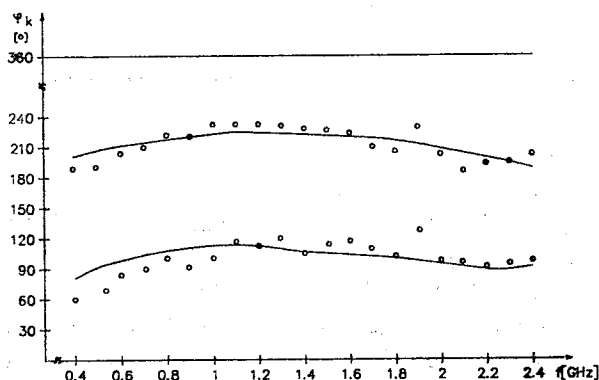
Komputerowe projektowanie układu odbijającego sprowadza się do znalezienia odpowiednich wartości Z_{0k} , l_k , X_k , takich, żeby maksymalny błąd fazowy $\delta\varphi$ był w zadanym pasmie częstotliwości minimalny. Prowadzi to do zadania optymalizacji minimaksowej:

$$\min_{\{Z_{0k}, l_k, X_k\}} \max_{f \in [f_{\min}, f_{\max}]} \{\delta\varphi(Z_{0k}, l_k, X_k)\}. \quad (9)$$

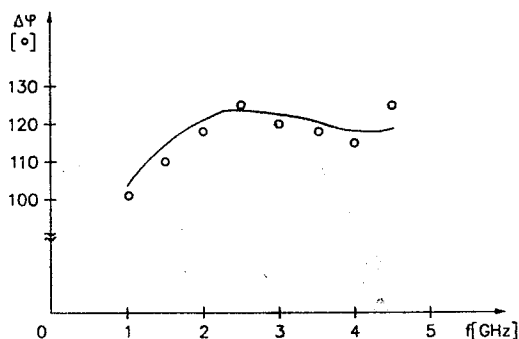
Zadanie to rozwiązuje się przez zastosowanie minimaksowych metod subgradientowych [9]. Opracowano programy komputerowe na mikrokomputer IBM/PC obejmujące analizę układów odbijających zawierających maksimum 4 diody przełączające. Programy te umożliwiają analizę układów bardziej rozbudowanych, niż układ pokazany na rys. 1, dopuszczają bowiem złożone połączenia odcinków linii za diodami, pojedyncze odcinki linii przed diodami oraz złożone z kilku odcinków linii (połączonych łańcuchowo oraz

dołączanych równolegle) transformatory impedancji na wejściu układu. Do programów dołączono programy optymalizacyjne, rozwiązujące zadanie minimaksowe (9). Jako dane wczytuje się topologię układu, parametry schematu zastępczego rzeczywistych diod, ograniczenia technologiczne na wartości Z_{0k} , I_k , oraz wymagania (zakres częstotliwości, przesunięcie fazy). Programy te umożliwiają optymalizację układów odbijających opisanych 10 zmiennymi oraz analizę układów nawet w przypadku 20 zmiennych. Programy są dostępne w Instytucie Radioelektroniki Politechniki Warszawskiej. Otrzymano pozytywne wyniki projektowania i obliczeń szeregu układów odbijających, skonstruowanych wg podstawowego schematu z rys. 1. Układy te mają dobre parametry w bardzo szerokich (o szerokości od jednej do trzech oktav) pasmach pracy. Przykładowe wyniki analizy oraz badań eksperymentalnych pokazano na rys. 3, 4, 5.

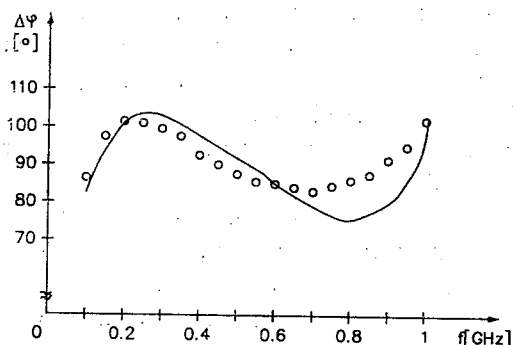
Otrzymane rezultaty eksperymentalne w pełni potwierdziły, że w stosunkowo prostych układach odbijających można uzyskać szerokie pasmo częstotliwości pracy, jeśli zrezygnuje się z wykorzystania wszystkich stanów polaryzacji diod. Skonstruowane układy charakteryzowały się dobrymi parametrami amplitudowymi, stratami rzędu 1 dB oraz nierównoważeniem amplitudowym rzędu 0.5 dB. Ponadto w przypadku najprostszego z rozważanych



Rys. 3. Zależności $\varphi_k = F(\omega)$ trójstanowego układu trzydiodowego [10], — obliczenia, o — wyniki eksperymentów



Rys. 4. Zależność $\Delta\varphi = F(\omega)$ dwustanowego układu dwudiodowego o przesunięciu fazy $\Delta\varphi_0 = 120^\circ$ [11], — obliczenie, o — wyniki eksperymentu

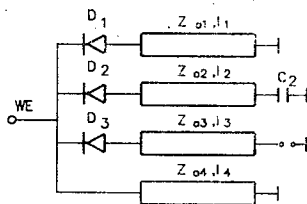


Rys. 5. Zależność $\Delta\varphi = F(\omega)$ układu dwustanowego, $\Delta\varphi_0 = 90^\circ$, — obliczenia, o — wyniki eksperymentu

układów — dwudiodowego układu dwustanowego możliwy jest do osiągnięcia bardzo mały błąd fazy w przypadku węższych pasm częstotliwości. Osiągnięto błąd fazy $\delta\varphi$ mniejszy niż 1° w pasmie o względnej szerokości $\pm 30\%$ [12].

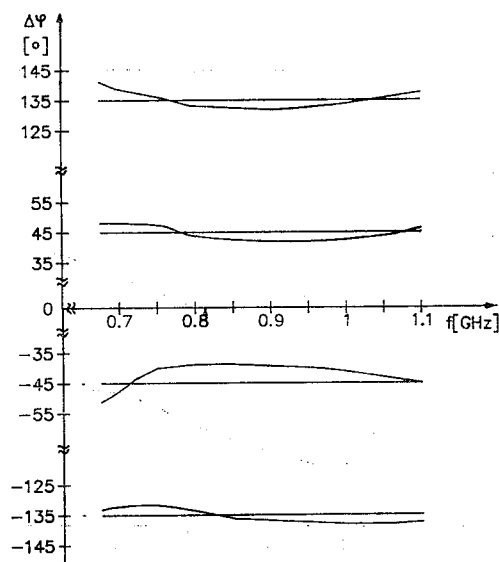
4. UPROSZCZONE UKŁADY CZTEROSTANOWE I TRÓJSTANOWE

Opisane w poprzednich punktach układy odbijające można uprościć, jeśli wymagane pasmo częstotliwości jest węższe od oktawy lub zachowanie odpowiednich przesunięć fazy nie jest tak krytyczne. Poniżej opisano dwa takie przypadki. W pierwszym z nich rozważa się układ czterostanowy do systemów telekomunikacyjnych, np. do zbudowania modulatora 4 PSK z cyrkulatorem. W przypadku tym wymagana szerokość pasma nie jest duża, uzyskanie stosunku $f_{\max}/f_{\min} = 1.5$ jest zwykle wystarczające. Układ z rys. 1 można uprościć do postaci pokazanej na rys. 6. Układ odbijający zawiera teraz tylko 3

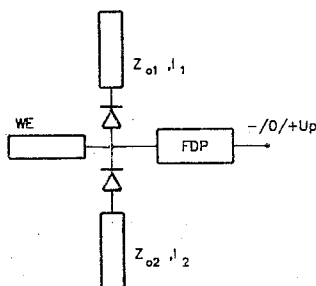


Rys. 6. Uproszczony układ odbijający czterostanowy

diody kluczujące. Dla otrzymania 4 stanów pracy wykorzystuje się dodatkowo stan, w którym żadna z diod nie przewodzi. Aby w tym, czwartym stanie uzyskać odpowiednią prędkość zmian fazy $\frac{\partial\varphi_4}{\partial\omega}$ do wejścia układu dołączono linię o długości $l_4 = \frac{\lambda_{dr}}{4}$ (ćwierćfalową w środku pasma częstotliwości), zwartą na końcu. Po zoptymalizowaniu układu, (zależności 4 i 9), otrzymano charakterystyki fazowe pokazane na rys. 7.



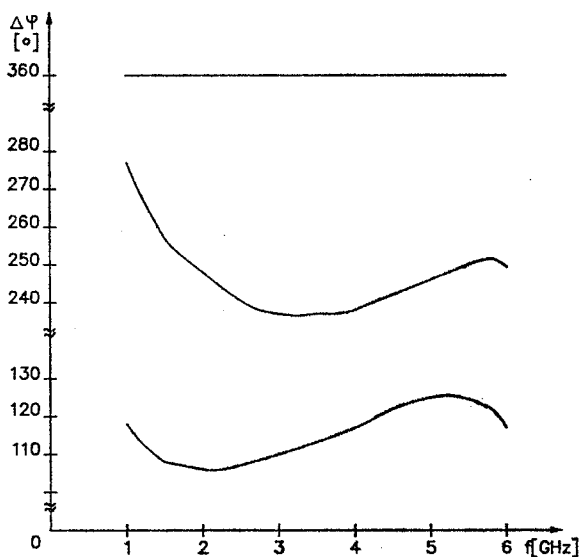
Rys. 7. Charakterystyki fazowe czterostanowego trzydiodowego układu odbijającego



Rys. 8. Trójstanowy dwudiodowy układ odbijający, FDP — filtr dolnoprzepustowy

W wielowrotowych systemach pomiarowych stosuje się trójstanowe układy odbijające, w których dokładne dotrzymanie relacji fazowych (5) nie jest konieczne, a maksymalny błąd fazy (wzór 6) może być rzędu połowy średniego przesunięcia fazy, czyli 60° . W przypadku tym proponuje się zastosowanie szczególnie prostego układu odbijającego (rys. 8), w którym trzy stany fazowe uzyskuje się szczególnie prosto przez podanie dodatniego, ujemnego lub zerowego napięcia polaryzującego U_p do miejsca połączenia obu diod (przy $U_p = 0$ obie diody nie przewodzą). Przykładowe charakterystyki fazowe trójstanowego układu dwudiodowego pokazano na rys. 9.

Zależności pokazane na rys. 7 i 9 są zależnościami obliczonymi. W następnym punkcie pracy podano wyniki eksperymentów, dotyczące całych układów modulatorów lub wielowrotników pomiarowych zawierających te układy odbijające.



Rys. 9. Charakterystyki fazowe trójstanowego układu odbijającego

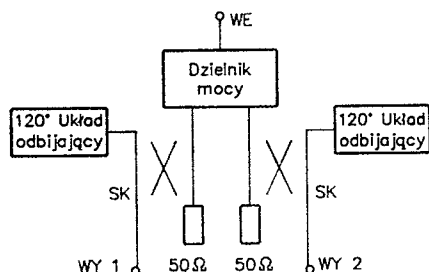
5. PRZYKŁADY ZASTOSOWAŃ UKŁADÓW ODBIJAJĄCYCH O PRZELĄCZANEJ FAZIE

Poniżej pokazano przykłady zastosowań opisanych układów odbijających w przełączanych fazowo układach modulatorów i wielowrotników pomiarowych. Skupiono się przede wszystkim na prezentacji zmierzonych eksperymentalnie zależności fazowych. Zależności te nie są wiernym odbiciem charakterystyk fazowych układów odbijających przedstawionych w pkt. 3 i 4 artykułu, gdyż na ich kształt mają wpływ także nieidealności użytych sprzęgaczy oraz występujące w złożonym układzie niedopasowania w miejscach rozgałęzień i złączy. Zachowano kolejność prezentacji wyników taką, jak w punktach 3 i 4 artykułu.

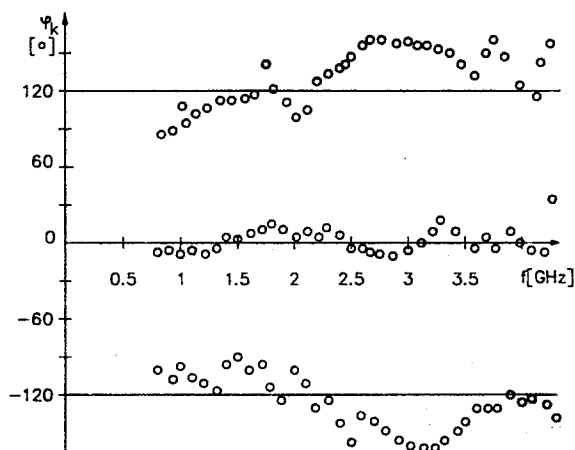
Trzydiodowy układ trójstanowy, którego charakterystyki przedstawiono na rys. 3 został wykorzystany w reflektomierze czterowrotnowym [10], w którym, dzięki przełączaniu fazy sygnału, udało się dwukrotnie zredukować liczbę wymaganych mierników mocy w stosunku do rozwiązania klasycznego (układu sześciowrotnowego [3]).

Układy odbijające dwustanowe o przesunięciu fazy $\Delta\varphi_0 = 120^\circ$, których charakterystyki fazowe pokazano na rys. 4, zostały wykorzystane do zbudowania trójwrotnowego trójstanowego przesuwnika fazy do zastosowań w systemach pomiarowych [11]. Schemat blokowy przesuwnika pokazano na rys. 10, a na rys. 11 pokazano zmierzone jego charakterystyki fazowe.

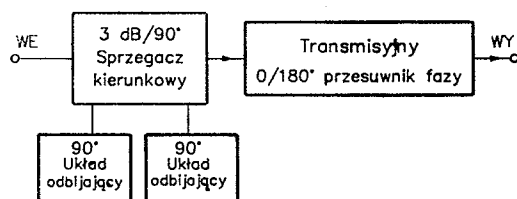
Dwustanowe układy odbijające o przesunięciu fazy $\Delta\varphi_0 = 90^\circ$, których charakterystyki fazowe pokazano na rys. 5, zostały wykorzystane do zbudowania czterostanowego przesuwnika fazy o schemacie blokowym pokazanym na rys. 12. W przesuwniku tym układ binarny $0/90^\circ$ jest typu odbiciowego, natomiast do skonstruowania układu binar-



Rys. 10. Schemat blokowy trójwrotowego przesuwника fazy, SK — sprzęgacz kierunkowy



Rys. 11. Charakterystyki fazowe trójwrotowego przesuwника fazy

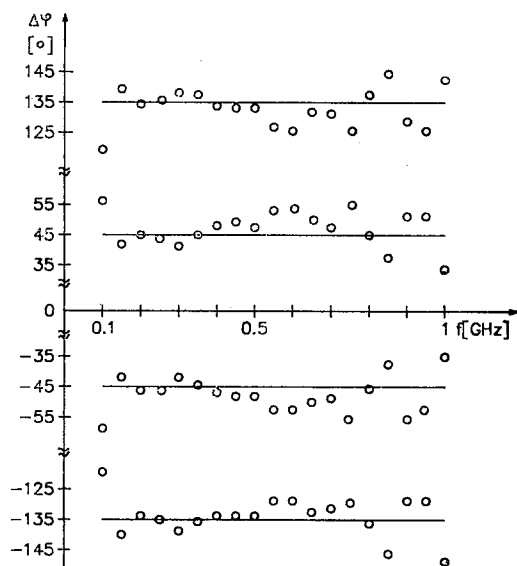


Rys. 12. Czterostanowy przesuwnik fazy

nego 0/180° wykorzystano przesuwnik transmisyjny typu „przełączana linia” [2], w którym sygnał jest kierowany do jednej z dwóch linii o jednakowych długościach. Przesunięcie fazy 180° uzyskuje się dzięki temu, że przewody jednej z tych linii są skrzyżowane. Wyniki badań eksperymentalnych przesuwnika czterostanowego pokazano na rys. 13.

Wartości φ_k faz w poszczególnych stanach są odniesione do średniej wartości fazy

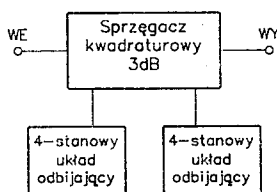
$$\varphi_0 = \frac{1}{4} \sum_{k=1}^4 \varphi_k.$$



Rys. 13. Charakterystyki fazowe przesuwnika czterostanowego

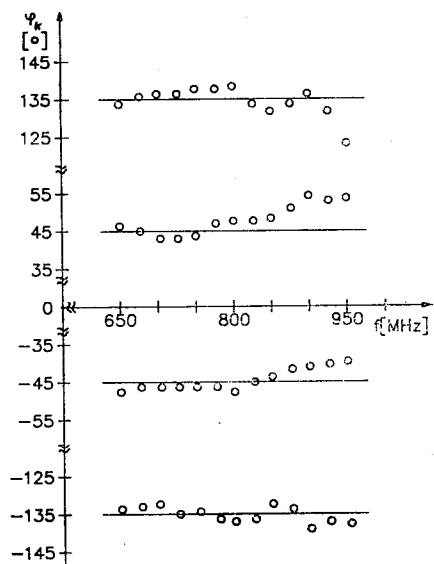
Jak widać z rys. 13 osiągnięto eksperymentalnie szerokie, dekadowe pasmo częstotliwości pracy przesuwnika czterostanowego.

Jak wspomniano w punkcie 3 w pasmach częstotliwości węższych od oktawy można stosować uproszczony układ przesuwnika czterostanowego, wykorzystując układ, którego charakterystyki przedstawiono na rys. 7. Schemat blokowy takiego przesuwnika czterostanowego pokazano na rys. 14, a na rys. 15 przedstawiono jego zmierzone charakterystyki fazowe.

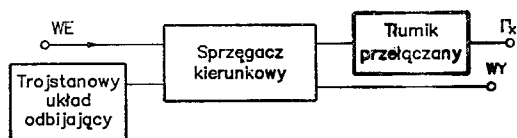


Rys. 14. Przesuwnik z czterostanowymi układami odbijającymi

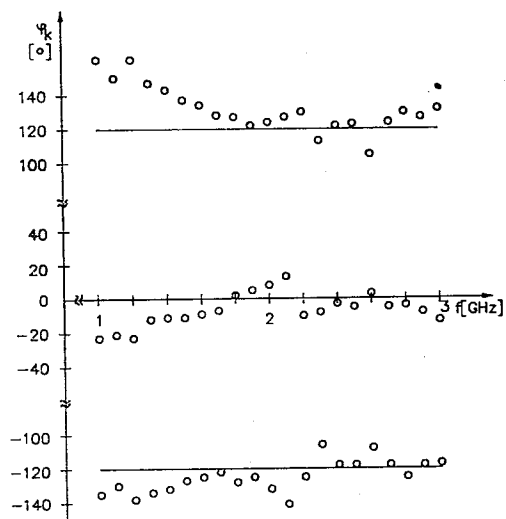
Trójstanowy dwudiodowy układ odbijający znalazł zastosowanie w prostym reflektometrze trójwrotowym, pokazanym na rys. 16. W reflektometrze tym udało się zredukować do minimum liczbę mierników mocy (1 watomierz dołączony do wyjścia układu z rys. 16). Charakterystyki fazowe trójwrotowego reflektometru (przy $\Gamma_x = 0$, dopasowanie od strony mierzonej reflektancji) pokazano na rys. 17.



Rys. 15. Charakterystyki fazowe przesuwnika z czterostanowymi układami odbijającymi



Rys. 16. Reflektometr trójwrotowy, Γ_x — mierzona reflektancja



Rys. 17. Charakterystyki fazowe trójwrotowego reflektometru

6. PODSUMOWANIE

Przedstawione w artykule wyniki analiz, a przede wszystkim wyniki badań eksperymentalnych układów odbijających przełączanych fazowo oraz bardziej złożonych układów, zawierających układy odbijające, potwierdziły tezę o możliwości uzyskania bardzo szerokich pasm częstotliwości pracy tych układów. Warunkiem jest zrezygnowanie z tych stanów pracy układów odbijających, w których jednocześnie przewodzą dwie lub więcej spośród diod przełączanych. Wskutek tego z teoretycznej liczby 2^N stanów (N — liczba diod) wykorzystać można tylko N stanów, a w węższych pasmach lub przy obniżonych wymaganiach najwyżej $(N+1)$ stanów. Opisane układy nie znalazły dotychczas zastosowań w systemach telekomunikacyjnych, gdzie wymagane obecnie szerokości pasma, rzędu $\pm 10\%$ do $\pm 20\%$ są osiągalne przy zastosowaniu prostszych układów odbijających, z jedną diodą przełączającą [1, 8]. Natomiast w szerokopasmowych systemach pomiarowych układy takie okazały się bardzo przydatne. Dzięki opanowaniu metod projektowania układów wielodiodowych, zbudowano w Instytucie Radioelektroniki sterowany mikroprocesorem system do pomiaru refleksyjności (część mikrofalowa — rys. 16) o parametrach użytkowych porównywalnych z parametrami znacznie bardziej skomplikowanych układów heterodynowych woltomierzy wektorowych.

BIBLIOGRAFIA

1. W. J. Clementson, N. D. Kenyon, K. Kurokawa, W. O. Schlosser: *An experimental mm-wave path length modulator*. The Bell System Technical Journal. BSTJ 5U, no 9, 1971, pp. 2917—2945
2. R. V. Garver: *Microwave diodes control devices*. Artech House, 1975
3. C. A. Hoer: *Performance of a dual siy-port automatic network analyser*. IEEE Trans. on MTT, vol. MTT 27, No 12, 1979, pp. 993—998
4. J. F. White: *Diode phase shifters for array antennas*. IEEE Trans. on MTT, MTT-22, No 6, 1974, pp. 658—674
5. T. Morawski, J. Modelski: *Mikrofalowe modulatory i przesuwniki fazy z diodami półprzewodnikowymi*. Część 3, PWN, 1984, ss. 53—82
6. W. D. Schlosser, K. Kurokawa: *Insertion loss of 4-level phase swith*. IEEE Trans. on MTT, MTT 20, No 9, 1972, pp. 614—616
7. T. Morawski, J. Zborowska, P. Miazga: *Multi-octave phase shifters*. 1984 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco 1984, pp. 378—381
8. J. Komisarczuk: *Characteristics of microwave phase modulator with nonideal elements*. Proc. of the VIII Coll. on Microwave Communication, Budapest 1986, pp. 305—306
9. N. Z. Shor: *Methods for minimizing nonfiferentiable functions and their applications*. Springer Verlag, 1984
10. J. Paps: *Czterostanowy reflektometr mikrofalowy z układem odbijającym o przełączanej fazie*. Rozpr. doktorska, Słowacka Wyższa Szkoła Techniczna, Bratysława, 1988
11. Nguyen Thao: *Szerokopasmowy mikrofalowy trójwrotowy trzystanowy przesuwnik fazy*. Rozpr. doktorska, Inst. Radioelektroniki PW, Warszawa, 1987
12. J. Zborowska: *Precyzyjny dwustanowy mikrofalowy modulator fazy*. Archiwum Elektrotechniki, 1984, zeszyt 3/4, ss. 667—670

T. MORAWSKI, J. ZBOROWSKA

MULTIDIODE WIDE-BAND REFLECTION CIRCUITS FOR SWITCHED
MICROWAVE SYSTEMS

Summary

Reflection circuits with reflectance argument switched by means of PIN diodes are described. The application of several diodes in a circuit biased so as to assure that, in every state at most a single diode is conducting, allows for reaching a wide-band circuit of appropriate parameters. The designing of multi-diode three- and four-state reflection circuits is displayed and the results of experimental tests of these circuits in the L and S bande as well as examples of their application in switched microwave systems, are quoted.

T. MORAWSKI, J. ZBOROWSKA

SYSTÈMES MULTIDIODES REFLÉTANTS À LARGES BANDES
POUR LES CIRCUITS MICROONDES COMMUTÉS

Résumé

On a décrit les systèmes reflétants à l'argument de réflexion commutés à l'aide des diodes PIN. L'application, dans le système, de quelques diodes, polarisées de la sorte, que dans chacun des états, tout au plus une se trouve dans l'état de conductibilité, rend possible l'obtention des paramètres convenables du système à large bande de fréquence. On a décrit les méthodes de l'établissement du projet des systèmes multidiodes reflétants triétatiques et quadriétatiques, les résultats des essais expérimentaux de ces systèmes dans les bandes L et S et les exemples de leurs applications dans les circuits microondes commutés.

T. MORAWSKI, J. ZBOROWSKA

ABSCHLAGENDE BREITBÄNDIGE MEHRDIODENSYSYSTEME FÜR UMGESCHALTETE
MIKROWELLENSYSTEME

Zusammenfassung

Es wurden abschlagende Systeme mit einem mittels PIN-Dioden umgeschalteten Reflektanzargument geschildert. Die Anwendung einiger Dioden im System, das derart polarisiert wird, daß in jedem der Zustände höchstens eine der Dioden sich im leitenden Zustand befindet, ermöglicht die Gewinnung entsprechender Parameter des Systems mit einem breiten Frequenzband. Beschrieben wurden Projektierungsmethoden für abschlagende Mehrdiodensysteme mit drei bzw. vier Zuständen, auch Ergebnisse experimenteller Untersuchungen dieser Systeme in Bändern L und S sowie Anwendungsbeispiele bei umschaltbaren Mikrowellensystemen.

Т. МОРАВСКИ, И. ЗБОРОВСКА

МНОГОДИОДНЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ОТРАЖАЮЩИЕ СХЕМЫ ДЛЯ
ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ

Резюме

Описаны отражающие схемы с аргументом рефлектанции переключаемым при помощи диодов PIN. Применение в схеме нескольких диодов спользованных так, что в каждом из состояний максимум один из них находится в режиме пропускания, обеспечивает получение соответ-

ственных параметров системы с широким частотным диапазоном. Описаны методы проектирования многодиодных отражающих схем с тремя и четырьмя положениями, результаты экспериментальных исследований схем в полосах L и S и примеры их применения в микроволновых переключаемых системах.

Model transmisyjnego obwodu szynowego uwzględniający udział ziemi w przewodnictwie prądu sygnałowego i współpracę z obwodem kontroli zajętości

KATARZYNA BERGIEL

Zakład Trakcji Elektrycznej, Politechnika Łódzka

Otrzymano 1988.11.22

Autoryzowano do druku 1989.03.07

Problematyka artykułu związana jest z zagadnieniami automatyzacji prowadzenia pociągu z wykorzystaniem transmisji informacji za pomocą toków szynowych. Przedstawiono model obwodu szynowego jako obwodu o parametrach rozłożonych z udziałem ziemi w przewodnictwie prądu sygnałowego. Przy wyznaczaniu warunków brzegowych uwzględniono współpracę obwodu transmisyjnego z obwodem kontroli zajętości, rozpatrując przypadek klasycznego obwodu z dławikami torowymi oraz obwodu z separacją napięciową. Wyznaczono przykładowe charakterystyki podstawowych parametrów obwodu.

1. WPROWADZENIE

Coraz szerzej wprowadzane na linie kolejowe systemy automatycznego prowadzenia pociągu APP oparte są na ciągłym przekazywaniu informacji do poruszającego się pociągu za pośrednictwem obwodu transmisyjnego umieszczonego, wzdłuż toru i anteny odbiorczej — cewki sprzężonej z tym obwodem — umieszczonej na pojeździe. Obwodem transmisyjnym mogą być szyny kolejowe. Przy projektowaniu części transmisyjnej systemu APP konieczna jest znajomość parametrów obwodu szynowego, a przede wszystkim impedancji wejściowej i tłumienności, konieczne jest zatem opracowanie modelu matematycznego tego obwodu, gdyż nie wystarczy tu zastosowanie teorii symetrycznej linii dwuprzewodowej. Przy przepływie prądu szynami występuje ucieczka prądu do ziemi, prądy w obu szynach nie są jednakowe, obwód jest niesymetryczny i wymaga oddzielnego obliczania parametrów każdej szyny sprzężeń między nimi.

Literatura poświęcona teorii linii długich zawiera przede wszystkim teorię symetrycznej linii dwuprzewodowej [2], rozpatruje linie niejednorodne oraz wieloprzewodowe [3]. W literaturze specjalistycznej krajowej [6, 7] rozpatruje się obwód szynowy jako symetryczną linię długą. Fakt uwzględnienia w otoczeniu szyn ziemi spotkać można jedynie w specjalistycznej literaturze radzieckiej [1], ale rozważania dotyczą wyłącznie obwodu torowego, w którym odcinek szyn zasilą się napięciem o częstotliwości 50 Hz w celu kontroli zajęcia toru przez pociąg, a nie w celu przekazania informacji do pociągu.

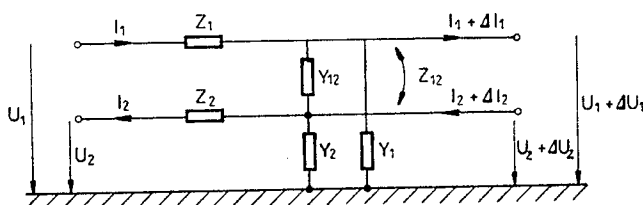
W artykule przedstawiony zostanie model transmisyjnego obwodu szynowego uwzględniający udział ziemi w przewodnictwie prądu sygnałowego oraz parametry aparatury nadawczo-odbiorczej obwodu stosowanego do kontroli obecności taboru. Model obwodu jak i uzyskane na jego podstawie zależności stanowią nie znany w literaturze opis matematyczny szynowego obwodu transmisyjnego.

2. MODEL TRANSMISYJNEGO OBWODU SZYNOWEGO

2.1. ROZKŁAD PRĄDÓW I NAPIĘĆ W OBWODZIE

Przyjęty do analizy schemat odcinka elementarnego Δx obwodu szynowego przedstawia rysunek 1. Rozpatrując stan ustalony w obwodzie, wartości skuteczne zespolone prądów i napięć opisuje układ czterech równań różniczkowych:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{dU_1}{dx} &= I_1 Z_1 - I_2 Z_{12} \\ -\frac{dU_2}{dx} &= I_1 Z_{12} - I_2 Z_2 \\ -\frac{dI_1}{dx} &= U_1(Y_1 + Y_{12}) - U_2 Y_{12} \\ -\frac{dI_2}{dx} &= U_1 Y_{12} - U_2(Y_2 + Y_{12}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



Rys. 1. Odcinek elementarny obwodu szynowego

Równanie charakteryzujące obwód będzie równaniem różniczkowym czwartego rzędu:

$$\frac{d^4 U_1}{dx^4} + (R - M) \frac{d^2 U_1}{dx^2} + (NP - RM) U_1 = 0 \quad (2)$$

gdzie:

$$M = Z_1(Y_1 + Y_{12}) - Z_{12} Y_{12}$$

$$N = Z_1 Y_{12} - Z_{12}(Y_2 + Y_{12})$$

$$P = Z_{12}(Y_1 + Y_{12}) - Z_2 Y_{12}$$

$$R = Z_{12} Y_{12} - Z_2(Y_2 + Y_{12}).$$

Rozkłady prądów i napięć wzdłuż obwodu wyrażają się następującymi zależnościami:

$$U_1 = A \operatorname{ch} \gamma_1 x + B \operatorname{sh} \gamma_1 x + C \operatorname{ch} \gamma_2 x + D \operatorname{sh} \gamma_2 x \quad (3)$$

$$U_2 = K_1(A \operatorname{ch} \gamma_1 x + B \operatorname{sh} \gamma_1 x) + K_2(C \operatorname{ch} \gamma_2 x + D \operatorname{sh} \gamma_2 x) \quad (4)$$

$$I_1 = K_5(A \operatorname{sh} \gamma_1 x + B \operatorname{ch} \gamma_1 x) + K(C \operatorname{sh} \gamma_2 x + D \operatorname{ch} \gamma_2 x) \quad (5)$$

$$I_2 = K_3(A \operatorname{sh} \gamma_1 x + B \operatorname{ch} \gamma_1 x) + K_4(C \operatorname{sh} \gamma_2 x + D \operatorname{ch} \gamma_2 x), \quad (6)$$

gdzie A, B, C, D są stałymi całkowania, które należy wyznaczyć z warunków brzegowych, a stałe przenoszenia γ_1 i γ_2 określone są wzorami:

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} \sqrt{M - R + \sqrt{(M + R)^2 - 4NP}} \quad (7)$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \sqrt{M - R - \sqrt{(M + R)^2 - 4NP}}. \quad (8)$$

Pomocnicze wielkości $K_1 \div K_6$ przyjęto w postaci:

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{M - \gamma_1^2}{N} & K_2 &= \frac{M - \gamma_2^2}{N} \\ K_3 &= \frac{\gamma_1(Z_{12} - Z_1 K_1)}{Z_{12}^2 - Z_1 Z_2} & K_4 &= \frac{\gamma_2(Z_{12} - Z_1 K_2)}{Z_{12}^2 - Z_1 Z_2} \\ K_5 &= \frac{Z_{12} K_3 - \gamma_1}{Z_1} & K_6 &= \frac{Z_{12} K_4 - \gamma_2}{Z_1}. \end{aligned}$$

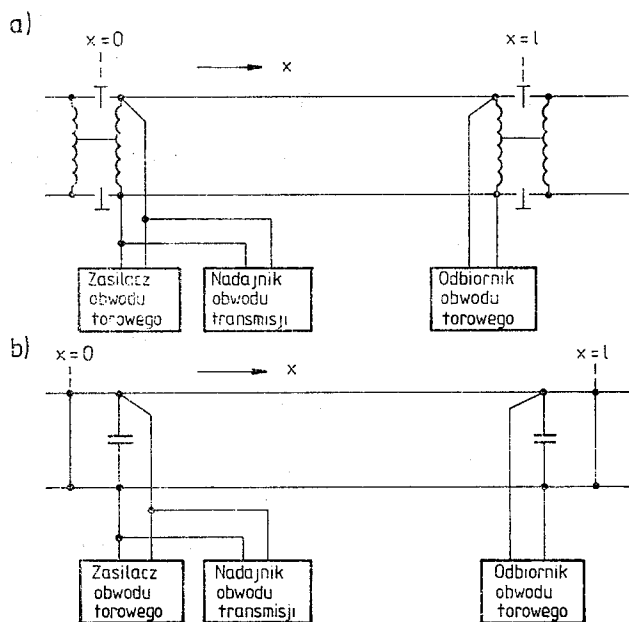
Wyrażenia (3)÷(6) określają prądy w obu szynach i napięcia między poszczególnymi szynami a ziemią w dowolnym punkcie obwodu dla przypadku ogólnego, kiedy szynami płyną różne prądy. Przyjmując dla obwodu symetrycznego bez uwzględnienia ziemi: $I_1 = I_2 = I$, $U_1 - U_2 = U$, $Y_1 = 0$, $Y_2 = 0$, $Y_{12} = Y$, $Z_1 = Z_2$ oraz $2(Z_1 - Z_{12}) = Z$, otrzymuje się z równań (3)÷(6) znane w literaturze równania telegrafistów, które można traktować jako przypadek szczególny podanych tu zależności.

2.2. WYZNACZENIE STAŁYCH CAŁKOWANIA Z WARUNKÓW BRZEGOWYCH OBWODU

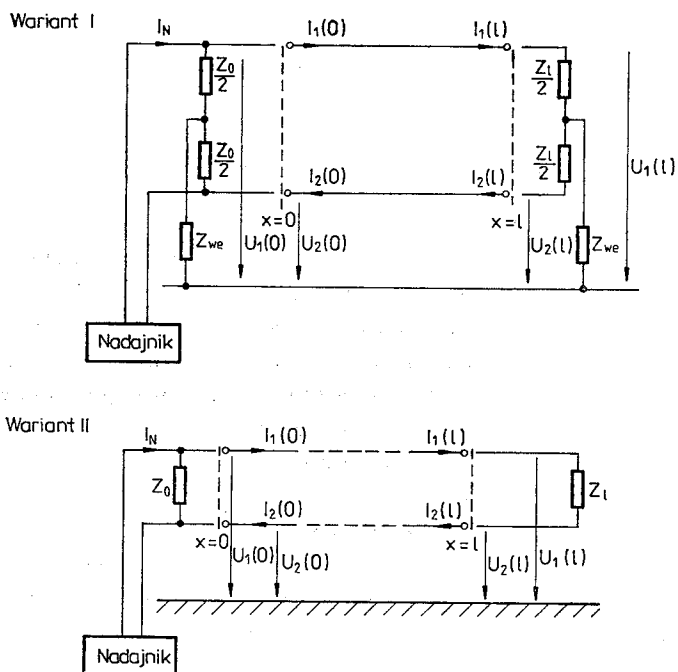
Przy wyznaczaniu warunków brzegowych należy uwzględnić fakt, że w warunkach rzeczywistych szynowy obwód transmisyjny jest „nałożony” na obwód kontroli zajęcia torów. Obwód ten może być klasycznym obwodem torowym zasilanym napięciem 50 Hz z dławikami torowymi (rys. 2a) lub obwodem separacji napięciowej z obwodami rezonansowymi dostrojonymi do częstotliwości napięcia zasilającego (rys. 2b). Do zacisków wejściowych obwodu transmisyjnego dołączone są odpowiednio impedancje Z_0 i Z_1 stanowiące impedancje zastępcze aparatury obwodu kontroli zajęcia toru „widziane” z tych zacisków. W przypadku obwodów torowych z dławikami torowymi należy uwzględnić fakt upływu prądu sygnałowego z rozpatrywanego obwodu transmisyjnego do sąsiedniego obwodu torowego przez połączenie środków dławików.

Dla wyznaczenia stałych całkowania A, B, C, D w wyrażeniach (3)÷(6) rozpatrzono dwa przypadki współpracy obwodu transmisyjnego i obwodu kontroli zajęcia torów, zestawione na rysunku 3, gdzie oznaczono: I_N — prąd nadajnika obwodu transmisyjnego, l — długość obwodu transmisyjnego.

Wariant I dotyczy przypadku współpracy obwodu transmisyjnego z obwodem kontroli



Rys. 2. Szynowy obwód transmisyjny współpracujący z obwodem kontroli zajęcia torów: a) z dławikami torowymi, b) z separacją napięciową



Rys. 3. Warianty współpracy obwodu szynowego z obwodem kontroli zajęcia torów

przy uwzględnieniu upływu prądu sygnałowego przez środek dławika torowego. Z_0 i Z_1 są impedancjami dławika, a Z_{we} stanowi impedancję wejściową sąsiedniego obwodu „widzianą” między środkiem dławika a ziemią.

Wariant II dotyczy przypadku obwodu kontroli zajęcia torów z separacją napięciową i Z_0 i Z_1 stanowią impedancje odpowiednich obwodów rezonansowych.

Słuszne są następujące zależności:

dla wariantu I:

$$\left. \begin{aligned} U_1(0) &= U_2(0) + \frac{Z_0}{2} [I_1(0) + I_2(0)] + Z_0 I_N \\ Z_{we}[I_2(0) + I_1(0)] &= U_2(0) + \frac{Z_0}{2} I_N - \frac{Z_0}{4} [I_1(0) + I_2(0)] \\ U_1(1) &= U_2(1) + \frac{Z_1}{2} [I_1(1) + I_2(1)] \\ Z_{we}[I_1(1) - I_2(1)] &= U_2(1) + \frac{Z_1}{4} [I_1(1) + I_2(1)] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

i dla wariantu II:

$$\left. \begin{aligned} I_1(0) + \frac{1}{Z_0} [U_1(0) - U_2(0)] &= I_N \\ I_1(0) &= I_2(0) \\ I_1(1) &= I_2(1) \\ U_1(1) - U_2(1) &= Z_1 I_1(1). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Podstawiając w powyższych układach równań za wartości brzegowe prądów i napięć odpowiednie wyrażenia (3)÷(6) uzyskuje się układy czterech równań z niewiadomymi A, B, C, D o następującej ogólnej postaci:

$$\left. \begin{aligned} P_1 A + P_2 B + P_3 C + P_4 D &= H_1 \\ P_5 A + P_6 B + P_7 C + P_8 D &= H_2 \\ P_9 A + P_{10} B + P_{11} C + P_{12} D &= H_3 \\ P_{13} A + P_{14} B + P_{15} C + P_{16} D &= H_4. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

W tablicy 1 zestawiono wyrażenia określające współczynniki $P_1 \div P_{16}$, a w tablicy 2 — współczynniki $H_1 \div H_4$. Powyższe wyrażenia dotyczą przypadku toru wolnego. Jeżeli obwód jest zwarty przez osł zestawu kołowego w dowolnym punkcie $x = z$ (tor zajęty przez pociąg), w punkcie tym będzie włączona między szynami impedancja osi Z_b .

W wariantie I przy torze zajętych wzory na współczynniki $P_1 \div P_8$ nie ulegną zmianie, a wzory dla $P_9 \div P_{16}$ określone są następującymi wyrażeniami:

$$\begin{aligned} P_9 &= (K_3 - K_5) \operatorname{sh} \gamma_1 z \\ P_{10} &= (K_3 - K_5) \operatorname{ch} \gamma_1 z \\ P_{11} &= (K_4 - K_6) \operatorname{sh} \gamma_2 z \\ P_{12} &= (K_4 - K_6) \operatorname{ch} \gamma_2 z \end{aligned}$$

Tablica 1

Zestawienie wyrażeń określających współczynniki $P_1 \div P_{16}$ układu równań (11)

	wariant I	wariant II
P_1	$1 - K_1$	0
P_2	$\frac{Z_0}{2} (K_3 + K_5)$	$K_3 - K_5$
P_3	$1 - K_2$	0
P_4	$\frac{Z_0}{2} (K_4 + K_6)$	$K_4 - K_6$
P_5	$-K_1$	$\frac{1}{Z_0} (1 - K_1)$
P_6	$Z_{we}(K_3 - K_5) + \frac{Z_0}{4} (K_3 + K_5)$	K_5
P_7	$-K_2$	$\frac{1}{Z_0} (1 - K_2)$
P_8	$Z_{we}(K_4 - K_6) + \frac{Z_0}{4} (K_4 + K_6)$	K_6
P_9	$(1 - K_1) \operatorname{ch} \gamma_1 l - \frac{Z_1}{2} (K_3 + K_5) \operatorname{sh} \gamma_1 l$	$(K_3 - K_5) \operatorname{sh} \gamma_1 l$
P_{10}	$(1 - K_1) \operatorname{sh} \gamma_1 l - \frac{Z_1}{2} (K_3 + K_5) \operatorname{ch} \gamma_1 l$	$(K_3 - K_5) \operatorname{ch} \gamma_1 l$
P_{11}	$(1 - K_2) \operatorname{ch} \gamma_2 l - \frac{Z_1}{2} (K_4 + K_6) \operatorname{sh} \gamma_2 l$	$(K_4 - K_6) \operatorname{sh} \gamma_2 l$
P_{12}	$(1 - K_2) \operatorname{sh} \gamma_2 l - \frac{Z_1}{2} (K_4 + K_6) \operatorname{ch} \gamma_2 l$	$(K_4 - K_6) \operatorname{ch} \gamma_2 l$
P_{13}	$\left[Z_{we}(-K_3 + K_5) - \frac{Z_1}{4} (K_3 + K_5) \right] \operatorname{sh} \gamma_1 l - K_1 \operatorname{ch} \gamma_1 l$	$(1 - K_1) \operatorname{ch} \gamma_1 l - K_5 Z_1 \operatorname{sh} \gamma_1 l$
P_{14}	$\left[Z_{we}(-K_3 + K_5) - \frac{Z_1}{4} (K_3 + K_5) \right] \operatorname{ch} \gamma_1 l - K_1 \operatorname{sh} \gamma_1 l$	$(1 - K_1) \operatorname{sh} \gamma_1 l - K_5 Z_1 \operatorname{ch} \gamma_1 l$
P_{15}	$\left[Z_{we}(-K_4 + K_6) - \frac{Z_1}{4} (K_4 + K_6) \right] \operatorname{sh} \gamma_2 l - K_2 \operatorname{ch} \gamma_2 l$	$(1 - K_2) \operatorname{ch} \gamma_2 l - K_6 Z_1 \operatorname{sh} \gamma_2 l$
P_{16}	$\left[Z_{we}(-K_4 + K_6) - \frac{Z_1}{4} (K_4 + K_6) \right] \operatorname{ch} \gamma_2 l + K_2 \operatorname{sh} \gamma_2 l$	$(1 - K_2) \operatorname{sh} \gamma_2 l - K_6 Z_1 \operatorname{ch} \gamma_2 l$

$$P_{13} = (1 - K_1) \operatorname{ch} \gamma_1 z$$

$$P_{14} = (1 - K_1) \operatorname{sh} \gamma_1 z$$

$$P_{15} = (1 - K_2) \operatorname{ch} \gamma_2 z$$

$$P_{16} = (1 - K_2) \operatorname{sh} \gamma_2 z$$

Wyrażenia te uzyskano przyjmując dla uproszczenia impedancję osi równą zeru.

W wariantcie I wprowadzono impedancję wejściową Z_{we} obwodu sąsiedniego będącą stosunkiem napięcia panującego między środkiem dławika a ziemią do prądu, który sta-

T a b l i c a 2
Zestawienie wartości współczynników $H_1 - H_4$
układu równań

wariant I		wariant II
H_1	0	$Z_0 I_N$
H_2	I_N	$\frac{Z_0}{2} I_N$
H_3	0	0
H_4	0	0

nowi część prądu sygnałowego wpływającego do sąsiedniego obwodu przez połączone środki dławików. Układając odpowiednie równania uzyskano wyrażenie:

$$Z_{we} = \frac{W_1(1+K_2) - W_2(1+K_1)}{2W_1(K_4-K_6) - 2W_2(K_3-K_5)}, \quad (12)$$

gdzie:

$$W_1 = 1 - K_1 - \frac{Z_{dl}}{2} (K_3 + K_5)$$

$$W_2 = 1 - K_2 - \frac{Z_{dl}}{2} (K_4 + K_7).$$

Z_{dl} jest impedancją dławika torowego sąsiedniego obwodu. Wzór (12) wyprowadzono pomijając dla uproszczenia rezystancję dławika (jego impedancja wynosi zatem $Z_{dl} = jX_{dl}$) oraz zakładając, że sąsiedni obwód stanowi linię nieskończenie długą (ślusne są wtedy równania $I_1(l) = 0$ oraz $I_2(l) = 0$ dla $l \rightarrow \infty$).

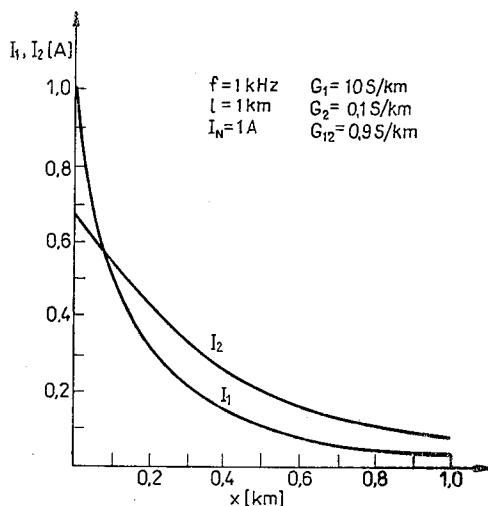
Dla wariantu II, przy torze zwartym przez pociąg (pierwsza oś znajduje się w punkcie $x = z$), należy we wzorach określających współczynniki P podstawić wartość z zamiast l i wartość impedancji osi Z_b zamiast impedancji Z_l .

3. OBLICZENIA OBWODU

Wzory (3)÷(6) wraz z warunkami brzegowymi stanowią podstawę programu pozwalającego obliczać na mikrokomputerze prądy i napięcia w obwodzie szynowym dla podanych przypadków pracy obwodu, przy założeniu częstotliwości i wartości skutecznej prądu nadajnika, długości obwodu oraz konduktancji G_1, G_2, G_{12} .

Na rys. 4 przedstawiono przykładowy rozkład prądów I_1 oraz I_2 w obu szynach dla założonych parametrów obwodu dla toru wolnego z dławikami torowymi.

Jako podstawowe parametry charakteryzujące obwód transmisyjny należy uznać tłumienność i impedancję wejściową. Obie te wielkości wyznaczono w funkcji częstotliwości, dla założonej długości l obwodu oraz konduktancji G_1, G_2, G_{12} . Problem stanowi duży zakres zmienności konduktancji ze względu na zależność jej wartości od rodzaju i stanu podkładów i podsypki oraz warunków atmosferycznych. Literatura specjalistyczna polska



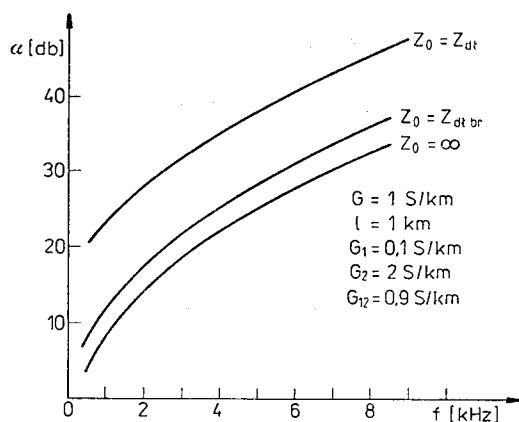
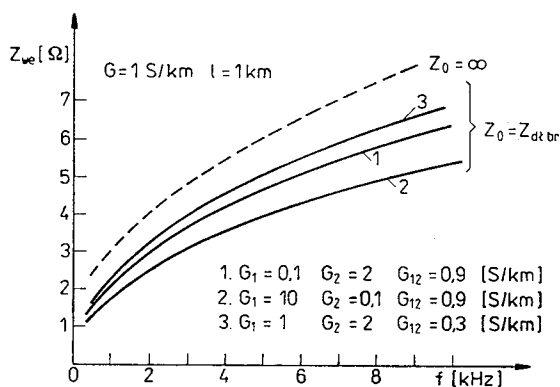
Rys. 4. Rozkłady prądów w szynach dla toru wolnego

[4, 6, 7, 9] podaje, że dla podkładów drewnianych i podsypki z tłucznia wartość konduktancji między szynami waha się od 0,01 S/km do 1 S/km. Jest to wartość wypadkowa trzech odpowiednio połączonych konduktancji G_1 , G_2 i G_{12} . Jeżeli szyny są symetryczne, $G_1 = G_2$. Warunek ten nie jest spełniony przy występowaniu dodatkowych podłączeń do szyn np. uszynień słupów trakcyjnych. Literatura radziecka [1] określa, uzyskany drogą pomiarową, stosunek G_{12} do G_1 dla szyn symetrycznych. Wynosi on dla podkładów drewnianych 1,8, a dla żelbetonowych — 9,1. Ze względu na trudności ze ścisłym określeniem G_1 , G_2 i G_{12} wartości te będą traktowane jako zmienne parametry, przy zachowaniu stałej wypadkowej konduktancji między szynami $G = 1$ S/km przyjętej jako najgorszy przypadek z punktu widzenia warunków transmisji.

Jeżeli konduktancje między szyną a ziemią nie są sobie równe, a taki przypadek ma w praktyce najczęściej miejsce, prądy płynące szynami są różne i o tłumienności decyduwać będzie tłumienie sumy prądów $I_1 + I_2$ w obu szynach. Wynika to z faktu stosowania anteny odbiorczej w pojeździe złożonej z dwóch cewek, z których każda umieszczona jest nad szyną, połączonych różnicowo.

Na rys. 5 przedstawiono charakterystyki tłumienności obwodu szynowego w funkcji częstotliwości dla przypadku braku dławika torowego na początku obwodu ($Z_0 = \infty$), impedancji dławika dostrojonego do rezonansu przy 50 Hz ($Z_0 = Z_{dl}$) i impedancji dławika bez obwodu rezonansowego ($Z_0 = Z_{dlbr}$). Wszystkie te przypadki dotyczą obwodu zwartego na końcu przez oś pojazdu ($Z_1 = 0$). Obliczenia tłumienności dla różnych kombinacji wartości G_1 , G_2 i G_{12} , przy zachowaniu stałej wypadkowej konduktancji $G = 1$ S/km wykazują nieznaczny wpływ konkretnych wartości G_1 , G_2 , G_{12} na tłumienność obwodu, nawet przy bardzo zróżnicowanych wartościach konduktancji między pojedynczą szyną a ziemią.

Inaczej jest w przypadku impedancji wejściowej obwodu (rys. 6). Wartość jej praktycznej nie zależy od długości obwodu (dla badanego zakresu 0,5 ÷ 1 km) oraz od tego czy

Rys. 5. Charakterystyki $\alpha(f)$ przy $Z_0 = \text{var}$ i $Z_1 = 0$ Rys. 6. Charakterystyki $Z_{we}(f)$ przy $Z_0 = \text{var}$ i $Z_1 = 0$

obwód jest wolny, czy zajęty na końcu. Zależy natomiast w zauważalny sposób od wartości konduktancji wypadkowej między szynami.

Podstawowym problemem, jaki należy rozwiązać przy projektowaniu systemu transmisyjnego dla APP jest wybór częstotliwości sygnału. Niezbędne są w tym celu obliczenia oparte o dwa kryteria:

- maksymalnego poziomu sygnału w antenie przy założonej stałej wartości prądu nadajnika oraz
- minimalnej mocy nadajnika przy założonym stałym poziomie sygnału w antenie.

Określenia optymalnej częstotliwości jak i szeregu szczegółowych parametrów transmisyjnych można dokonać na podstawie wyników obliczeń przeprowadzonych w oparciu o przedstawiony model obwodu.

UWAGI KOŃCOWE

Przedstawiony w artykule model transmisyjnego obwodu szynowego, przez fakt uwzględnienia udziału ziemi w przewodnictwie prądu sygnałowego oraz rodzaju i parametrów obwodu kontroli zajęcia torów, stanowi pełny i uniwersalny opis matematyczny

tego rodzaju obwodu. Obliczenia prowadzone z wykorzystaniem programu komputerowego mają duże znaczenie praktyczne, gdyż pozwalają określić niezbędne parametry transmisyjne dla projektowanego dla określonej linii kolejowej systemu APP.

Przyjęty model obwodu szynowego po odpowiedniej zmianie warunków brzegowych może służyć do wyznaczenia rozkładów harmoniczných prądu trakcyjnego, które stanowią sygnał zakłócający przy transmisji z toru do pojazdu.

BIBLIOGRAFIA

1. A. M. Brylejew, J. A. Krawcow, A. W. Sziszljakow: *Teoria, ustrojstwo i rabota relsowych cepiej*. Moskwa, Transport 1978
2. T. Cholewicki: *Elektrotechnika teoretyczna, tom II*. Warszawa: WNT, 1971
3. T. Cholewicki: *Elektryczne linie długie i układy drabinkowe niejednorodne*. Warszawa: PWN, 1974
4. M. Dąbrowa-Bajon, H. Karbowski: *Parametry elektryczne izolowanego odcinka torowego zasilanego prądami o częstotliwości w zakresie 50—2000 Hz*. Prace Instytutu Transportu P.W. Nr 3, 1973
5. M. J. Kaller, J. W. Sobolew, A. G. Bogdanow: *Teoria liniowych elektrycznych cepiej żelaznodorocznej awtomatiki, telemechaniki i swjazi*. Moskwa: Transport, 1987
6. H. Karbowski: *Optimalizacja parametrów przekazywania informacji w relacji tor — lokomotywa*. Elektryka Nr 42, P.L. 1973
7. H. Karbowski: *Sterowanie i automatyka kolejowa*. Skrypt P.L. 1981
8. M. Krakowski: *Elektrotechnika teoretyczna, tom II*. PWN, Warszawa—Poznań, 1979
9. T. Mickiewicz: *Automatyczne urządzenia zabezpieczenia ruchu na liniach kolejowych*. Warszawa: WKŁ, 1966
10. W. Nowicki: *Podstawy teletransmisji*. Warszawa: WKŁ, 1971

K. BERGIEL

MODEL OF RAIL TRANSMISSION SYSTEM INVOLVING THE EARTH IN SIGNAL CURRENT FLOW AND ITS CO-OPERATION WITH TRACK OCCUPANCY CONTROL CIRCUIT

Summary

The paper deals with problems bound with the automatic driving of a vehicle, using data transmitted by means of rail systems. The model of the rail system, treated as a distributed parameter system with earth as a signal current conducting path, is represented. The boundary conditions are determined with account taken of the co-operation of the transmission circuit with the track occupancy control circuit and taking into consideration a classical circuit provided with rail selfs and a voltage separation circuit. Typical characteristics of the main circuit parameters are determined.

K. BERGIEL

AUTOMATISATION DE LA CONDUITE D'UN VÉHICULE

Résumé

Les problèmes traités dans l'article sont liés à l'automatisation de la conduite d'un véhicule en se servant de transmission des informations à l'aide de files de rails. On a présenté le modèle du circuit de rails comme circuit aux paramètres répartis, dont la conductivité du courant de signal est assurée par la mise

à terre. En déterminant les conditions aux limites on a pris en considération le collaboration du circuit de transmission avec le circuit de contrôle d'occupation de voie, étudiant le cas classique du circuit à connexions inductives et celui du circuit à séparation de tension. On a déterminé les principales caractéristiques des paramètres du circuit.

K. BERGIEL

MODELL FÜR EINEN SCHIENENKREIS UNTER BERÜCKSICHTIGUNG DER ERDBODENBETEILIGUNG AN DER SIGNALSTROMLEITFÄHIGKEIT

Zusammenfassung

Die Problematik des Artikels ist mit dem Problem der Automatisierung bei der Benutzung eines Fahrzeuges unter Nutzung der Informationstransmission mit Hilfe der Schienenstränge verbunden. Ein Modell eines Schienenkreises wurde dargestellt als ein Modell mit verteilten Parametern unter Teilnahme der Bodenerde bei der Signalstromleitung. Bei der Bestimmung der Grenzbedingungen wurde die Zusammenarbeit des Transmissionskreises mit dem Kreis der Besatzungskontrolle berücksichtigt, indem der klassische Fall eines Kreises mit Gleisdrosseln und eines Kreises mit Spannungsstaffelung erwogen wurden. Als Beispiele wurden Charakteristiken von Grundparametern eines Kreises bestimmt.

К. БЕРГЕЛЬ

МОДЕЛЬ КОНТУРА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ПОЛОТНА С УЧЕТОМ УЧАСТИЯ ЗЕМЛИ В ПРОВОДИМОСТИ ДЛЯ СИГНАЛЬНОГО ТОКА

Резюме

Рассматриваются проблемы автоматизации вождения транспортных средств с использованием передачи информации посредством рельсовых токов. Представлена модель шинного контура, как контура с рассредоточенными параметрами и участием земли в проводимости для сигнального тока. При определении краевых условий учтено взаимодействие трансмиссионного контура с контуром контроля занятости, рассматривая классический случай контура с путевыми дросселями и контура с сепарацией напряжения. Определены примерные характеристики основных параметров контура.

Układ do pomiaru pojemności kondensatorów z wykorzystaniem metody przetwarzania na czas

WACŁAW WITEK

Instytut Podstaw Elektrotechniki, Politechnika Łódzka

Otrzymano 1988.07.07

Autoryzowano do druku 1989.03.07

W pracy przedstawiono zasadę działania, budowę i analizę pracy układu do pomiaru pojemności kondensatorów z zastosowaniem metody przetwarzania na czas. Zakres pojemności mierzonych wynosi $100 \text{ pF} — 1 \text{ }\mu\text{F}$. W układzie zastosowano dwukomparatorowy przetwornik C/t . Dokonano oceny właściwości metrologicznych układu oraz przedstawiono otrzymane wyniki. W układzie zastosowano automatyczną kompensację wpływu pojemności montażowych. Określono błąd podstawowy układu pomiarowego oraz błąd dodatkowy wynikający z wpływu rezystancji upływu badanego kondensatora. Podano zasady doboru elementów układu. Dokładność pomiaru pojemności wynosi $0,5\%—0,1\%$.

1. WSTĘP

W rozwoju aparatury kontrolno-pomiarowej elementów RLCZ obwodów elektrycznych występuje kilka głównych kierunków. Są to układy zerowe równoważone metodami analogowymi i dyskretnymi [1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 17, 20, 22, 23], układy przetwarzania bezpośredniego z przetwornikami wejściowymi analogowymi i cyfrowymi [2, 3, 7, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 18, 20, 21, 24, 25, 26, 27, 28, 29]. Wśród nich główny kierunek rozwoju aparatury pomiarowej stanowią układy rozdzielnego pomiaru składowych wielkości zespolonych [1, 3, 5, 7, 8, 9, 11, 12, 14, 15, 16, 20, 21, 24, 27, 29].

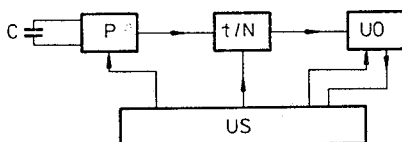
Nieliczni autorzy zajmują się opracowywaniem układów do pomiaru składowych impedancji z zastosowaniem metod przetwarzania ich na przedział czasu, częstotliwość bądź równoważny jej okres drgań np. [3, 9, 10, 18, 19, 20, 25, 26, 28]. Dlatego podjęto pracę mającą na celu zbudowanie cyfrowego układu do pomiaru pojemności kondensatorów z przetwarzaniem C/t .

Jako przetworniki wejściowe układów pomiarowych z przetwarzaniem C/t , C/f stosowane są wszelkiego rodzaju przerzutniki, generatory drgań sinusoidalnych i piłokształtnych itp. W układach tych najczęściej wykorzystuje się stany nieustalone mające miejsce w obwodach RC przy ładowaniu bądź rozładowywaniu badanego kondensatora. Mierząc długość przedziału czasowego, którego długość jest wyznaczana przez układ sterujący, można wyznaczyć wartość szukanej pojemności. Drugim członem, po przetworniku wejściowym, jest przetwornik czasu w liczbę impulsów oraz układ odczytowy.

2. REALIZACJA UKŁADU

Ogólny schemat blokowy układu do pomiaru pojemności z zastosowaniem metody przetwarzania pojemności w przedział czasu, przedstawiono na rys. 1.

Przetwornik wejściowy P stanowi układ ładowania i rozładowania badanego kondensatora. Jego pracą kieruje układ sterowania US , który powoduje ładowanie i rozładowanie

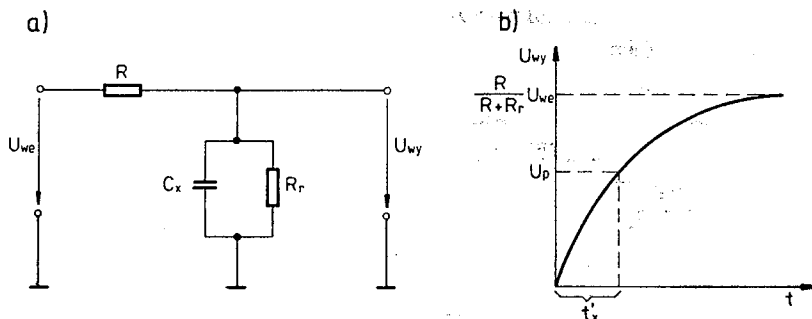


Rys. 1. Ogólny schemat blokowy układu do pomiaru pojemności z zastosowaniem metody przetwarzania C/t ; P — przetwornik wejściowy C/t , C/f , t/N — przetwornik czasu w liczbę impulsów, UO — układ odczytowy, US — układ sterowania

kondensatora. Na wyjściu przetwornika P pojawia się ciąg impulsów o czasie trwania t_x proporcjonalnym do badanej pojemności. Układ t/N stanowi przetwornik czasu w liczbę impulsów. Zawiera on układ bramkujący, generator impulsów wzorcowych oraz zespół liczników. Układ odczytowy UO przetwarza liczbę impulsów N w liczbę wyznaczającą wynik pomiaru. Zawiera on układ pamięci, układ dekodowania i wyświetlania, układ przekroczenia zakresu.

2.1. PRZYKŁADY PRZETWORNIKÓW C/t i C/f

Schemat ideowy przetwornika pojemności C/t kondensatora o równoległym schemacie zastępczym (C_x , R_r) przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Przetwornik C/t ; a) schemat ideowy; b) zależność $u_{wy} = f(t)$

Przy założeniu, że $U_c(0) = 0$ otrzymuje się:

$$U_{wy}(s) = \frac{U_{we}}{s} \cdot \frac{\frac{R_r}{\left(R_r + \frac{1}{sC_x}\right)sC_x}}{R + \frac{R_r}{\left(R_r + \frac{1}{sC_x}\right)sC_x}} = \frac{U_{we}}{s} \cdot \frac{R_r}{\left[R\left(R_r + \frac{1}{sC_x}\right) + \frac{R_r}{sC_x}\right]sC_x}$$

stąd:

$$U_{wy}(s) = U_{we} \frac{1}{sRC_x \left(s + \frac{R+R_r}{RR_r C_x} \right)}. \quad (1)$$

Stosując odwrotne przekształcenie Laplace'a otrzymuje się następującą zależność:

$$U_{wy}(t) = U_{we} \frac{R}{R+R_r} \left(1 - e^{-\frac{R+R_r}{RR_r C_x} t} \right). \quad (2)$$

Dla $U_p = \left(1 - \frac{1}{e} \right) U_{we}$ otrzymuje się czas t'_x wyrażony zależnością:

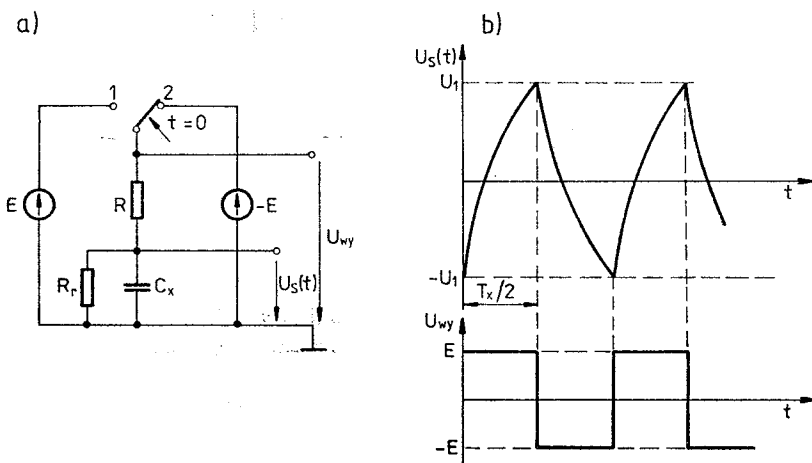
$$t'_x = \frac{RC_x}{\frac{R}{R_r} + 1} \ln \frac{1}{1 - \left(1 - \frac{1}{e} \right) \left(\frac{R}{R_r} + 1 \right)} \quad (3)$$

Dla $R \ll R_r$ czas t'_x równa się

$$t_x = RC_x. \quad (4)$$

Zależność ta obowiązuje dla warunków idealnych, tzn. dla kondensatora, w którym $R_r \rightarrow \infty$.

Inny przykład przetwornika pojemności C/f kondensatora, przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Przetwornik C/T ; a) schemat ideowy, b) przebiegi czasowe

Przy założeniu, że $U_c(0) = -U_1$ napięcie sterujące u_s zmienia się według zależności:

$$u(s) = \left(E \frac{R_r}{R+R_r} + U_1 \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\frac{RR_r C_x}{R+R_r}}} \right) - U_1. \quad (5)$$

Dla $t = 0,5 T'_x$ otrzymuje się:

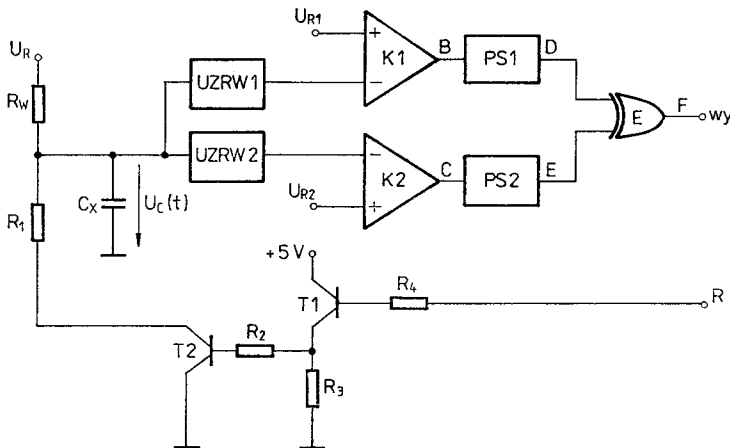
$$T'_x = 2C_x \frac{R}{R+R_r} \ln \frac{E+U_1 \left(1 + \frac{R}{R_r} \right)}{E-U_1 \left(1 + \frac{R}{R_r} \right)}. \quad (6)$$

Z zależności tej wynika, że przy spełnieniu warunku $R_r \gg R$ okres drgań T_x' wyraża się zależnością:

$$T_x = 2RC_x \ln \frac{E + U_1}{E - U_1}. \quad (7)$$

2.2. UKŁAD PRAKTYCZNY PRZETWORNIKA

W wykonanym przetworniku zastosowano dwukomparatorowy przetwornik wejściowy pojemności C_x kondensatorów. Przetwornik ten zamienia mierzoną pojemność na odpowiadający jej czas t_x , który wyznaczany jest przez przejście napięcia na kondensatorze od dolnego progu komparacji do górnego podczas procesu ładowania kondensatora. Progi komparacji U_{R1} i U_{R2} wyznaczane są przez napięcia odniesienia doprowadzone do wejść komparatorów K_1 i K_2 . Schemat blokowy układu przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Schemat przetwornika C/t ; UZRW 1,2 — układy o dużej rezystancji wejściowej, K 1,2 — komparatory, PS 1,2 — przerzutniki, E — różnica symetryczna

Dolny próg komparacji U_{R1} zostaje przekroczony po czasie

$$t_1 = RC_x \ln \frac{U_R}{U_R - U_{R1}}$$

natomiast górny po czasie

$$t_2 = RC_x \ln \frac{U_R}{U_R - U_{R2}}$$

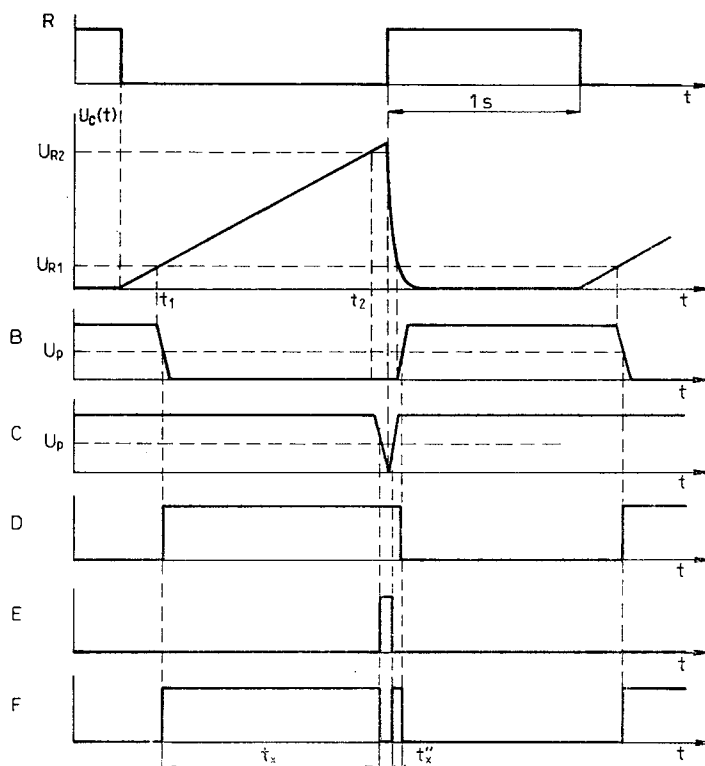
Czas przetwarzania wynosi:

$$t_x = RC_x \ln \frac{U_R - U_{R1}}{U_R - U_{R2}}. \quad (8)$$

Zależność ta została napisana dla przypadku układu o parametrach idealnych, tzn. rezystancja $R_r \rightarrow \infty$, rezystancja wewnętrzna źródła napięcia zasilania jest równa zero, rezystancja wejściowa komparatora dąży do nieskończoności.

Tranzystory T1 i T2 sterowane impulsem rozładowania R , stanowią klucz rozładowujący kondensator badany po każdym cyklu pomiarowym. Przebiegi czasowe w poszczególnych punktach układu przedstawione zostały na rys. 5.

W celu odseparowania obwodu ładowania kondensatora od dalszej części układu zastosowano człony o dużej rezystancji wejściowej UZRW1 i UZRW2. Następujące po nich komparatory dyskryminują napięcie występujące na kondensatorze na poziomie

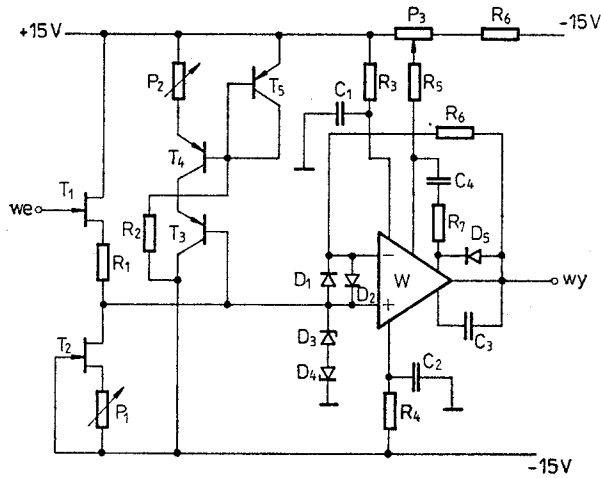


Rys. 5. Przebiegi czasowe w układzie z rys. 4

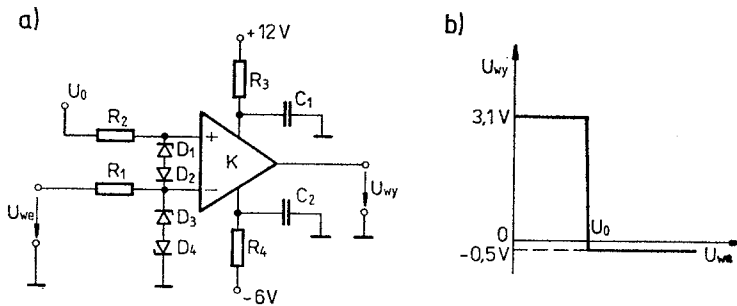
napięć odniesienia oraz dostosowują poziom napięcia wyjściowego do poziomów logicznych układów TTL. Zastosowane przetworniki Schmitta PS1 i PS2 poprawiają stromość narastania i opadania impulsów wyjściowych komparatorów oraz zwiększają odporność układu na zakłócenia. Elementem wyjściowym układu jest bramka Exclusive-Or, której zadaniem jest wyznaczenie czasu t_x oraz t'_x . Czas t'_x wynika z rozładowania kondensatora i zmiany napięcia na nim występującego między progami komparacji.

Zadaniem stopni o dużej rezystancji wejściowej UZRW1 i UZRW2 jest zmniejszenie błędu przetwarzania wynikającego z wpływu rezystancji wejściowej układu pomiarowego na obwód wejściowy z badanym kondensatorem. Schemat ideowy układu o dużej rezystancji wejściowej przedstawiono na rys. 6.

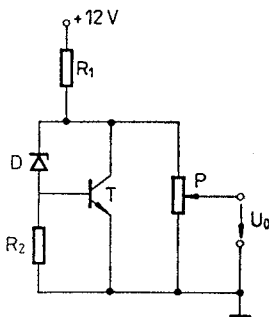
Jest to układ wtórnika źródłowego, w którym zastosowano dodatkowe źródło prądowe z tranzystorem T2. Rezystancja wejściowa tego układu jest rzędu $10^{11} \Omega$. Tranzystory T3, T4, T5 i elementy R_6 , P_3 stanowią układ do kompensacji prądu niezerównoważenia.



Rys. 6. Schemat ideowy układu o dużej rezystancji wejściowej



Rys. 7. Dyskryminator progowy; a) schemat ideowy, b) charakterystyka przejściowa

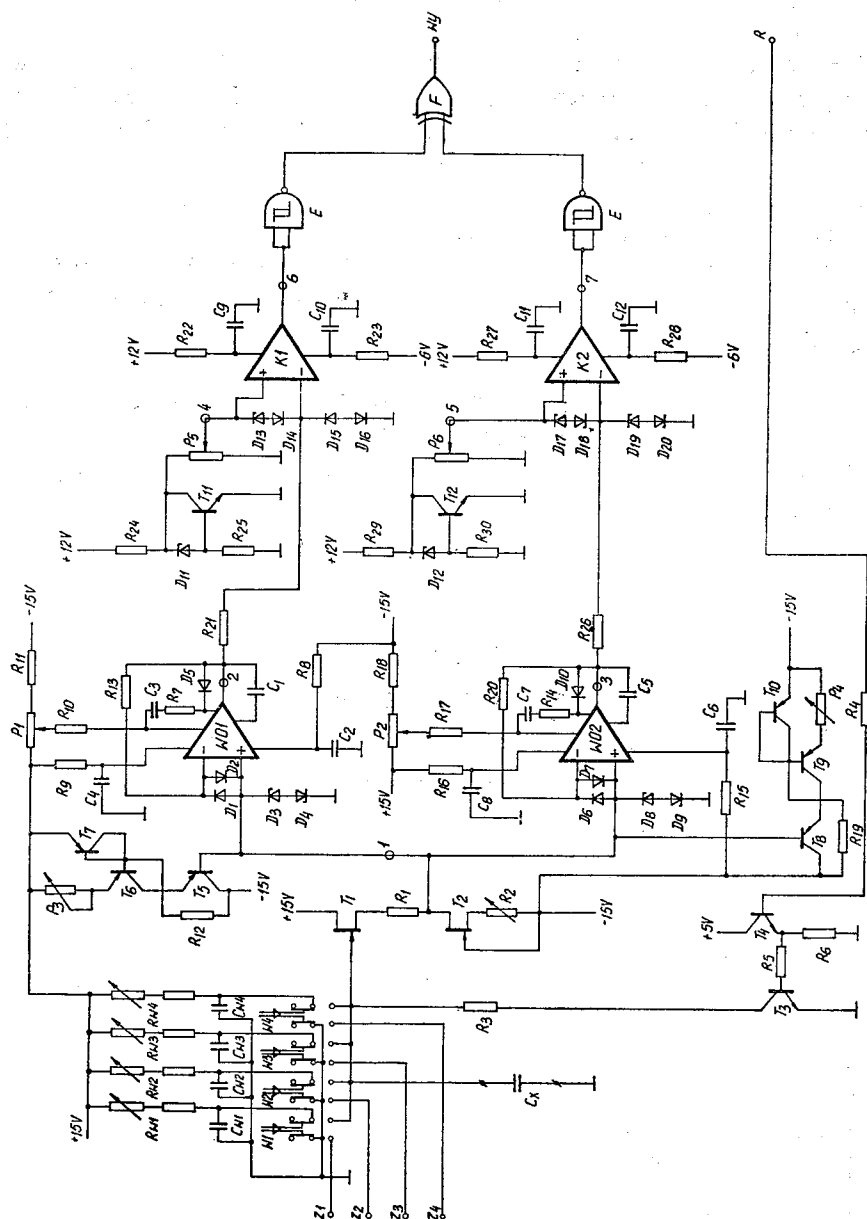


Rys. 8. Skompensowane termicznie źródło napięcia odniesienia o zmniejszonej rezystancji wejściowej

Układ dyskryminatora napięcia z zastosowaniem komparatora przedstawiono na rys. 7. Wartość napięcia odniesienia wyznacza się z zależności na współczynnik przetwarzania:

$$K = \ln \frac{U_R - U_{01}}{U_R - U_{02}}$$

Dla $K = 0,1$: $U_{01} = 0,970 \text{ V}$, $U_{02} = 2,305 \text{ V}$.



Rys. 9. Schemat ideowy układu przetwornika C/t

W wykonanym przetworniku zastosowano więc dwa źródła napięć odniesienia. Układ takiego źródła przedstawiono na rys. 8.

Stałość napięcia wyjściowego układu przy zmianach temperatury jest uzyskiwana na drodze kompensacji dodatniego współczynnika termicznego diody Zenera i ujemnego współczynnika termicznego U_{BE} tranzystora T. Schemat ideowy wykonanego układu przetwornika pojemności C/t przedstawiono na rys. 9.

Zakres pomiarowy podzielono na cztery podzakresy: 100 pF — 1 nF, 1 nF — 10 nF, 10 nF — 100 nF, 100 nF — 1 μ F. Rezystancje $R_{w1} - R_{w4}$ zostały dobrane tak, aby przedział czasowy na wyjściu przetwornika C/t będący jedną dziesiątą stałej czasowej ładowania kondensatora wynosił 0,1 ms dla dolnej wartości podzakresu oraz 1 ms dla górnej wartości podzakresu. Czasy te wynikają z częstotliwości generatora impulsów wzorcowych oraz z założonego dopuszczalnego błędu dyskretyzacji.

Przy zastosowaniu generatora o częstotliwości 10 MHz uzyskuje się w tym przypadku błąd dyskretyzacji równy 0,1%. Dla częstotliwości 100 MHz błąd ten wyniesie 0,01%. Dla dolnej wartości pojemności danego zakresu pomiarowego wartość rezystancji R_w wyznacza się z zależności:

$$R_w = \frac{t_{x\min}}{C_{x\min}}.$$

Przetwornik t_x/N . Charakterystyka przetwarzania układu

Charakterystyka przetwarzania wykonanego układu jest liniowa, jednakowa dla każdego podzakresu pomiarowego. Określa ją następująca zależność:

$$t_x = (C_x + C_0)R_w K + t_{op} \quad (9)$$

gdzie:

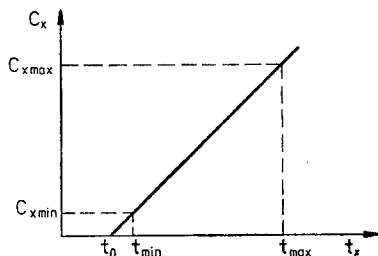
$K = 0,1$ — współczynnik przetwarzania,

R_w — rezystancja ładowania kondensatora na danym zakresie pomiarowym,

t_{op} — opóźnienie czasowe wprowadzane przez komparatory i bramki zastosowane w układzie,

C_0 — pojemność dodatkowa obejmująca pojemności montażowe układu.

Charakterystykę przetwarzania układu przedstawiono na rys. 10.



Rys. 10. Charakterystyka przetwarzania układu C/t

Zadaniem układu przetwarzania t_x/N i układu wypracowania wyniku pomiaru jest wyznaczenie z założoną dokładnością wartości badanej pojemności, uwzględnienie zakresu pomiarowego oraz wysłanie impulsu rozładowania kondensatora.

Jak wynika z zależności (9) liczba zliczonych przez układ impulsów nie będzie odpowiadała mierzonej wartości pojemności. Liczba impulsów odpowiadająca czasowi t_x jest zwiększona o liczbę impulsów N_0 , która odpowiada czasowi t_0 . Czas ten wyraża się zależnością:

$$t_0 = 0,1 C_0 R_w + t_{op} \quad (10)$$

W czasie tym będzie zliczona liczba impulsów N_0 . Zależność (9) można napisać w następującej postaci:

$$N_x T_w = N_c T_w + N_0 T_w, \quad (11)$$

gdzie:

N_c — liczba impulsów odpowiadająca czasowi $t_c = N_c T_w$,

T_w — okres impulsów wzorcowych.

Liczba impulsów odpowiadająca pojemności mierzonej wynosi:

$$N_c = N_x - N_0,$$

gdzie:

N_x — liczba impulsów zliczona w czasie t_x .

Z zależności tych wynika, że pojemność mierzona wyraża się zależnością następującą:

$$C_x = N_c \cdot A, \quad (12)$$

gdzie:

$$A = 10 \frac{T_w}{R_w}.$$

Z rozważań tych wynika, że chcąc otrzymać liczbę impulsów N_c proporcjonalną do mierzonej pojemności, należy od liczby impulsów N_x odjąć liczbę N_0 . Odejmowanie to można zrealizować przez wstępne wpisanie do licznika informacji równoległej odpowiadającej liczbie

$$N_{max} - N_0,$$

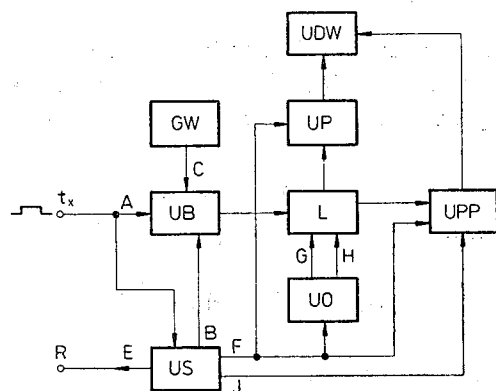
gdzie:

N_{max} — maksymalna liczba impulsów licznika na danym zakresie pomiarowym.

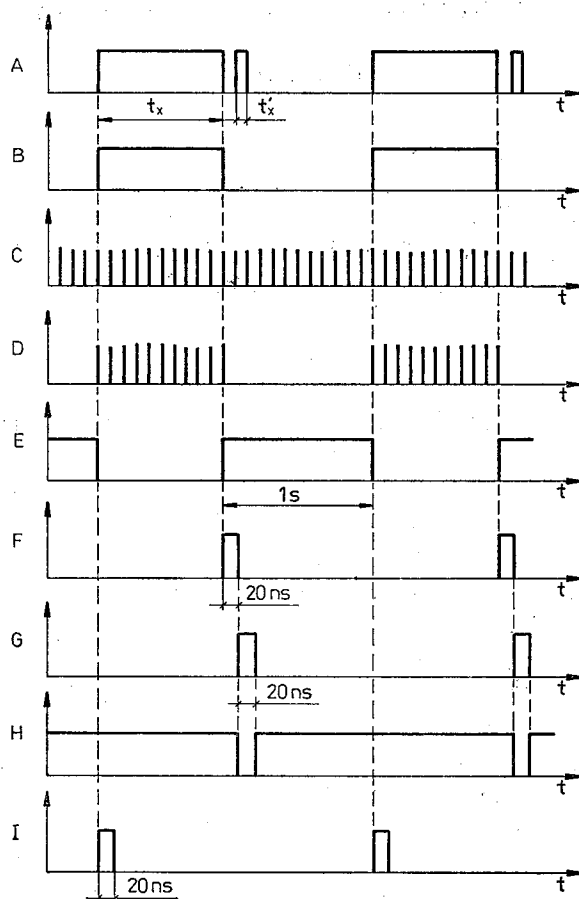
W celu zastosowania minimalnej liczby elementów oraz połączeń w układzie zastosowano sposób, który polega na wpisaniu jednakowej liczby impulsów N_0 na wszystkich podzakresach pomiarowych. Mianowicie, do wejścia miernika na każdym zakresie dołączono dodatkowe kondensatory $C_{w1} - C_{w4}$.

Schemat blokowy układu przetwornika t_x/N i układu wypracowania wyniku pomiaru przedstawiono na rys. 11. Przebiegi czasowe w poszczególnych punktach układu przedstawiono na rys. 12.

Działanie układu jest następujące: Zbocze impulsu (opadające) o czasie trwania t_x powoduje również wygenerowanie impulsu strobowego na wyjściu P układu sterującego US. Impuls ten powoduje przepisanie informacji licznika L do układu pamięci UP i powoduje działanie układu przekroczenia zakresu (w przypadku przekroczenia maksymalnej liczby impulsów na danym podzakresie pomiarowym). Zbocze opadające impulsu strobowego wyzwała układ opóźniający UO , którego impulsy wyjściowe wpisują do licznika liczbę impulsów odpowiadających $N_{max} - N_0$, impuls zeruje dekady licznika, a impuls H wpisuje do dekady licznika stan 0001 i cykl pomiaru powtarza się. W czasie trwania



Rys. 11. Schemat blokowy układu przetwarzania t/N i układu wypracowania wyniku pomiaru; GW — generator impulsów wzorcowych, UB — układ bramkujący, US — układ sterujący, UO — układ opóźniający, L — licznik, UP — układ pamięci, UDW — układ dekodowania i wyświetlania, UPP — układ przekroczenia zakresu



Rys. 12. Przebiegi czasowe w układzie z rys. 12

impulsu rozładowania E, na wyjściu B układu sterującego US pojawia się napięcie $U(0)$, dzięki czemu impuls wejściowy t'_x nie powoduje otwarcia układu bramkującego UB. W przypadku przekroczenia zakresu pomiarowego, układ UPP wytwarza impuls sygnalizujący. Na początku każdego cyklu pomiarowego, w układzie sterującym US zostaje wytworzony impuls I zerujący układ sygnalizacji przekroczenia zakresu. Generator sygnałów wzorcowych wytwarza impulsy o częstotliwości 10 MHz. Częstotliwość przebiegów wzorcowych jest stabilizowana za pomocą rezonatora kwarcowego.

3. ANALIZA NIEDOKŁADNOŚCI WYKONANEGO UKŁADU

3.1. GŁÓWNE SKŁADNIKI BŁĘDU UKŁADU Z UWZGLĘDNIENIEM WPLYWU R_x

Całkowity graniczny względny błąd δ_c pomiaru wyraża się następującą zależnością:

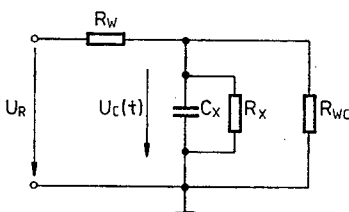
$$\delta_c = \pm (\delta_p + \delta_{tx}) \quad (13)$$

gdzie:

δ_p — błąd względny pomiaru C_x przez przetwornik C/t_x ,

δ_{tx} — błąd względny przetwornika t_x/N .

Na względny błąd przetwornika C/t_x ma wpływ rezystancja równoległa kondensatora R_r oraz rezystancja wejściowa R_{we} układu pomiarowego. Schemat ideowy obwodu ładowania kondensatora, z uwzględnieniem R_r i R_{we} , przedstawiono na rys. 13.



Rys. 13. Schemat ideowy obwodu ładowania kondensatora

Wypadkowa rezystancja obciążenia obwodu ładowania kondensatora wynosi:

$$R_0 = \frac{R_r R_{we}}{R_r + R_{we}} \quad (14)$$

Napięcie na kondensatorze zmienia się według następującej zależności:

$$u_c(t) = U_R \frac{R_0}{R_0 + R_w} \left(1 - e^{-\frac{R_w + R_0}{R_w R_0 C_x} t} \right) \quad (15)$$

Czas przetwarzania:

$$t = \frac{R_w R_0 C_x}{R_w + R_0} \ln \frac{U_R}{U_R - u_c(t) \frac{R_w + R_0}{R_0}} \quad (16)$$

Dolny próg komparacji zostanie przekroczony po czasie t'_1 , a górny próg po czasie t'_2 .

Wyznacza się je po podstawieniu do równania (16), w miejsce napięcia $u_c(t)$, napięć odpowiadających progom komparacji U_{R1} i U_{R2} . Stąd wynika, że czas przetwarzania $t'_x = t'_2 - t'_1$ wynosi:

$$t'_x = \frac{R_w R_0 C_x}{R_w + R_0} \ln \frac{U_R - U_{R1} \frac{R_w + R_0}{R_0}}{U_R - U_{R2} \frac{R_w + R_0}{R_0}}. \quad (17)$$

Błąd spowodowany nieuwzględnieniem wpływu rezystancji R , i R_{we} wyraża się zależnością następującą:

$$\delta_R = \pm \frac{t_x - t'_x}{t_x}, \quad (18)$$

gdzie:

t_x — czas przetwarzania dla idealnych parametrów układu liczony według zależności (8),

t'_x — czas przetwarzania według zależności (17).

Rezystancja upływności R_r kondensatora w najgorszym przypadku dla największych (pojemności) kondensatorów wynosi $3 \cdot 10^3 \text{ M}\Omega$. Rezystancja wejściowa układu o dużej rezystancji wejściowej (rys. 6) wynosi $10^5 \text{ M}\Omega$. Rezystancja wejściowa tranzystora rozładowującego kondensator mierzony (tranzystor typu BC413B) dla dolnego progu komparacji (w najgorszym przypadku) wynosi $5 \cdot 10^3 \text{ M}\Omega$.

Tak więc rezystancja wejściowa układu pomiarowego R_{we} wynosi $4,76 \cdot 10^3 \text{ M}\Omega$. Wypadkowa rezystancja R_0 wynosi $1,84 \cdot 10^3 \text{ M}\Omega$.

Biorąc pod uwagę zależność (17) można stwierdzić, że dla $R_w \ll R_0$ czas t'_x dąży do t_x liczonego według zależności (17). Błąd δ_R dąży więc do zera. Maksymalną wartość błęd ten przyjmuje dla podzakresu 100 pF — 1 nF. Rezystancja R_x dla tego podzakresu ma wartość 10 MΩ. Czas t_x dla tego podzakresu oblicza się z zależności:

$$t_x = R_w C_x \cdot 0,1.$$

Dla odpowiednich wartości rezystancji R_w , R_0 oraz napięć $U_R = 15 \text{ V}$, $U_{R1} = 0,97 \text{ V}$, $U_{R2} = 2,305 \text{ V}$ otrzymuje się dla tego podzakresu rzeczywisty czas przetwarzania:

$$t'_x = R_w C_x (5,734 \cdot 10^{-3} + 0,1).$$

Stąd graniczna wartość błędu względnego dla tego podzakresu wynosi

$$\delta_R = 5,734 \cdot 10^{-3}.$$

Na następnych podzakresach rezystancja R_w ma wartość o rząd mniejszą, co pociąga za sobą zmniejszenie wartości tego błędu.

Drugą składową błędu przetwarzania δ_p jest błąd δ_{tu} spowodowany niedokładnością źródła napięcia U_R zasilającego obwód ładowania badanego kondensatora. Opisuje go zależność:

$$\delta_{tu} = \pm \frac{t_x - t_{xu}}{t_x} \quad (19)$$

gdzie:

t_x — czas liczony według zależności (8),

t_{xu} — czas liczony przy napięciu $U_R(1 + \delta_u)$,

δ_u — graniczny względny błąd spowodowany niedokładnością źródła napięcia U_R , który dla pełnych zmian obciążenia i zmian temperatury w granicach $\pm 5\%$ wynosi $2,5 \cdot 10^{-4}$.

Uwzględniając tę wartość, graniczny względny błąd δ_{tu} wynosi $\delta_{tu} = 0,5 \cdot 10^{-5}$.

Trzecim źródłem błędu przetwarzania jest niedokładność źródeł napięć odniesienia U_{R1} i U_{R2} . Błąd ten wyrazić można podobną zależnością do (19):

$$\delta_{tk} = \pm \frac{t_x - t_{xk}}{t_x}, \quad (20)$$

gdzie:

t_{xk} — czas przetwarzania liczony przy napięciach odniesienia $U_{R1} \pm \Delta U_1$ i $U_{R2} \pm \Delta U_2$,
 ΔU_1 i ΔU_2 — różnice między wartościami nastawionymi a odpowiednimi wartościami rzeczywistymi tych napięć.

Używając np. do nastawienia napięć odpowiadających progom komparacji woltomierza o rozdzielczości 1 mV błąd względny δ_{tk} wynosi:

$$\delta_{tk} = 9 \cdot 10^{-4}.$$

Biorąc pod uwagę wszystkie wymienione składniki błędu pomiaru C_x przez przetwornik C/t można napisać:

$$\delta_p = \pm (\delta_R + \delta_{tu} + \delta_{tk}) = \pm 1,56 \cdot 10^{-3}. \quad (21)$$

Błąd przetwornika t/N można wyrazić jako błąd graniczny systematyczny w postaci:

$$\delta_{tx} = \pm \frac{\Delta gtx}{t_x} = \pm \left(\frac{1}{n_x} + \frac{\Delta f_w}{f_w} \right), \quad (22)$$

gdzie:

$1/n_x$ — błąd zliczania impulsów,

$\frac{\Delta f_w}{f_w}$ — błąd wynikający z niestabilności generatora wzorcowego.

Błąd zliczania impulsów wynika z braku synchronizacji między impulsami otwierającymi i zamykającymi bramkę z impulsami generatora wzorcowego. W granicznym przypadku licznik może zliczyć o jeden impuls za mało lub za dużo. Błąd ten jest tym mniejszy, im większa jest częstotliwość impulsów wzorcowych oraz im dłuższy jest czas otwierania bramki. Dla dolnej wartości pojemności najniższego zakresu pomiarowego liczba zliczanych impulsów wynosi $n_x = 1000$. Stąd maksymalna wartość błędu wynosi $\delta_d = 10^{-3}$. W układzie zastosowano generator stabilizowany za pomocą rezonatora kwarcowego. Dla takiego generatora błąd wynikający ze stabilności częstotliwości wynosi $\delta_f = 10^{-6}$.

Błąd spowodowany opóźnieniami czasowymi układu bramkowania, bramki z układami Schmitta oraz komparatorów jest wyeliminowany przez wstępne wpisanie do licznika informacji równoległej w postaci liczby impulsów $N_{max} - N_0$. W związku z tym, graniczny względny błąd przetwornika t/N wynosi

$$\delta_{tx} = 10^{-3} \quad (23)$$

3.2. BŁĄD PODSTAWOWY UKŁADU POMIAROWEGO

Błąd podstawowy układu pomiarowego wynika z jego właściwości. Zawiera on następujące składniki błędów:

$\delta_{R_{we}}$ — błąd względny wynikający z wpływu rezystancji wejściowej układu pomiarowego na wynik pomiaru,

δ_{t_u} — błąd względny źródła napięcia U_r obliczony wg. (19),

δ_{t_k} — błąd względny źródeł napięć odniesienia obliczony wg. (20),

δ_{t_x} — błąd względny przetwornika t/N obliczony wg. (22),

Błąd względny $\delta_{R_{we}}$ należy obliczyć z zależności (18) podstawiając do wyrażenia na t'_x (17) $R_0 = R_{we}$. Obliczona wartość błędu $\delta_{R_{we}}$ dla najbardziej niekorzystnych warunków wynosi $\pm 10^{-3}$. Przy R_{we} dążącym do nieskończoności czas t'_x dąży do t_x i błąd $\delta_{R_{we}}$ dąży do zera. Z sumowania wyżej przytoczonych składników błędu wynika, że jego wartość na najniższym zakresie jest rzędu $\pm 0,2\%$.

Błąd względny δ_R obliczony na podstawie wyrażenia (17) i (18) wyraża wpływ błędu rezystancji wejściowej R_{we} oraz wpływ dodatkowy wynikający z upływności kondensatora badanego. Dlatego nie może być użyty do oceny błędu podstawowego układu pomiarowego. Wyrażenie to (18) stanowi błąd dodatkowy wynikający z wpływu rezystancji upływu kondensatora.

4. BADANIA LABORATORYJNE WYKONANEGO UKŁADU

Charakterystyka pomiarowa układu została wyznaczona przy użyciu dekad pojemności oraz kondensatorów wzorcowych. Wyniki pomiarów z wyznaczeniem błędu dla każdego podzakresu przedstawiono w poniższej tabeli

Zakres pomiarowy	Błąd dla zakresu pomiarowego
100 pF — 1 nF	0,5%
1 nF — 10 nF	0,05%
10 nF — 100 nF	0,1%
100 nF — 1 μ F	0,05%

Błąd dla danego zakresu pomiarowego wyznaczono na podstawie zależności:

$$\delta_z = \frac{n_c - n_z}{n_z} 100 [\%] \quad (24)$$

gdzie:

n_c — liczba impulsów zliczona przez układ na danym zakresie dla danej pojemności,

n_z — liczba impulsów założona.

5. UWAGI KOŃCOWE

Wykonany układ do pomiaru pojemności zapewnia niedokładność pomiaru 0,5% dla najniższego zakresu pomiarowego. Wynika ona z dużej wartości błędów wynikających z wpływu rezystancji wejściowej R_{we} oraz braku kompensacji wpływu przewodów łączących

element badany z układem. Dla wyższych zakresów pomiarowych błąd δ_z ma wartość mniejszą. Z pewnością będzie miał tu też duży wpływ współczynnik strat kondensatorów rzeczywistych $\tan \delta$. Analizę jego wpływu należałoby przeprowadzić na podstawie zastępczego schematu szerokopasmowego dielektryka oraz analizy harmonicznych. Na najniższym zakresie pomiarowym układ jest wrażliwy na zakłócenia zewnętrzne, których wpływ można zmniejszyć przez zwiększenie prądu ładowania kondensatora.

Zastosowanie układu kompensującego wpływ przewodów łączących element badany z miernikiem umożliwi zwiększenie zakresu pomiarowego od strony dolnej i zapewnienie pomiarów w tym zakresie z zadowalającą dokładnością.

Zastosowanie generatora impulsów wzorcowych stabilizowanego rezonatorem kwarcowym o częstotliwości 100 MHz, umożliwi zmniejszenie niedokładności układu. Na niedokładność pomiaru wpływa również rezystancja wejściowa układu pomiarowego, na którą składa się równoległe połączenie rezystancji wejściowej wtórnika źródłowego oraz rezystancji wyjściowej tranzystora rozładowującego kondensator — w stanie odcięcia. W wykonanym układzie zastosowano tranzystor BC413B firmy Siemens Halschke, którego typowa wartość prądu zerowego złącza kolektor—baza wynosi $I_{CBO} = 0,2$ nA. Jednak w seryjnej produkcji występują rozrzuty parametrów półprzewodników i prąd zerowy tego typu tranzystora może osiągnąć 10 nA.

W związku z tym do poprawy właściwości metrologicznych wykonanego układu do rozładowania kondensatora należy zastosować klucz analogowy z tranzystorem unipolarnym FET, na wyjściu którego prąd dren—bramka jest rzędu 100 pA.

Dla odpowiednich zakresów pomiarowych z obliczeń otrzymuje się:

zakres	R_w	δ_{Rwe}
100 pF	100 M Ω	0,15%
1 nF	10 M Ω	0,01%
100 nF	1 M Ω	0,00
1 μ F	100 k Ω	0,00

Zastosowanie układu synchronizacji otwarcia bramki z pierwszym impulsem generatora wzorcowego, powoduje zmniejszenie błędu $\frac{1}{n}$. Bez synchronizacji dla pierwszego zakresu wynosi 0,1%. Na pozostałych zakresach błąd ten jest znacznie mniejszy, ponieważ rośnie liczba impulsów n .

Podane w pracy zależności umożliwiają dobór elementów układu. Dotyczy to zwłaszcza przetwornika wejściowego z dwoma komparatorami. Dla założonego błędu δ_R można dobrać R_0 i R_w .

Jedną z zalet wykonanego układu jest możliwość pomiaru pojemności kondensatorów elektrolitycznych, a więc konieczne jest również rozszerzenie zakresu pomiarowego miernika od góry. Niedokładność pomiaru, możliwość badania wielu typów kondensatorów świadczą o tym, że wykonany miernik może znaleźć zastosowanie w laboratorium oraz po poprawieniu niektórych właściwości — również w przemyśle.

BIBLIOGRAFIA

1. J. Alaszewicz, W. Fuliński: *Zbieżność i czułość zerowych układów pomiarowych prądu przemiennego częstotliwości 50 Hz równoważonych za pomocą fazoczułych wskaźników zera o działaniu rozdzielczym*, Wrocław: Ossolineum, 1986
2. M. Archambault: *Un capacimetre digital 47 pF a 1000 μ F*. Electronique Practique, nr 83, 1975
3. W. F. Bachmutskij: *Uniwersalnyje cyfrowyje izmeritelnyje pribory i systemy*. Kijew: Technika, 1979
4. A. Chwaleba, M. Poniński, A. Siedlecki: *Metrologia elektryczna*. Warszawa: WNT, 1979
5. W. Fuliński: *Fazoczule wskaźniki zera sygnałów częstotliwości 50 Hz o działaniu rozdzielczym*. Wrocław: Ossolineum, 1979
6. M. Gawriliuk, E. P. Sogołowski: *Urównowesziwanie mostów pieremiennego toka s amplitudnym ukazatiem*. Kontrolno-Izmeritelnaja Technika, nr 12, 1978
7. M. A. Gawriluk: *Elektronnyje izmeriteli C, L, R*. Wyższa Szkoła, Lwów, 1972
8. H. Gasztold: *Metoda równoważenia analogowego w automatycznych cyfrowych mostkach LCR*. PAK, 1975 nr 8—9,
9. N. Hagiwara, T. Saegusa: *An RC Discharge Digital Capacitance Meter*. IEEE Trans. Instr. and Meas, 1983, vol. 32, nr 2
10. W. Haussel: *Kapazitätsmessen mit Digitalmultimeter*. Elektroniker, 1982 nr 5
11. J. Hoja: *Metoda pomiarowa parametrów elementów RLC wykorzystująca sygnały proporcjonalne do prądu i napięcia na elemencie mierzonym*. Rozprawy Elektrotechniczne, 1984, Zeszyt 3
12. S. Hashimoto, T. Tamamura: *An Automatic Wide-Rang Digital LCR Meter*. Hewlett Packard Journal, September 1979
13. S. L. Hurst: *A simple capacitance measuring circuits with digital presentation*, Electronic Engineering, vol. 36, nr 439, 1964
14. J. Jaworski: *Matematyczne podstawy metrologii*. WNT, Warszawa 1979
15. M. Khalid, Majid A. H. Abdul-Karin: *Digital Impedance Measurement by Generating Two Waves*. IEEE Trans. Instr. and Meas, vol. 34, nr 1, March 1965
16. A. Kohicki, K. Maeda: *An automatic Precision 1 MHz Digital LCR Meter*. Hewlett Packard Journal, March 1974
17. E. J. Neboliubow: *Issledowanie i rasczot transformatornych mostow s dyskretnom urawnowesziwaniem*, ILIM Frunze, 1970
18. W. S. Popow: *Izmeritelnyje preobrazowateli parametrov elektriceskich cepiej w czastotu*. Moskwa: Energija, 1977
19. J. Pieńkos, J. Turczyński: *Układy scalone TTL w systemach cyfrowych*. Warszawa: WKiŁ, 1980
20. B. Szadkowski: *Synteza metod pomiaru immitancji*, Gliwice 1984
21. G. A. Sztamberger, E. J. Snierch: *Uslowija razdielnogo izmerenija sostawliajuszczich kompleksnogo soprotiwlenija*, Kontrolno-Izmeritelnaja Technika wyp. 21, 1977
22. G. A. Sztamberger, E. E. Dobrow: *Preobrazowanie kompleksnych wieliczin w interwal wremieni s ispolzowaniem raswiertywajuszczego urawnowesziwaniija*, Kontrolno-Izmeritelnaja Technika, nr 22, 1977
23. A. Szulce: *Mostki elektryczne pomiarowe*. Warszawa: WNT, 1977
24. T. Wakasugi, T. Kyo, T. Tamamura: *New Multi-Frequency Meters of Offer Higher-Speed Impedance Measurements*. Hewlett Packard Journal, July 1983
25. W. Witek: *Analiza dokładności impulsowych przetworników C/t*. XII Międzyuczelniana Narada Metrologów, Politechnika Poznańska, Poznań 1977
26. W. Witek: *Układ do pomiaru pojemności kondensatorów z przetwornikiem wejściowym C/f.*, ZN Elektryka, nr 77, Politechnika Łódzka, 1985
27. W. Witek: *Analogowy układ do pomiaru C i tg δ kondensatorów*. ZN Elektryka, nr 71, Politechnika Łódzka, 1982

28. W. Witek: *Bezpośredni przetwornik C i tgδ kondensatorów*. ZN Elektryka, nr 75, Politechnika Łódzka, 1984
29. M. Yokogawa, K. Kanafui: *A Wide-Ranging, Automatic LCR Meter for Stand Alone of Systems Applications*. Hewlett Packard Journal, December 1977

W. WITEK

CAPACITANCE METER USING TIME CONVERSION

Summary

The idea and analysis of the operation of a capacitance meter based upon time conversion are described. The measuring range of capacitance is 100 pF—1 μ F. A double comparator c/t converter is adapted in the measuring circuit. An estimation of metrologic behaviours of the system is done and its results are presented. The measuring error is 0,5% to 1%. An automatic compensation of the effect of stray capacitance on the measuring accuracy of the system is applied. The basic measuring error of the system as well as the additional error due to leakage conductance of the tested capacitor are determined. Principles of choice of system components are presented.

W. WITEK

SYSTÈME DE MESURE DE CAPACITÉ DES CONDENSATEURS AVEC UTILISATION DE LA CONVERSION CAPACITÉ-TEMPS

Résumé

On a présenté le principe du fonctionnement et l'analyse de l'action du système de mesure de capacité des condensateurs avec utilisation de la conversion capacité-temps. L'étendue des capacités mesurées va de 100 μ F à 1 μ F. On a apprécié les propriétés métrologiques du système et on a présenté les résultats de l'analyse. L'erreur de mesure C_x s'élève de 0,5% à 0,1%. Dans le système on a appliqué une compensation automatique de l'influence de la capacité du montage. On a déterminé l'erreur fondamentale du système de mesure et l'erreur complémentaire due à la résistance du condensateur étudié. On a donné les principes du choix des éléments du système.

W. WITEK

SYSTEM FÜR DIE MESSUNG DER KONDENSATORENKAPAZITÄT UNTER ANWENDUNG DER ZEITVERARBEITUNGSMETHODE

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurden Wirkungsprinzip, Aufbau und Systemarbeitsanalyse für Kapazitätsmessungen unter Anwendung der Zeitverarbeitungsmethode geschildert. Der Meßbereich der Kapazität betrifft 100 pF — 1 μ F. Im System wurde ein Zweikomparatorumsetzer C/t angewandt. Die metrologischen Eigenschaften des Systems wurden beurteilt, die die gewonnenen Ergebnisse gebracht. Der Meßfehler C_x beträgt entsprechend von 0,5% bis 0,1%. Im System wurde automatische Kompensation des Einflusses der Montagekapazitäten angewandt. Es wurden der Grund- und der Zusatzfehler bestimmt, die auf den Resistanzeinfluß des geprüften Kondensators zurückzuführen sind. Es wurden Prinzipien für die Elementenwahl für das System angegeben.

В. ВИТЕК

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СХЕМА ЁМКОСТИ КОНДЕНСАТОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
ВРЕМЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Резюме

Представлены принцип действия, конструкция и анализ измерительной схемы ёмкости конденсаторов с использованием временного преобразования. Измерительный диапазон ёмкости 100 пф — 1 мкф. В схеме применен двухкомпараторный преобразователь C/t . Представлены метрологические свойства схемы. Погрешность измерения ёмкости 0,5%—0,1%. В измерительной схеме используется автоматическая коррекция погрешности влияния монтажных ёмкостей на точность измерения. Определена основная погрешность измерительной схемы и добавочная погрешность влияния сопротивления утечки конденсатора на точность измерения ёмкости. Представлены принципы подбора элементов системы.

Lokalizacja uszkodzeń wielokrotnych w obwodach stałoprądowych wykorzystująca pomiary przy pobudzeniach wielokrotnych

ANDRZEJ KRÓLIKOWSKI

Instytut Technologii Elektronicznej, Politechnika Gdańska

Otrzymano 1987.06.12

Autoryzowano do druku 1988.10.15

Przedstawiono wyniki wstępnych badań nad nową weryfikacyjną metodą lokalizacji i identyfikacji uszkodzeń wielokrotnych w liniowych obwodach stałoprądowych przy ograniczonym dostępie do węzłów. Proponowana metoda uwzględnia pełną informację pomiarową możliwą do zdobycia z zacisków obwodu przy pobudzeniach wielokrotnych. Główny problem takiego podejścia — nieliniowość równań diagnostycznych — rozwiązany został dzięki nadmiarowości równań oraz specjalnemu rodzajowi nieliniowości. Zaletami metody w stosunku do opublikowanych metod weryfikacyjnych, bazujących na pojedynczym pobudzeniu są: jednoznaczność lokalizacji, połączenie lokalizacji z identyfikacją parametrów, zwiększenie krotności lokalizowanych uszkodzeń oraz zmniejszenie liczby weryfikacji.

1. WPROWADZENIE

Popularną grupę metod lokalizacji uszkodzeń w obwodach analogowych z ograniczonym dostępem do węzłów stanowią *metody weryfikacyjne* [1] oparte o następujący trzyetapowy algorytm:

1. założenie maksymalnej krotności uszkodzeń f dla danej liczby zacisków m , przy czym $f < m$;
2. tworzenie kolejnych f -elementowych podzbiorów potencjalnie uszkodzonych i tworzenie dla nich równań diagnostycznych;
3. weryfikacja hipotezy o tym, że wszystkie uszkodzenia należą do danego podzbioru drogą sprawdzenia niesprzeczności nadmiarowego układu równań diagnostycznych.

Większość opracowanych metod weryfikacyjnych, zwanych dalej *metodami jedno-testowymi*, bazuje na pomiarach przeprowadzonych przy *jednym* tylko pobudzeniu [2], [3], co zapewnia liniowość równań diagnostycznych, ale ogranicza liczbę równań, a tym samym krotność lokalizowalnych uszkodzeń.

W opublikowanych ostatnio [4], [5] *metodach wielotestowych* wykorzystuje się całą informację pomiarową osiągalną przy pobudzeniach wielokrotnych, co zwiększa liczbę równań diagnostycznych i stwarza nadzieję na zwiększenie krotności lokalizowalnych uszkodzeń oraz zmniejszenie liczby weryfikacji.

Głównym problemem tego podejścia jest nieliniowość równań diagnostycznych. W pra-

cach [4], [5] proponuje się usunięcie tej nieliniowości wykorzystując dużą liczbę równań oraz specjalny typ wyrażeń nieliniowych. Poniżej podsumujemy krytycznie proponowane tam rozwiązania oraz zaproponujemy modyfikacje, mające na celu ich uogólnienie oraz usunięcie pewnych nieścisłości i błędów.

2. PRZEGLĄD DOTYCHCZASOWYCH METOD WIELOTTESTOWYCH

Podobnie jak w pracy [4] rozważmy liniowy obwód zawierający rezystancje i źródła sterowane. Niech $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_b]^T$ oznacza wektor parametrów obwodu. Jak wiadomo, każdą funkcję obwodu H_r można wyrazić jako iloraz dwóch wielomianów jednorodnych względem parametrów obwodu $H_r = H_r(\mathbf{x}) = P_r(\mathbf{x})/Q_r(\mathbf{x})$, skąd:

$$H_r Q_r(\mathbf{x}) - P_r(\mathbf{x}) = 0. \quad (1)$$

Dla prostoty notacji, przypiszmy elementom uszkodzonym początkowe indeksy. Dla każdego zbioru elementów uszkodzonych $\mathbf{x}_f = [x_1, \dots, x_f]^T$ i dla każdej funkcji H_r równość (1) może być wyrażona w funkcji parametrów uszkodzonych w następujący sposób

$$A_0^{(r)} + \sum_{i=1}^f A_i^{(r)} x_i + \sum_{i_1=1}^{f-1} \sum_{i_2 > i_1}^f A_{i_1 i_2}^{(r)} x_{i_1} x_{i_2} + \dots + A_{i_1 \dots i_f}^{(r)} x_{i_1} x_{i_2} \dots x_f = 0, \quad (2)$$

gdzie współczynniki $A^{(r)}$ zależą tylko od parametrów elementów nieuszkodzonych. W każdym równaniu tego typu występuje co najwyżej $2^f - 1$ różnych jednomianów: f składników liniowych $x_1, \dots, x_2, \dots, x_f$ oraz $2^f - f - 1$ składników nieliniowych $x_1 x_2, \dots, x_1 x_2 \dots x_f$.

Ponieważ człony nieliniowe w równaniach dla różnych funkcji H_r są tego samego typu, więc nietrudno je wyeliminować przy dostatecznej liczbie równań. Do pozostałych f równań liniowych można wówczas zastosować normalną procedurę weryfikacyjną.

Swamy i Roytman [4] biorą pod uwagę tylko jedną funkcję obwodu i generują różne równania typu (2) drogą przestrajania dodatkowych rezystorów, specjalnie dołączonych do badanego obwodu. Mierzac wartość funkcji dla 2^f kombinacji rezystorów otrzymują 2^f równań, skąd tworzą dwa układy po $2^f - 1$ równań oraz, po eliminacji członów nieliniowych, dwa układy po f równań liniowych. Jeżeli rozwiązania obu równań są zgodne, to rozważany podzbiór $\mathbf{x}_f$ zawiera wszystkie uszkodzenia. Metoda ta ma następujące słabe strony:

1. pomimo braku pomiarów w wewnętrznych węzłach obwodu, dołączanie dodatkowych rezystorów wymaga dostępu do tych węzłów;

2. pomiary wszystkich 2^f wartości jednej funkcji przy różnych kombinacjach przestrajanych rezystorów muszą być przeprowadzone sekwencyjnie, wydłużając łączny czas diagnostyki;

3. czułość jednej funkcji obwodu na zmiany pewnych elementów może być niewystarczająca lub nawet równa zero.

Tych wad nie ma metoda Geffertha [5], wykorzystująca wszystkie mierzalne zaciskowo funkcje obwodu. Metoda ta została sformułowana dla szczególnego przypadku lokalizacji uszkodzeń podwójnych w czwórniku. Poniżej podajemy ją w skrócie.

Weźmy pod uwagę rezystywny czwórnik pasywny i trzy jego funkcje H_r ($r = 1, 2, 3$). Dla każdej pary (x_i, x_j) elementów potencjalnie uszkodzonych są trzy równania typu (2), które przyjmą postać

$$A_r + B_r x_i + C_r x_j + D_r x_i x_j = 0 \quad (r = 1, 2, 3). \quad (3)$$

Równania (3) grupujemy w pary na trzy różne sposoby i z każdej pary eliminujemy $x_i x_j$, co prowadzi do trzech równań o postaci

$$E_r + F_r x_i + G_r x_j = 0 \quad (r = 1, 2, 3), \quad (4)$$

Zgodnie z procedurą weryfikacyjną, nadmiarowy układ trzech równań z dwiema niewiadomymi będzie sprzeczny dla większości par (x_i, x_j) , a niesprzeczny dla pary rzeczywiście uszkodzonej.

Gefferth przeoczył fakt, iż tak utworzony układ równań (4) jest niesprzeczny dla każdej pary (x_i, x_j) — równania te są liniowo zależne^{*)}, co uniemożliwia przeprowadzenie wyżej opisanej weryfikacji. W następnych punktach zmodyfikujemy metodę Geffertha usuwając powyższą niedogodność oraz uogólnimy metodę na przypadek aktywnego obwodu wielozaciskowego.

3. MODYFIKACJA METODY GEFFERTHA

Zauważmy, że dla sprawdzenia zgodności układu (3) nie jest konieczna eliminacja członów nieliniowych $x_i x_j$ ze wszystkich równań, lecz tylko z dowolnych dwóch. Ponieważ układ (4) zawiera zawsze jedno równanie zależne liniowo od pozostałych, usuńmy dowolne nadmiarowe równanie i uzupełnijmy układ równań jednym równaniem z układu (3). Biorąc n.p. pierwsze dwa równania z układu (4) i ostatnie równanie z układu (3) otrzymamy

$$\begin{aligned} E_1 + F_1 x_i + G_1 x_j &= 0, \\ E_2 + F_2 x_i + G_2 x_j &= 0, \\ A_3 + B_3 x_i + C_3 x_j + D_3 x_i x_j &= 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Proponowana modyfikacja polega na rozwiązaniu podukładu dwóch pierwszych, liniowych równań i podstawieniu rozwiązania (x_i, x_j) do trzeciego, nieliniowego równania. Jeżeli rozwiązanie (x_i, x_j) spełnia trzecie równanie, to układ (5) jest niesprzeczny i tym samym para elementów uszkodzonych zlokalizowana. Dla par nieuszkodzonych układ (5) będzie sprzeczny.

Powyższą zmodyfikowaną metodę lokalizacji uszkodzeń podwójnych nietrudno uogólnić na przypadek uszkodzeń wielokrotnych oraz wielozaciskowe obwody aktywne.

^{*)} Dla dowolnych wyrażeń X, Y, Z , odejmując stronami równania $X = 0, Y = 0, Z = 0$ na trzy sposoby, otrzymujemy równania $X - Y = 0, Y - Z = 0, Z - X = 0$, które są liniowo zależne, gdyż $(X - Y) + (Y - Z) + (Z - X) \equiv 0$.

przy najniekorzystniejszej sytuacji: $F = 2^f - 1$ i $M = m(m-1)/2$ z krotnością metody jednotestowej $f_j = m-2$, dla kilku wartości m (Tabl. 1).

W rzeczywistości krotność lokalizowanych uszkodzeń w metodzie wielotestowej może być większa niż to uwzględniono w tablicy, co wynika z następujących przyczyn:

1. maksymalna liczba nieliniowych członów w równaniach diagnostycznych zależy nie tylko od f , lecz także od liczby węzłów wewnętrznych l . Ponieważ liczba czynników w każdym składniku licznika $P_r(x_f)$ równa jest $l+1$, więc maksymalna liczba różnych jednomianów w (2) równa się

$$F(f, l) = \sum_{i=1}^{l+1} \binom{f}{i} < 2^f - 1 \quad \text{dla } f > l+1$$

2. dla obwodów aktywnych liczba niezależnych funkcji M jest na ogół większa i ograniczona jest nierównością $M \leq (m-1)^2$. W powyższej analizie nie uwzględniono czynnika jednoznaczności lokalizacji, który dla metody wielotestowej nie został dokładnie zbadany (choć dotychczas niejednoznaczności nie napotkano).

W przypadku metod jednotestowych czynnik ten stanowi istotne ograniczenie praktycznie osiągalnej krotności uszkodzeń, na równi z liczbą weryfikacji (kombinacji uszkodzeniowych). W metodzie wielowrotnikowej krotność jednoznacznie lokalizowalnych uszkodzeń gałęziowych ograniczona jest liczbą elementów w rozcięciach i oczkach [1], [2]. W metodzie węzłowej [3] krotność jednoznacznie lokalizowanych uszkodzeń węzłowych określona jest liczbą niezależnych ścieżek łączących węzły wewnętrzne i zaciski. Z tego powodu i ze względu na wspomniane ograniczenia liczby weryfikacji relacja $f = m-2$ może być w praktyce zachowana tylko dla małych m .

5. OBWODY OPISANE MACIERZĄ ADMITANCJI ZWARCIOWYCH

Chociaż opisana metoda dopuszcza użycie dowolnych funkcji obwodu, jednak dla jej dokładnej prezentacji wygodnie jest wybrać określoną rodzinę funkcji. Poniżej proponujemy jej wersję opartą o funkcje admitancji wzajemnych y_{ij} (transkonduktancje) pomiędzy różnymi zaciskami, które były wykorzystywane n.p. w pracy [6]. Opis taki jest zawsze możliwy dla obwodów ze źródłami prądowymi sterowanymi napięciowo, a często również dla innych obwodów. Eliminując z równań admitancyjnych admitancje własne y_{ii} (będące sumą admitancji wzajemnych) możemy otrzymać układ równań w postaci

$$I_1 = 0 + y_{12}(U_2 - U_1) + y_{13}(U_3 - U_1) + \dots + y_{1m}(U_m - U_1)$$

$$I_2 = y_{21}(U_1 - U_2) + 0 + y_{23}(U_3 - U_2) + \dots + y_{2m}(U_m - U_2)$$

.....

$$I_m = y_{m1}(U_1 - U_m) + y_{m2}(U_2 - U_m) + y_{m3}(U_3 - U_m) + \dots + 0$$

Admitancja wzajemna między zaciskami (i, j) może być otrzymana ze wzoru

$$y_{ij} = \frac{I_i}{U_j} \quad (i, j = 1, 2, \dots, m \quad j \neq i),$$

gdzie U_j jest napięciem przyłożonym do zacisku j względem zwartych ze sobą pozostałych zacisków, zaś I_i jest prądem zwarciovym wypływającym z i -tego zacisku.

Admitancje wzajemne jako funkcje parametrów elementów mają specjalne właściwości, atrakcyjne z punktu widzenia analizy teoretycznej jak i zastosowań diagnostycznych. Ze względu na prostotę rozważań, właściwości te omówimy dla przypadku obwodów pasywnych. Jednak podobne właściwości zachowują one dla obwodów aktywnych.

Podobnie jak w pracy [6], wyróżnimy *gałęzie fundamentalne* — incydentne co najmniej z jednym węzłem wewnętrznym oraz *gałęzie wolne* — nieincydentne z wewnętrznymi węzłami. Każda admitancja wzajemna może być zapisana w postaci

$$y_{ij} = g_{ij} + \frac{P_{ij}(g)}{Q(g)}, \quad (7)$$

gdzie g_{ij} jest admitancją wolnej gałęzi łączącej bezpośrednio zaciski (i, j) , zaś P_{ij} i Q są wielomianami jednorodnymi względem admitancji gałęzi fundamentalnych, tworzących wektor g .

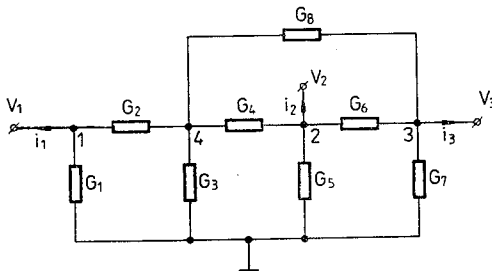
Każdy licznik P_{ij} jest sumą różnych iloczynów $l+1$ admitancji gałęzi fundamentalnych z różnych drzew obwodu, z których każde zawiera ścieżkę łączącą zaciski (i, j) . Wspólny mianownik Q jest sumą różnych iloczynów l admitancji gałęzi fundamentalnych z różnych drzew rozpiętych na $l+1$ węzłach obwodu utworzonego przez zwarcie wszystkich zacisków [6].

Zaletą funkcji admitancji wzajemnych jest to, że wszystkie iloczyny admitancji występujące we wzorze (7) są różne; nie ma też dwóch identycznych iloczynów admitancji w licznikach różnych funkcji. Upraszcza to zarówno analizę teoretyczną, jak i praktyczne zastosowanie metody, gdyż mniejsza jest liczba nieliniowych członów do eliminacji.

6. PRZYKŁAD ZASTOSOWANIA METODY DO OBWODÓW REZYSTYWNYCH

Weźmy pod uwagę obwód pokazany na rys. 1, który był pierwotnie rozważany w pracy [3]. Niech dostępne będą węzły 1, 2, 3 oraz węzeł odniesienia 0, co oznacza istnienie sześciu funkcji obwodu. Ponieważ jest 8 elementów, obwód jest niediagnozowalny [1], tzn. nie można zidentyfikować pomiarowo wszystkich elementów.

Stosując metodę wielowrotnikową [1], [2] do tego obwodu, można zlokalizować n.p. uszkodzoną parę (G_3, G_6) , ale pary (G_3, G_8) nie można, gdyż należy do 3-elementowego



Rys. 1. Ilustracja do rozdziału 6

obwodu (G_3, G_7, G_8) [1]. Żadne potrójne uszkodzenie nie może być tą metodą zlokalizowane. Z kolei można pokazać [3], że wszystkie 2-węzłowe uszkodzenia tego obwodu (tzn. uszkodzone elementy rozpięte na dwóch węzłach oraz ewentualnie na węźle odniesienia) mogą być zlokalizowane metodą węzłową, a więc np. para (G_3, G_8). Jednak para (G_3, G_6) nie może być zlokalizowana, gdyż jest rozpięta na trzech węzłach 2, 3, 4.

Zastosujemy teraz do tego obwodu metodę wielotestową. Sześć funkcji admitancji wzajemnych obwodu ma postać

$$y_{01} = G_1 + G_2 G_3 / Q, \quad (8a)$$

$$y_{02} = G_5 + G_3 G_4 / Q, \quad (8b)$$

$$y_{03} = G_7 + G_3 G_8 / Q, \quad (8c)$$

$$y_{12} = G_2 G_4 / Q, \quad (8d)$$

$$y_{13} = G_2 G_8 / Q, \quad (8e)$$

$$y_{23} = G_6 + G_4 G_8 / Q, \quad (8f)$$

gdzie $Q = G_2 + G_3 + G_4 + G_8$.

Pokażemy, że mimo niespełnienia warunku $F \leq M$, można zlokalizować uszkodzenia potrójne. Istotnie, dla dowolnej trójki (G_i, G_j, G_k) podstawmy nominalne wartości pod pozostałe admitancje i pomnożmy obie strony równań (8) przez Q . Otrzymamy 6 równań zawierających co najwyżej 6 wyrażeń spośród $G_i, G_j, G_k, G_i G_j, G_j G_k, G_k G_i$, a po eliminacji nieliniowości, 3 równania liniowe względem G_i, G_j, G_k .

Założmy nominalne wartości wszystkich admitancji gałęziowych równe $G_i = 2$. Niech zmierzone wartości admitancji wzajemnych równe będą $y_{01} = 2.3, y_{02} = 2, y_{03} = 2.6, y_{12} = 0.4, y_{13} = 0.2$ i $y_{23} = 2.8$.

Jako pierwszą zweryfikujemy hipotezę, że trójka (G_3, G_4, G_8) jest uszkodzona. Podstawiając nominalne wartości pozostałych admitancji gałęziowych i zmierzone wartości admitancji wzajemnych y_{ij} do (8) oraz mnożąc stronami przez $Q = 2 + G_3 + G_4 + G_8$ otrzymamy

$$1.7G_3 - 0.3G_4 - 0.3G_8 = 0.6 \quad (9a)$$

$$G_3 G_4 - 1.2G_3 - 1.2G_4 - 1.2G_8 = 2.4 \quad (9b)$$

$$G_3 G_8 - 0.6G_3 - 0.6G_4 - 0.6G_8 = 1.2 \quad (9c)$$

$$-0.4G_3 + 1.6G_4 - 0.4G_8 = 0.8 \quad (9d)$$

$$-0.2G_3 - 0.2G_4 + 1.8G_8 = 0.4 \quad (9e)$$

$$G_4 G_8 - 0.8G_3 - 0.8G_4 - 0.8G_8 = 1.6. \quad (9f)$$

Ponieważ w trzech równaniach nie występują składniki nieliniowe, szukany układ trzech równań liniowych o trzech niewiadomych otrzymujemy bez eliminacji nieliniowości:

$$\begin{bmatrix} 1.7 & -0.3 & -0.3 \\ -0.4 & 1.6 & -0.4 \\ -0.2 & -0.2 & 1.8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_3 \\ G_4 \\ G_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6 \\ 0.8 \\ 0.4 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Równanie diagnostyczne (10) ma rozwiązanie (6/11, 8/11, 4/11). Podstawiając je do po-

zostałych równań układu (9), stwierdzamy że nie są one spełnione. Zatem pełen układ równań (9) jest sprzeczny, co oznacza, iż co najmniej jeden element spoza trójki (G_3 , G_4 , G_8) jest uszkodzony.

Przypuśćmy teraz, że trójka (G_2 , G_3 , G_4) jest uszkodzona. Postępując podobnie jak poprzednio, z równań (8c), (8e) i (8f) otrzymujemy równania liniowe, które zapiszemy w postaci

$$\begin{bmatrix} -0.6 & 1.4 & -0.6 \\ 1.8 & -0.2 & -0.2 \\ -0.8 & -0.8 & 1.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_2 \\ G_3 \\ G_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.2 \\ 0.4 \\ 1.6 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Równanie diagnostyczne (11) ma rozwiązanie (1, 3, 4), spełniające również pozostałe równania (8). Zatem hipoteza, że wszystkie uszkodzenia należą do (G_2 , G_3 , G_4) została zweryfikowana pozytywnie.

Tabela 2

Zestawienie danych dotyczących weryfikacji wszystkich 4-elementowych podzbiorów zawierających admitancje gałęzi fundamentalnych i elementów aktywnych

Nr	0-element. kombinacja	numery równań		liczba równań	admitancje nominalne	admitancje identyfikowane
		diagnost.	weryf.			
1	$G_4 G_5 G_6 G_7$	kombinacja nieweryfikowalna				
2	$G_4 G_6 G_7 G_8$	a, b, e, f	c	3	$G_5 G_9$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_6 G_7 G_8$
3	$G_4 G_6 G_7 G_9$	a, b, d, i	c	3	$G_5 G_8$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_6 G_7 G_9$
4	$G_5 G_6 G_7 G_8$	e, h, i, d	a	3	$G_1 G_3 G_4 G_9$	$G_2 G_5 G_6 G_7 G_8$
5	$G_5 G_6 G_7 G_9$	d, h, i, e	a	3	$G_1 G_3 G_4 G_8$	$G_2 G_5 G_6 G_7 G_9$
6	$G_4 G_5 G_6 G_8$	b, c, d, e	a	3	$G_7 G_9$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6 G_8$
7	$G_4 G_5 G_6 G_9$	b, c, d, e	a	3	$G_7 G_8$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6 G_9$
8	$G_4 G_5 G_7 G_8$	a, c, e, d	b	3	$G_6 G_9$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_7 G_8$
9	$G_4 G_5 G_7 G_9$	a, c, d, e	b	3	$G_6 G_8$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_7 G_9$
10	$G_4 G_5 G_8 G_9$	a, b, c, d	e	2	$G_6 G_7$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_8 G_9$
11	$G_4 G_6 G_8 G_9$	a, b, c, d	e	2	$G_5 G_7$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_6 G_8 G_9$
12	$G_4 G_7 G_8 G_9$	a, b, d, e	c	2	$G_5 G_6$	$G_1 G_2 G_3 G_4 G_7 G_8 G_9$
13	$G_5 G_6 G_8 G_9$	b, c, d, e	a	2	$G_4 G_7$	$G_1 G_2 G_3 G_5 G_6 G_8 G_9$
14	$G_5 G_7 G_8 G_9$	a, c, d, e	b	2	$G_4 G_6$	$G_1 G_2 G_3 G_5 G_7 G_8 G_9$
15	$G_6 G_7 G_8 G_9$	a, b, d, e	c	2	$G_4 G_5$	$G_1 G_2 G_3 G_6 G_7 G_8 G_9$

Postępując jak wyżej, weryfikujemy kolejno hipotezy o uszkodzeniu zawartym wśród kolejnych trójek elementów. Zgodnie z zasadą weryfikacyjną należałoby rozważyć wszystkie $\binom{8}{3} = 56$ trójelementowe kombinacje elementów i rozwiązać tyle samo równań diagnostycznych. Pokażemy, że w metodzie wielotestowej liczba weryfikacji (a więc i liczba równań, które muszą być rozwiązane) może być mniejsza.

Zauważmy, że weryfikacja uszkodzenia pierwszej z rozważanych trójek nie wymagała podstawienia wszystkich pozostałych admitancji wartości nominalnych. Aby otrzymać równanie diagnostyczne (10), należało podstawić do równań (8a), (8d) i (8e) nominalne wartości tylko za parametry G_1 i G_2 . Z kolei, aby sprawdzić otrzymane rozwiązanie przez podstawienie do równania (8b), tylko G_5 musi być przyjęte nominalne. Pozostałe admitancje gałęziowe G_6, G_7 nie muszą być założone nominalne, a ich wartości mogą być obliczone z równań (8c) i (8f). W ten sposób możemy zlokalizować uszkodzenie w pięcioelementowym podzbiorze (G_3, G_4, G_6, G_7, G_8). Podobnie, przez podstawienie rozwiązania równania (10) do równań (8c) oraz (8f) weryfikujemy hipotezę, że uszkodzenie należy do pięcioelementowych podzbiorów, odpowiednio (G_3, G_4, G_5, G_6, G_8) oraz (G_3, G_4, G_5, G_7, G_8). Oznacza to możliwość lokalizacji nie tylko trójelementowych uszkodzeń, ale także bardziej licznych.

Zauważmy dalej, że trzy powyższe pięcioelementowe podzbiory elementów zawierają wszystkie trójelementowe kombinacje elementów z podzbioru ($G_3, G_4, G_5, G_6, G_7, G_8$) oprócz trójki (G_5, G_6, G_7). Zatem aż 19 potrójnych uszkodzeń może być zweryfikowanych jednocześnie w ramach jednej weryfikacji związanej z rozwiązaniem tylko jednego równania. Oznacza to znaczne oszczędności obliczeń. (Tabl. 2).

7. PRZYKŁAD ZASTOSOWANIA METODY DO OBWODÓW AKTYWNYCH

Metoda wielotestowa może być stosowana do liniowych obwodów aktywnych bez istotnych zmian, gdyż rozwiązania w punkcie 4 mają charakter ogólny. Jedynym ograniczeniem może być rodzaj funkcji. Jednak dla obwodów zawierających tylko źródła prądowe sterowane napięciowo (VCCS), admitancje wzajemne mogą być zawsze używane.

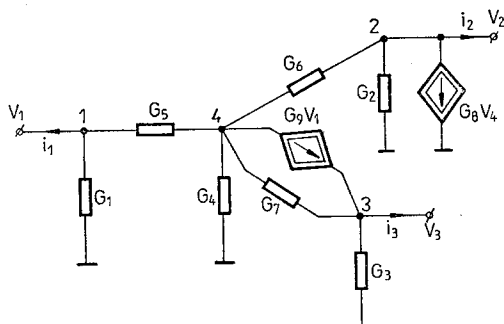
Stosowanie opisanej metody do obwodów aktywnych może być nawet łatwiejsze, gdyż mają one na ogół więcej niezależnych funkcji. Np. zastąpienie admitancji źródłem VCCS może zwiększyć liczbę funkcji admitancji wzajemnych o jedną lub o dwie. Dla ilustracji rozważmy następujący przykład.

Obwód aktywny z rys. 2 ma $m = 4$ węzły dostępne (0, 1, 2, 3) i $l = 1$ węzeł wewnętrzny. Dla $f = 3$ mamy $F(f, l) = F(3, 1) = 6 < M$, więc wszystkie uszkodzenia potrójne są lokalizowalne. Możemy się również spodziewać, że pewna liczba uszkodzeń o większej krotności jest lokalizowalna i dzięki temu mniejsza liczba weryfikacji jest potrzebna niż to wynika z ogólnej liczby kombinacji trójelementowych $\binom{b}{f} = \binom{9}{3} = 84$. Poniżej zajmujemy się znalezieniem jak najmniejszej liczby weryfikacji wystarczającej do lokalizacji wszystkich uszkodzeń trójelementowych.

W poprzednim przykładzie można było zauważyć, że trudniej lokalizowalne są uszko-

dzenia o większym udziale admitancji gałęzi fundamentalnych w stosunku do admitancji gałęzi wolnych. Wynika to z faktu, iż admitancja gałęzi wolnej występuje tylko w jednym równaniu. Może więc być ona obliczona dodatkowo, o ile nie była założona nominalna przy tworzeniu układu równań liniowych lub przy weryfikacji zasadniczego podzbioru admitancji. Rozważmy następujący przykład.

Obwód aktywny z rys. 2 ma $m = 4$ węzły dostępne (0, 1, 2, 3) i $l = 1$ węzeł wewnętrzny. Niech G_i i g_i ($i = 1, 2, \dots, 9$) oznaczają odpowiednio aktualne i nominalne wartości admi-



Rys. 2. Ilustracja do rozdziału 7

tancji gałęziowych obwodu. Obwód opisuje $M = 9$ niezależnych funkcji admitancji wzajemnych:

$$\begin{aligned}
 y_{02} &= G_2 + \frac{(G_4 + G_8)G_6}{Q} & y_{21} &= \frac{(G_6 - G_8)(G_5 - G_9)}{Q} \\
 y_{03} &= G_3 + \frac{(G_4 + G_8)G_7}{Q} & y_{23} &= \frac{(G_6 - G_8)G_7}{Q} \\
 y_{10} &= G_1 + \frac{(G_4 + G_9)G_5}{Q} & y_{31} &= G_9 + \frac{(G_5 - G_9)G_7}{Q} \\
 y_{12} &= \frac{G_5G_6}{Q} & y_{32} &= \frac{G_6G_7}{Q} \\
 y_{13} &= \frac{G_5G_7}{Q},
 \end{aligned} \tag{12}$$

gdzie $Q = G_4 + G_5 + G_6 + G_7$.

Niech G_i i g_i ($i = 1, 2, \dots, 9$) oznaczają odpowiednio aktualne i nominalne wartości admitancji gałęziowych obwodu. Obwód opisuje $M = 9$ niezależnych funkcji admitancji wzajemnych:

$$\begin{aligned}
 y_{02} &= G_2 + \frac{(G_4 + G_7)G_6}{Q} & y_{21} &= \frac{(G_6 - G_8)(G_5 - G_9)}{Q} \\
 y_{03} &= G_3 + \frac{(G_4 + G_8)G_7}{Q} & y_{23} &= \frac{(G_6 - G_8)G_7}{Q} \\
 y_{10} &= G_1 + \frac{(G_4 + G_9)G_5}{Q} & y_{31} &= G_9 + \frac{(G_5 - G_9)G_7}{Q}
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$y_{12} = \frac{G_5 G_6}{Q} \qquad y_{32} = \frac{G_6 G_7}{Q}$$

$$y_{13} = \frac{G_5 G_7}{Q},$$

gdzie $Q = G_4 + G_5 + G_6 + G_7$.

Dla $f = 3$ mamy $F(f, 1) = F(3, 1) = 6 < M$, więc wszystkie uszkodzenia potrójne są lokalizowalne. Możemy się również spodziewać, że pewna liczba uszkodzeń o większej krotności jest lokalizowalna i dzięki temu jest potrzebna mniejsza liczba weryfikacji niż to wynika z ogólnej liczby kombinacji trójelementowych $\binom{b}{f} = \binom{9}{3} = 84$. Poniżej zajmujemy się znalezieniem jak najmniejszej liczby weryfikacji wystarczającej do lokalizacji wszystkich uszkodzeń trójelementowych.

Dla ułatwienia analizy, uprościmy nieco niektóre z równań (12) przez wprowadzenie nowych zmiennych. Niech

$$\begin{aligned} f_1 &= y_{12}, \\ f_2 &= y_{13}, \\ f_3 &= y_{32}, \\ f_4 &= y_{32} - y_{23} = G_7 G_8 / Q, \\ f_5 &= y_{31} - y_{13} = G_9 (G_4 + G_5 + G_6) / Q, \\ f_6 &= y_{12} - y_{21} = (G_9 G_6 - G_9 G_8 + G_5 G_8) / Q, \\ f_7 &= y_{02}, \\ f_8 &= y_{03} - f_4 = G_3 + G_4 G_6 / Q, \\ f_9 &= y_{10}. \end{aligned}$$

Po zamianie zmiennych równania (12) przyjmą postać:

$$f_1 = \frac{G_5 G_6}{Q} \tag{a}$$

$$f_2 = \frac{G_5 G_7}{Q} \tag{b}$$

$$f_3 = \frac{G_6 G_7}{Q} \tag{c}$$

$$f_4 = \frac{G_7 G_8}{Q} \tag{d}$$

$$f_5 = \frac{G_9 (G_4 + G_5 + G_6)}{Q} \tag{e} \tag{13}$$

$$f_6 = \frac{G_9 G_6 - G_9 G_8 + G_5 G_8}{Q} \tag{f}$$

$$f_7 = G_2 + \frac{G_6 (G_4 + G_8)}{Q} \tag{g}$$

$$f_8 = G_3 + \frac{G_4 G_7}{Q} \tag{h}$$

$$f_9 = G_1 + \frac{G_5(G_4 + G_9)}{Q}. \quad (i)$$

W poprzednim przykładzie można było zauważyć, że trudniej lokalizowalne są uszkodzenia o większym udziale admitancji gałęzi fundamentalnych w stosunku do admitancji gałęzi wolnych. Wynika to z faktu, iż admitancja gałęzi wolnej występuje tylko w jednym równaniu. Może więc być ona obliczona dodatkowo, o ile nie była założona nominalna przy tworzeniu układu równań liniowych lub przy weryfikacji zasadniczego podzbioru admitancji.

Przewidując możliwość weryfikacji dużej liczby uszkodzeń co najmniej czterokrotnych, analizę rozpoczniemy od badania takiej możliwości dla typów różnych podzbiorów, w kolejności wg malejącego udziału gałęzi fundamentalnych.

A) PODZBIÓR 4 GAŁĘZIAMI FUNDAMENTALNYMI $\Omega_1 = (G_4 G_5 G_6 G_7)$

Do weryfikacji hipotezy o uszkodzeniu podzbioru Ω_1 , należy utworzyć układ równań liniowych podstawiając wartości nominalne pod pozostałe admitancje. Stwierdzamy, że nie jest to możliwe, gdyż po podstawieniu wartości nominalnych za wszystkie pozostałe admitancje w równaniach (13) powstaje 10 następujących jednomianów: 4 liniowe G_4 , G_5 , G_6 , G_7 oraz 6 nieliniowych $G_5 G_6$, $G_5 G_7$, $G_6 G_7$, $G_4 G_6$, $G_4 G_7$, $G_4 G_5$, niemożliwych do wyeliminowania z 9 równań.

B) PODZBIORY Z 3 GAŁĘZIAMI FUNDAMENTALNYMI I 1 AKTYWNYM

Weźmy pod uwagę podzbiór $\Omega_2 = (G_4 G_6 G_7 G_8)$. Podstawiając do (13 a, b, e, f) nominalne wartości admitancji $G_5 = g_5$ i $G_9 = g_9$ i mnożąc przez mianownik Q_5 otrzymamy następujące równania diagnostyczne, liniowe względem admitancji z podzbioru Ω_2

$$\begin{aligned} -f_1 G_4 + (g_5 - f_1) G_6 - f_1 G_7 &= g_5 f_1, \\ -f_2 G_4 - f_2 G_6 + (g_5 - f_2) G_7 &= g_5 f_2, \\ (g_9 - f_5) G_4 + (g_9 - f_5) G_6 - f_5 G_7 &= g_5 f_5 - g_9 f_5, \\ (g_5 - g_9) G_8 - f_6 G_4 + (g_9 - f_6) G_6 - f_6 G_7 &= g_5 f_6. \end{aligned} \quad (14)$$

Zauważmy, że w 3 pierwszych równaniach nie występuje zmienna G_8 . Można więc rozwiązać te równania oddzielnie (uproszczenie obliczeń) i podstawić do czwartego, skąd obliczymy G_8 . Jako równanie weryfikujące korzystnie jest wybrać (13c), w którym nie występują admitancje wolne (nie trzeba zakładać ich nominalnych wartości). Jeżeli rozwiązanie (G_4, G_6, G_7, G_8) spełnia równanie weryfikacyjne potwierdzona jest hipoteza o uszkodzonej czwórce Ω_2 , a poprawniej o tym, że elementy G_5 i G_9 mają nominalne admitancje.

Pozytywna weryfikacja hipotezy potwierdza obliczone wartości G_4 , G_6 , G_7 , G_8 , które możemy podstawić do pozostałych równań (13 g, h, i), skąd natychmiast otrzymamy G_1 , G_2 , G_3 .

Tak więc pojedyncza weryfikacja, związana z rozwiązaniem układu 3 równań liniowych, pozwala na lokalizację i identyfikację uszkodzenia wewnątrz 7-elementowego zbioru $(G_1, G_2, G_3, G_4, G_6, G_7, G_8)$. Weryfikacja pozostałych podzbiorów typu B przebiega analogicznie (patrz Tablica 2). Wyjątkiem są podzbiory Ω_4 i Ω_5 , dla których trzeba założyć wartości nominalne czterech admitancji, a krotność identyfikowanych uszkodzeń wynosi 5.

C. PODZBIORY Z 2 ADMITANCJAMI FUNDAMENTALNYMI I 2 AKTYWNYMI

Weźmy pod uwagę podzbiór $\Omega_{10} = (G_4 G_5 G_8 G_9)$. Dla otrzymania równań liniowych względem admitancji fundamentalnych G_4, G_5 wystarczy podstawić nominalne wartości pozostałych admitancji fundamentalnych $G_6 = g_6, G_7 = g_7$ do równań (13 a, b):

$$\begin{aligned} -f_1 G_4 + (g_6 - f_1) G_5 &= (g_6 + g_7) f_1 \\ -f_2 G_4 + (g_7 - f_2) G_5 &= (g_6 + g_7) f_2. \end{aligned} \quad (15)$$

Jako równanie weryfikujące korzystnie jest użyć (13c), w którym nie występują inne admitancje. W przypadku pozytywnej weryfikacji rozwiązania G_4, G_5 , podstawiamy je do równań (13d, e), otrzymując G_8 i G_9 , a następnie do równań (13g, h, i) obliczając G_1, G_2, G_3 .

W ten sposób możliwa jest lokalizacja i identyfikacja uszkodzeń wewnątrz podzbioru $(G_1, G_2, G_3, G_4, G_5, G_8, G_9)$ o krotności do 7, za pomocą jednej weryfikacji, wymagającej rozwiązania układu 2 równań liniowych z dwiema niewiadomymi. Weryfikacja pozostałych 5 podzbiorów typu C przebiega analogicznie (patrz Tablica 2).

Nietrudno zauważyć, że 14 weryfikacji z Tablicy 2 wystarczy do lokalizacji i identyfikacji wszystkich 56 uszkodzeń 3-krotnych. W rzeczywistości zbiór weryfikacji można zmniejszyć, ograniczając się np. do 8 weryfikacji: $\Omega_2, \Omega_4, \Omega_7, \Omega_9, \Omega_{10}, \Omega_{13}, \Omega_{14}, \Omega_{15}$.

8. Dyskusja otrzymanych wyników

Wstępna analiza nowej metody lokalizacji i identyfikacji uszkodzeń wielokrotnych wraz z zastosowaniem do przykładowych obwodów wskazują na jej przydatność do diagnostyki liniowych obwodów prądu stałego. Przedstawiona metoda wykazuje pewne zalety w stosunku do istniejących, jednotestowych metod weryfikacyjnych lokalizacji uszkodzeń nie uwzględniających tolerancji:

1. w przypadku układów diagnozowalnych globalnie [1] metoda praktycznie zawsze zapewnia jednoznaczną lokalizację i identyfikację uszkodzeń.

2. Metoda cechuje się zróżnicowaną krotnością uszkodzeń możliwych do jednoznacznej lokalizacji. Oprócz uszkodzeń o minimalnej krotności f , zagwarantowanej spełnieniem warunku $F \leq M$, możliwa jest lokalizacja uszkodzeń o większej krotności $(f+s)$. W analizowanych przykładach podzbiory o podwyższonej krotności przeważały.

3. Podwyższona krotność lokalizowalnych podzbiorów umożliwia redukcję liczby weryfikacji (a więc i liczby rozwiązywanych układów równań liniowych), gdyż weryfikacja uszkodzenia $(f+s)$ -krotnego jest równoważna $\binom{f+s}{f} = (f+s)!/f!s!$ weryfikacjom uszkodzeń f krotnych. Z punktu widzenia efektywności numerycznej istotne jest, iż weryfikacja uszkodzenia o większej krotności $f+s$ nie musi wymagać rozwiązania układów o większej liczbie równań. W analizowanych przykładach liczba równań była na ogół równa liczbie gałęzi fundamentalnych należących do weryfikowanego podzbioru.

4. Inną charakterystyczną cechą metody jest połączenie etapów lokalizacji i identyfikacji uszkodzeń. W przeciwieństwie do typowych metod weryfikacyjnych, niewiadomymi

w równaniach diagnostycznych są admitancje elementów, a nie zmienne pomocnicze (np. wydajności źródeł prądowych, modelujących uszkodzenia [1]). Dlatego po rozwiązaniu układu równań liniowych i stwierdzeniu jego zgodności z równaniami weryfikującymi, obliczone wartości admitancji wskazują jednoznacznie elementy dobre i złe, a przy tym określają wielkość uszkodzenia. Dzięki połączeniu obu etapów, zwiększenie krotności nie zwiększa nieokreśloności lokalizacji.

Chociaż w praktyce liczba elementów uszkodzonych bywa niewielka (niektóre opublikowane metody zakładają wręcz uszkodzenia pojedyncze lub podwójne [1], to większość elementów dobrych ma parametry różniące się od nominalnych w granicach tolerancji. Powoduje to niepraktyczność metod weryfikacyjnych nie uwzględniających tego czynnika. Z tego powodu, również opisana metoda nie nadaje się w jej obecnej postaci do praktycznego wykorzystania.

Planowana jest modyfikacja metody uwzględniająca tolerancje elementów, np. przez zastąpienie warunku spełnienia równania weryfikacyjnego warunkiem minimalnego błędu resztowego tego równania.

BIBLIOGRAFIA

1. R. Zielonko, A. Królikowski: *Metody Pomiarowo-Diagnostyczne Analogowych Układów Elektronicznych*. Warszawa: WNT 1988
2. J. A. Starzyk, J. W. Bandler: *Multiport approach to multiple fault location in analog circuits*. IEEE Trans. Circuits Syst. 1983, Vol. CAS-30, No. 10, s. 762—765
3. Z. F. Huang, S. C. Lin, R. W. Liu: *Node-fault diagnosis and a design of testability*. IEEE Trans. Circuits Syst. 1983, Vol. CAS-30, No. 5, s. 257—265
4. M. N. Swamy, L. M. Roytman: *Pseudo-multifrequency approach to fault diagnosis in DC networks*. Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems (ISCAS) 1984, s. 672—674
5. L. Gefferth: *Diagnosis of double faults in DC networks*. Proc. European Conf. Circuit Theory and Design 1985, s. 66—69
6. N. Navid, A. N. Willson: *A theory and algorithm for analog circuit fault diagnosis*. IEEE Trans. Circuits Syst. 1979 Vol. CAS-26, s. 440—456
7. R. Zielonko, A. Królikowski, J. Hoja, B. Bartosiński: *Rozwój metod pomiarowych i diagnostycznych złożonych układów elektronicznych dla potrzeb systemów, ich kontroli i diagnostyki*. Sprawozdanie z prac wykonanych w ramach CPBP 02.20, temat V01. maszyn., Politechnika Gdańska, 1987

A. KRÓLIKOWSKI

MULTIPLE-FAULT LOCATION IN D.C. CIRCUITS USING MULTIPLE EXCITATION RECORDS

Summary

The paper presents the results of a preliminary study on a new method of the verification of multiple-fault location and of its identification in linear d.c. circuits with limited accessibility of nodes. The method makes use of the whole measuring information which can be gained from circuit terminals using multiple excitations. The main problem of this approach — the nonlinearity of diagnostic equations — is solved owing to the excess of equations and the special nature of nonlinearities. The advantages of the method, in comparison with the hitherto verification methods based on single-excitation measurements, are: explicit nature of fault location, connection of location with the parameter identification, an increase in the multiplicity of located faults and a reduction of the number of verifications.

A. KRÓLIKOWSKI

LOCALISATION DES ENDOMMAGEMENTS MULTIPLES DANS LES CIRCUITS DE COURANT CONTINU METTANT EN PROFIT LES MESURES PRISES LORS DES EXCITATIONS MULTIPLES

Résumé

On a présenté les résultats des essais préliminaires de la nouvelle méthode de vérification de la localisation et de l'identification des endommagements multiples dans les circuits linéaires de courant continu, où l'accessibilité aux noeuds est limitée. La méthode proposée prend en considération toute l'information de mesures, qu'on puisse obtenir à partir des bornes du circuit pour les excitations multiples. Le problème principal de ce procédé — c'est à dire la non-linéarité des équations diagnostiques — a été résolu grâce à l'excès des équations et à un certain genre de non-linéarité. Les avantages de cette méthode à l'égard des méthodes de vérification connues et basées sur l'excitation simple, sont: la localisation univoque, la localisation jointe à l'identification des paramètres, la multiplication des endommagements localisés et la diminution du nombre des vérifications.

A. KRÓLIKOWSKI

LOKALISIERUNG DER MEHRMALIGEN BESCHÄDIGUNGEN BEI GLEICHSTROMKREISEN UNTER NUTZUNG DER MESSUNGEN BEI MEHRMALIGEN ANREGUNGEN

Zusammenfassung

Dargestellt wurden Ergebnisse der Einleitungsforschungen betreffs der neuen Verifikationsmethode für die Lokalisierung und Identifizierung von mehrmaligen Beschädigungen bei Gleichstromlinienkreisen in Bedingungen eines beschränkten Zuganges zu den Knoten. Die vorgeschlagene Methode berücksichtigt eine volle Meßinformation, die bei mehrmaligen Anregungen von den Kreisklemmen aus gewonnen werden kann. Das Hauptproblem einer derartigen Wirkungsweise — die Nichtlinearität der diagnostischen Gleichungen — wurde dank der Gleichungsüberflüssigkeit und der besonderen Art der Nichtlinearität gelöste Vorteile der Methode im Verhältnis zu den bekannten Verifikationsmethoden sind: Eindeutigkeit der Lokalisation, Verbundenheit der Lokalisation mit Parameteridentifikation, Erhöhung der Vervielfältigung der lokalisierten Beschädigungen und Verminderung der Zahl der Verifikationen.

А. КРУЛИКОВСКИ

ЛОКАЛИЗАЦИЯ МНОГОЧИСЛЕННЫХ ПОВРЕЖДЕНИЙ В СХЕМАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ МНОГОКРАТНЫХ ВОЗБУЖДЕНИЯХ

Резюме

Предложены результаты анализа нового проверочного метода локализации и идентификации многочисленных повреждений в линейных схемах постоянного тока при ограниченном доступе до узлов. Метод использует полную измерительную информацию, которая может быть получена с внешних контактов схемы при многократных возбуждениях. Главная проблема этого подхода — нелинейность диагностических уравнений — решена благодаря большому числу уравнений и специальному виду нелинейности. В сравнении с другими проверочными методами, основанными на единичном возбуждении, предлагаемый метод обладает следующими преимуществами: однозначность локализации, связание локализации с идентификацией параметров, повышение кратности локализованных повреждений и уменьшение количества проверок.

A new theoretical approach and application of infra-red thermography to power hybrid circuits

ANDRZEJ NAPIERALSKI

Instytut Elektroniki, Politechnika Łódzka

JEAN MARIE DORKEL, PHILIPPE LETURCQ

I.N.S.A. Tuluza

Received 1988.11.04

Authorized 1989.02.20

Taking into account the rapid development of power solid-state hybrid as well as monolytic systems, problems concerning the analysis and designing of the latter from the thermal aspect become more and more important. The paper presents a novel method of calculating the temperature distribution in high-power hybrid systems. The calculated results for actual model systems are quoted and compared with experimental tests made with the use of a computer thermograph type Huges TVS 4100.

1. INTRODUCTION

In the domain of power electronic the actual tendency is the minimization of the dimensions of electronic circuits. The simplest way is the hybrid integration of power circuits together with control elements. Fig. 1 gives an example of such a circuit made by SOCIETE ANONYME DE TELECOMMUNICATIONS [2].

The ever-increasing densities of power to be dissipated not only require a suitable selection and dimensioning of substrates and packages, but also an optimal location of the components that can only be obtained with a complete thermal analysis of the whole devices. The thermal environment becomes common to many components, the behavior of the circuit can be greatly influenced by thermal couplings, even to point of malfunction. Simultaneous electrical and thermal analysis is indispensable. The aim of this paper is to show that the new theoretical approach to thermal analysis of power devices [10] together with application of infra-red measurement technique [3, 5] can meet the designer's requirements and leads to optimal hybrid circuit design.

2. THERMAL MODEL FOR POWER HYBRID CIRCUITS

The designer of power hybrid circuits should have in his disposition the following thermal model of hybrid mount:

1. which gives the proper maximal temperature of the components in the hybrid mount

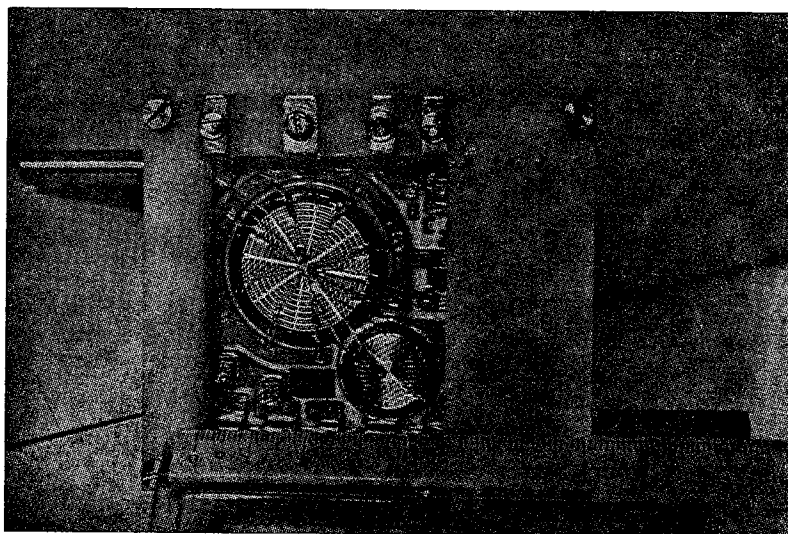


Fig. 1. The static chopper 600 V — 30 A (realized by S.A.T.)

2. which gives the correct mutual thermal coupling between the components
3. the computation time must be very small even in the small IBM PC computers without special accessories
4. the results of simulation must be very easy to analyse and should be presented in the synthetic form, without the necessity of large number of simulations
5. the graphical representation of numerically obtained result must be compatible with the card obtained by infra-red thermograph
6. the error of numerical simulation must be comparable with the error obtained by experiment

2.1. THERMAL MODEL

Fig. 2 presents the right parallelepiped substrate which consists generally of „N” layers. The thermal conductivity of each layer is k_i , its thickness e_i and thermal contact conductance between two layers (i and $i+1$) is g_i . Cooling efficiency at the bottom can be described by a heat exchange coefficient „ h ” between the substrate and an isothermal fluid, so that the flow of heat radiated or carried out by convection remains negligible and the top and lateral faces may be considered adiabatic.

Let the substrate presented in the Fig. 2 be infinite in the x and y directions. Let $p(x, y)$ be the density of power dissipated within a limited area „A” at the top surface of the substrate. The contribution of a surface element dS at point $S(x_S, y_S)$ to the temperature rise θ at point $M(x_M, y_M)$ can be written as [6, 10, 15]:

$$d\theta(x_M, y_M) = c(\varrho)p(x_S, y_S)dS, \quad (1)$$

where the coefficient $c(\varrho)$ is a function of the distance $\varrho = \sqrt{[(x_M - x_S)^2 + (y_M - y_S)^2]}$.

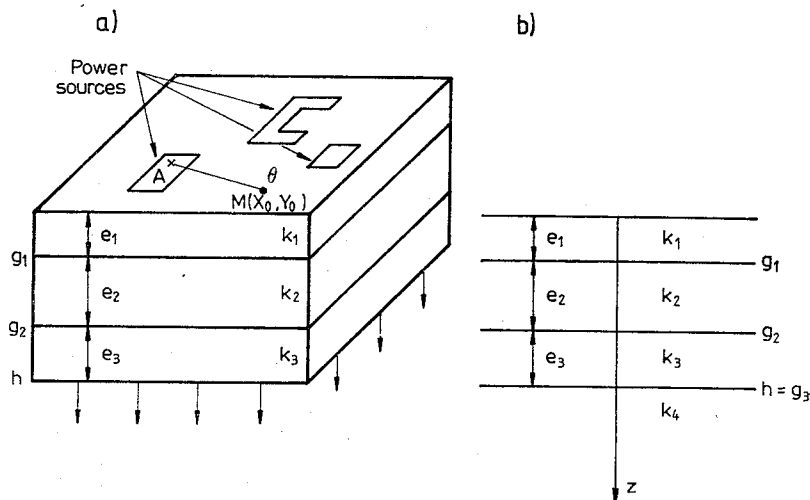


Fig. 2. Studied multilayered substrate

This formalism emphasizes the coefficient $c(\rho)$ as an influence or coupling term between the surface element dS and the considered point $M(x_M, y_M)$. The temperature rise θ itself can be obtained by integrating eq. 1 over the whole heating area:

$$\theta(M) = \iint_S c(\rho) p(x_s, y_s) dS. \quad (2)$$

For the given substrate the $c(\rho)$ function can be calculated and stored in tabular form.

The actual substrate is not infinite in the x and y directions and assuming the lateral borders of the substrate are adiabatic, it can be said that they reflect heat as mirrors would. This phenomenon can be described by the classical images method [4, 6, 10, 15] (see Fig.3). The problem can therefore be reduced to an infinite number of heating sources in the infinite images plane, and for this nonlimited substrate the $c(\rho)$ coefficient and the eq. (2) can be used to compute the temperature rise in the actual substrate, as presented in Fig. 3.

Of course, it is not possible to perform the numerical integration for an infinite number of heat sources in the infinite images plane. In practice, the $c(\rho)$ function decreases rapidly when the distance increases. For a given accuracy one can find the distance R_{max} over which the influence of all heat sources can be considered negligible [11, 13]. The integration of eq. 2 will therefore be performed for a limited number of images near the actual substrate.

The proposed model can be generalized for a general case, when the heat resulting from an arbitrary power dissipation distribution in a plane ($z = z_p$) flows through thermally conductive material layers 1, 2, ..., N toward a lower and/or an upper heat sink, as depicts schematically Fig. 4 [4]. The heat sinks on both sides of the system are considered isothermal at temperatures T_L and T_U . The heat exchange with these heat sinks can be characterized by heat exchange coefficients h_L and h_U respectively.

Equation (2) for this case can be presented in the following form (according to the Fig. 5):

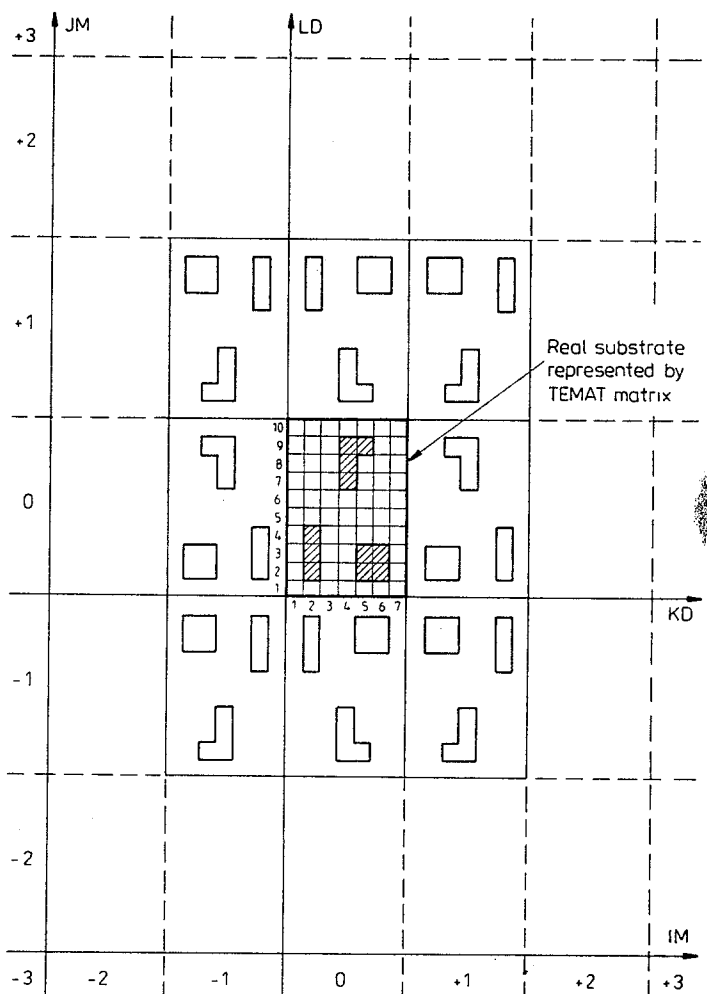


Fig. 3. Illustration of the images method

$$\Theta(x, y, z_T) = \int_S c(\rho, z_P, z_T) p dS. \quad (3)$$

The symbol p denotes the power dissipation density in the object and image source areas and cds represents the contribution due to an element ds of the dissipating area, to the calculated temperature rise at the point (x, y, z_T) . The integral is extended to the power-dissipating area S . The latter involves not only the „true” dissipating area but also all its images in the adiabatic planes that delimit the system laterally (e.g. Fig. 6). The thermal influence coefficient „ c ” [4] is only a function of z_T , z_P , and the radial distance „ ρ ” (as defined in Fig. 5) between the surface element considered and the point where the temperature must be known. The small number of variables is advantageously obtained from the image source method, which allows the thermal system to be considered as laterally infinite.

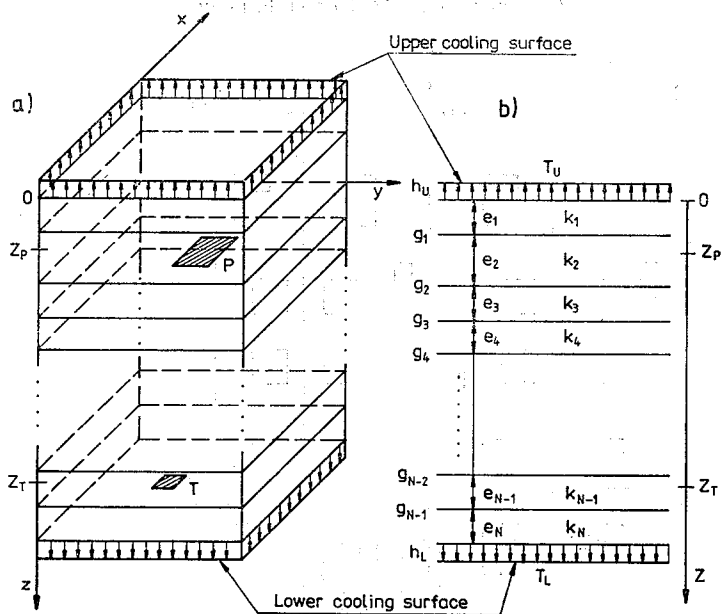


Fig. 4. Schematic view of a two-side cooled multilayered system

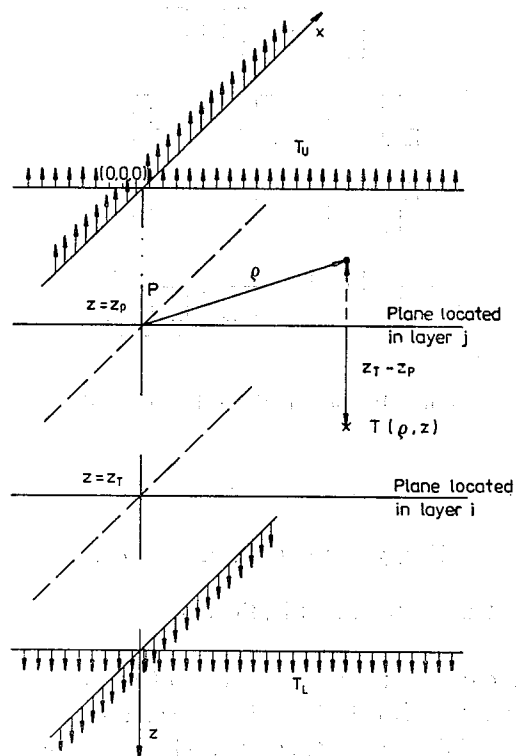


Fig. 5. Case of punctual heat dissipation located at $\rho = 0, z = z_p$

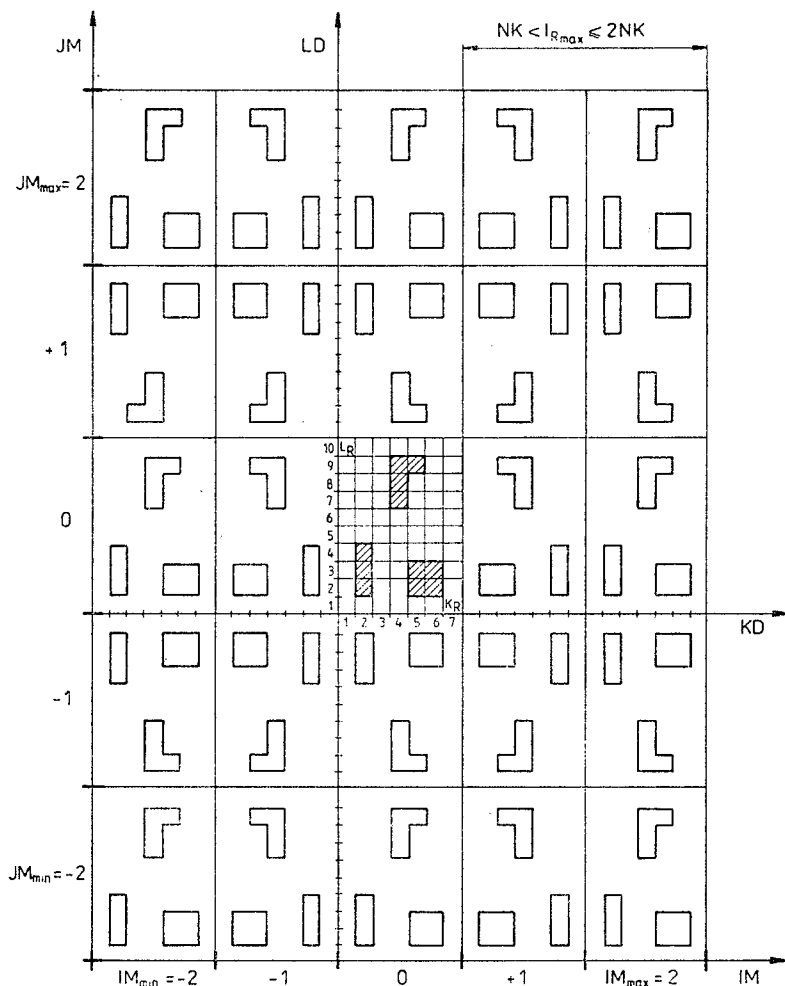


Fig. 6. Heat source locations in the real system and their images

The true temperature T in the plane $z = z_T$ is simply given by:

$$T(x, y, z_T) = \Theta(x, y, z_T) + T_R, \quad (4)$$

where T_R is the reference temperature, that is, the temperature in the plane $z = z_T$ for null power dissipation.

The principal remark concerns the rapid decrease of $c(\rho)$ function with distance and in practice (when the temperature is calculated in the same plane as dissipated power) we can disregard any thermal influence between two elements when their distance exceeds three times the material depth, except for very large differences in the power density distribution. In Fig. 7 the graph of the reduced coupling coefficient $4\pi kwc$ versus reduced distance ρ/w for monolayer substrate is presented.

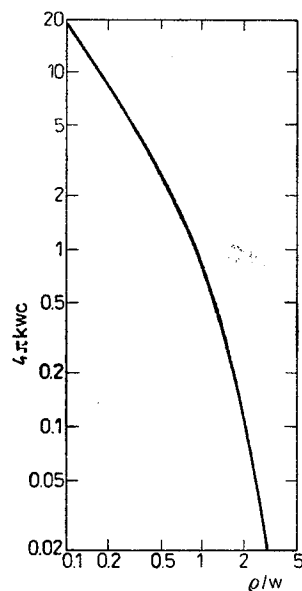


Fig. 7. The graph of the reduced coupling coefficient $4\pi kwc$ versus reduced distance ρ/w for monolayer substrate

2.2. NUMERICAL COMPUTATION OF THE TEMPERATURE CARD

The base of numerical implementation of the proposed method is that the $c(\rho)$ decreases rapidly with distance ρ , and one can neglect the sources over certain distance.

For the numerical integration of eq. 2 (or 3) the surface has to be discretized with a regular mesh side equal to „A”. In such a case eq. 2 for temperature rise $\Delta\theta$ in the mesh center M_{ij} because of heat dissipation in mesh S_{kl} (see Fig. 8) [13] can be written as:

$$\Delta\theta(M_{ij}, S_{kl}) = c(M_{ij}, S_{kl})P(S_{kl}), \quad (5)$$

where $c(M_{ij}, S_{kl})$ is the $c(\rho)$ coefficient for ρ equal to the distance between M_{ij} and S_{kl} , and $P(S_{kl})$ is the power dissipated in mesh S_{kl} .

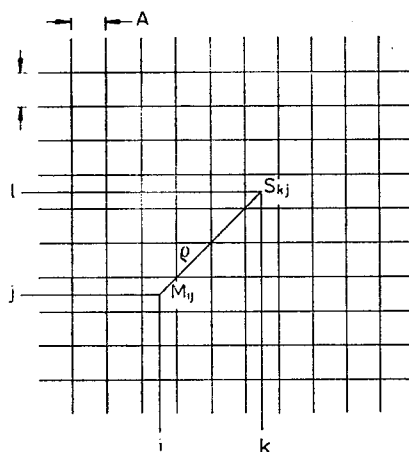


Fig. 8. Surface discretization

By using eq. 5 it is possible to find the total temperature rise $\Theta(M_{ij})$ at the point M_{ij} for all significant power sources S_{kl} :

$$\Theta(M_{ij}) = \sum \Delta\Theta(M_{ij}, S_{kl}). \quad (6)$$

It will be shown later that all significant power sources are no further than the maximal distance IRMAX.

In order to take into account the finite lateral dimension of the studied structure, an infinite number of images has to be constructed in x and y directions. In practice, this constructions will be limited to an extent around the real device beyond which the influence of image sources on the temperature rise can be considered as negligible. It depends of the thermal properties of the substrate.

The temperature calculation is then performed in the center of each mesh in all the surface of the real device, taking into account all the real and the images sources. The obtained temperature card can be displayed on a color monitor.

We took special care for the compatibility with the infra-red thermograph Hughes TVS 4100 which we have in our disposition [2, 13].

The principal common options are:

- selectable color coding, with each color assigned to a particular temperature range,
- isotherm windowing display,
- blow-up capability ($2\times$),
- cross-hair cursor,
- horizontal and vertical A-scope which is a graph of horizontal and vertical temperature with position adjustable cross-hair cursor,
- displayed cross-hair temperature readout,
- automatic temperature range control and
- simultaneous display of alphanumeric information.

2.3. APPLICATION OF INFRA-RED THERMOGRAPHY FOR CONFIRMATION OF THE VALIDITY OF THE PROPOSED MODEL

For confirmation of the validity of the proposed model the comparison between the computed and experimentally obtained card was performed. The temperature distribution was measured by an infra-red thermograph HUGHES TVS 4100. The chosen circuit was very simple and consists of an array of thick-film resistors on a composite substrate made of a $640\text{-}\mu\text{m}$ -thick 96 percent alumina layer bonded on a 2-mm-thick copper base by a $80\text{-}\mu\text{m}$ -thick soldered joint. This substrate is 25 mm long, 11 mm wide, and is water cooled at its lower face.

The location of the resistors involved in the simulation is shown true to scale in the diagram of Fig. 9. The active areas of these resistors together with the dissipated power are given in Table 1.

The water is the heat sink. Thus the lower face of the copper substrate is not strictly isothermal, heat being transferred to water by forced convection. This convection mechanism can be characterized by a heat exchange coefficient h . For our experimental cooling

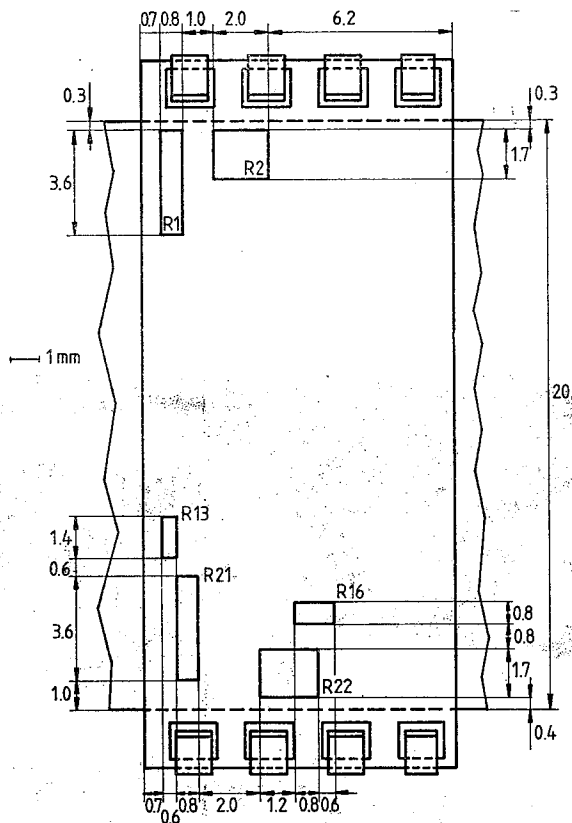


Fig. 9. Location of resistors on the studied substrate

Table 1

Radiometrical image of the naked circuit

Resistor designation	Length [mm]	Width [mm]	Area [mm ²]	Dissipated power [W]
R_1	3.6	0.8	2.88	2.5
R_2	2.0	1.7	3.40	4.12
R_{13}	1.4	0.6	0.84	2.44
R_{16}	1.4	0.8	1.12	2.38
R_{21}	3.6	0.8	2.88	2.76
R_{22}	2.0	1.7	3.40	4.28

device we could estimate this coefficient as $3 \frac{W}{cm^2 \cdot K}$. The cross-section of the studied substrate together with the numerical values is presented in the Fig. 10.

Before the practical measurement of the temperature with the application of infra-red thermography, one should check, whether the radiometrical image obtained by the infra-

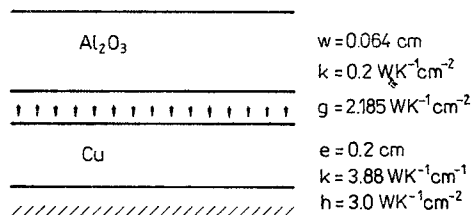


Fig. 10. The cross-section of the studied substrate

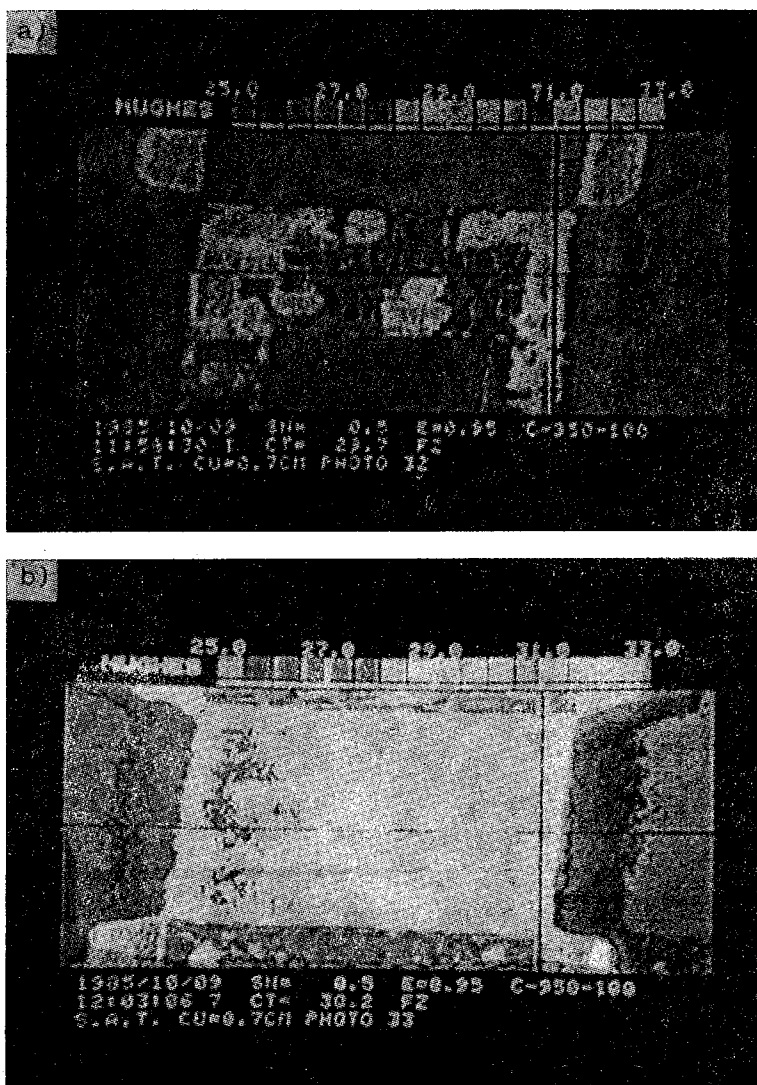


Fig. 11. Radiometrical image of the naked circuit: a) heated water at 30°C, b) painted black

red thermograph corresponds really to the temperature of the studied device. The most critical problem is the value of emissivity coefficient of the surface of the studied substrate. The good example of this problem is presented in the Figs. 11a and 11b:

— the Fig. 11a presents the radiometrical image of the naked circuit, as it is seen by the infra-red thermograph TVS 4100. The circuit is heated only by his „radiator” in which water has the temperature equal to 30°C. The presented temperature card has a great non-homogeneity because of non-uniform value of the emissivity coefficient in the surface of the studied circuit.

The Fig. 11b presents the radiometrical image of the same circuit, but painted black. In this case the coefficient of emissivity is much more homogeneous and the presented card represents the real temperature of the device.

The conclusion of this experiment is the necessity of previous preparation of circuit which must be measured by infra-red thermography. The value of emissivity coefficient

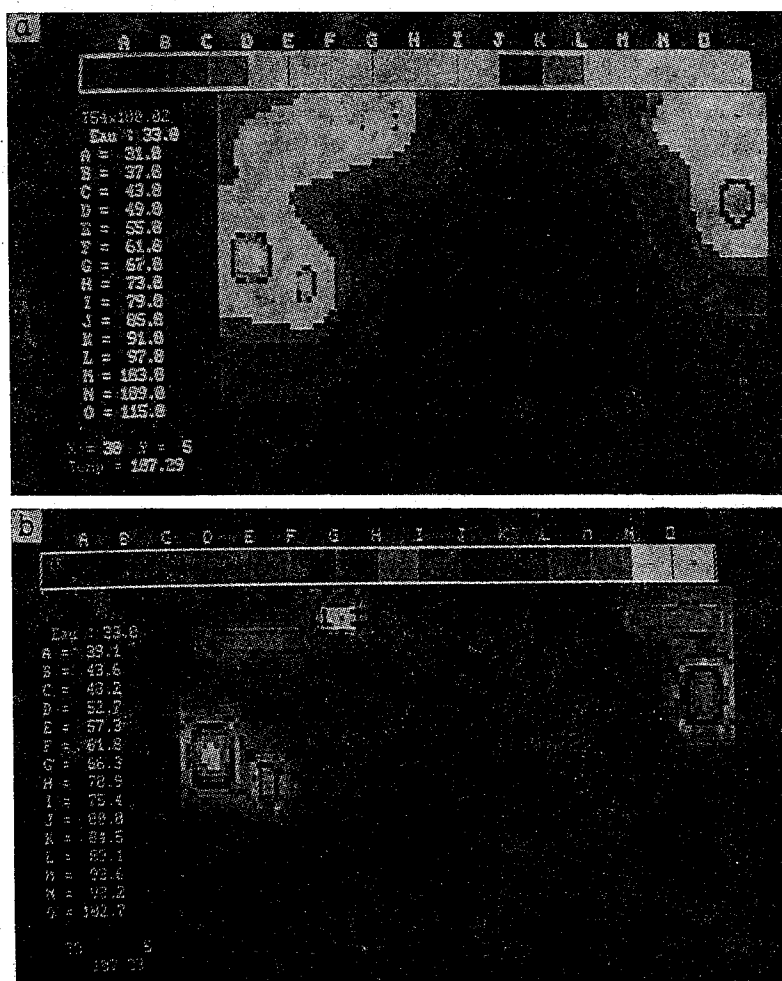


Fig. 12. Calculated temperature distribution a), b) of the hybrid mount

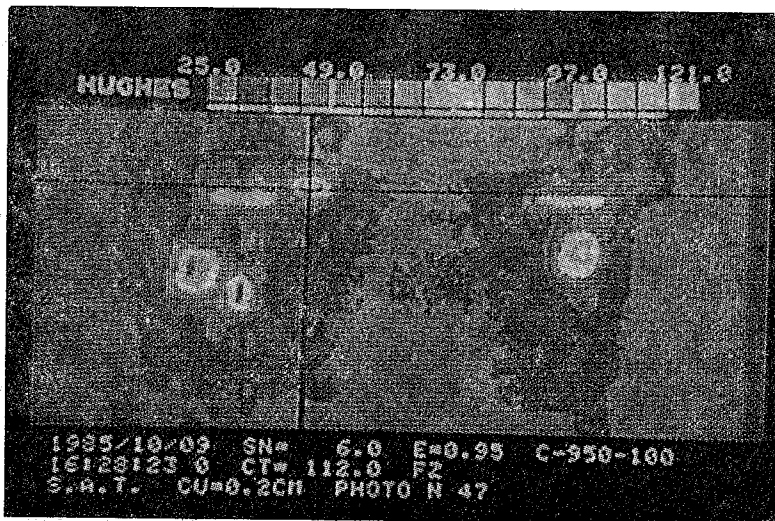


Fig. 13. Measured temperature distribution of the hybrid mount

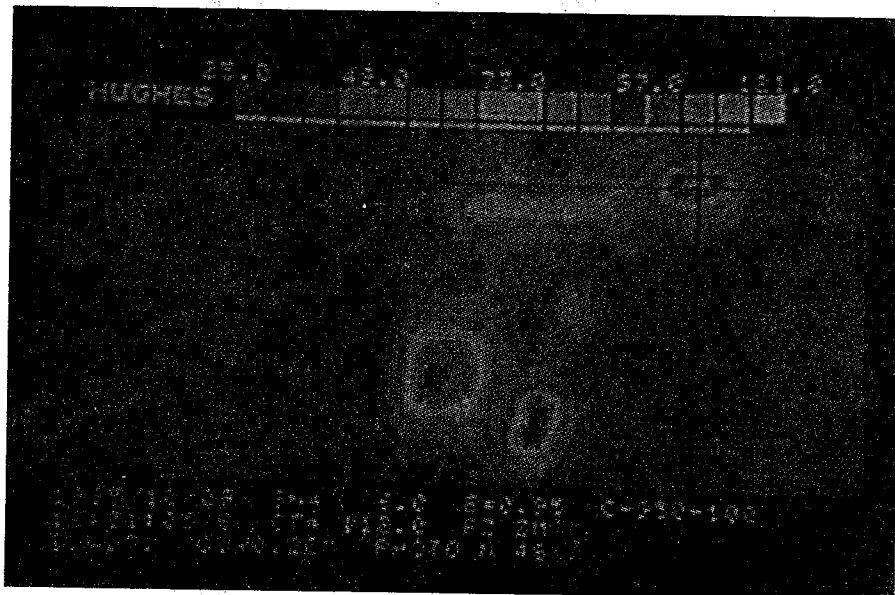


Fig. 14. Zoom of left-hand side of hybrid mount

should be greater than 0.9, because of possibility of the parasitic reflections if this coefficient has too small value.

Figs. 12a and 12b shows the calculated temperature distribution (IBM EGA monitor) and Figs. 13, 14 and 15 the temperature distribution measured by an infra-red thermograph HUGHES TVS 4100. The presented figures are absolutely compatible [13] and it is very easy to compare the experimental and calculated temperature cards. The image

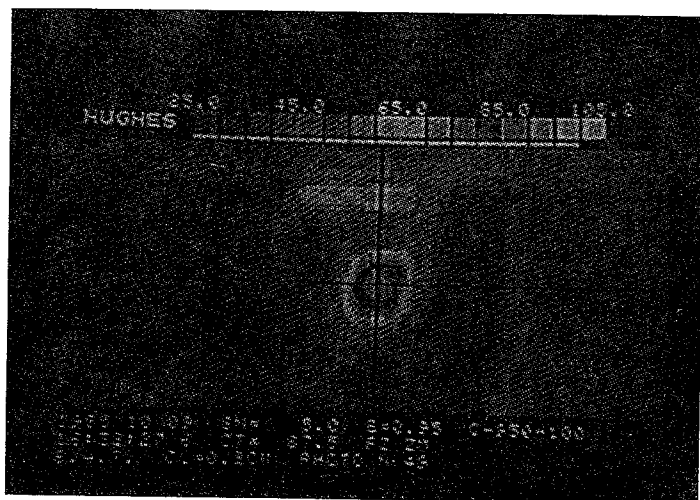
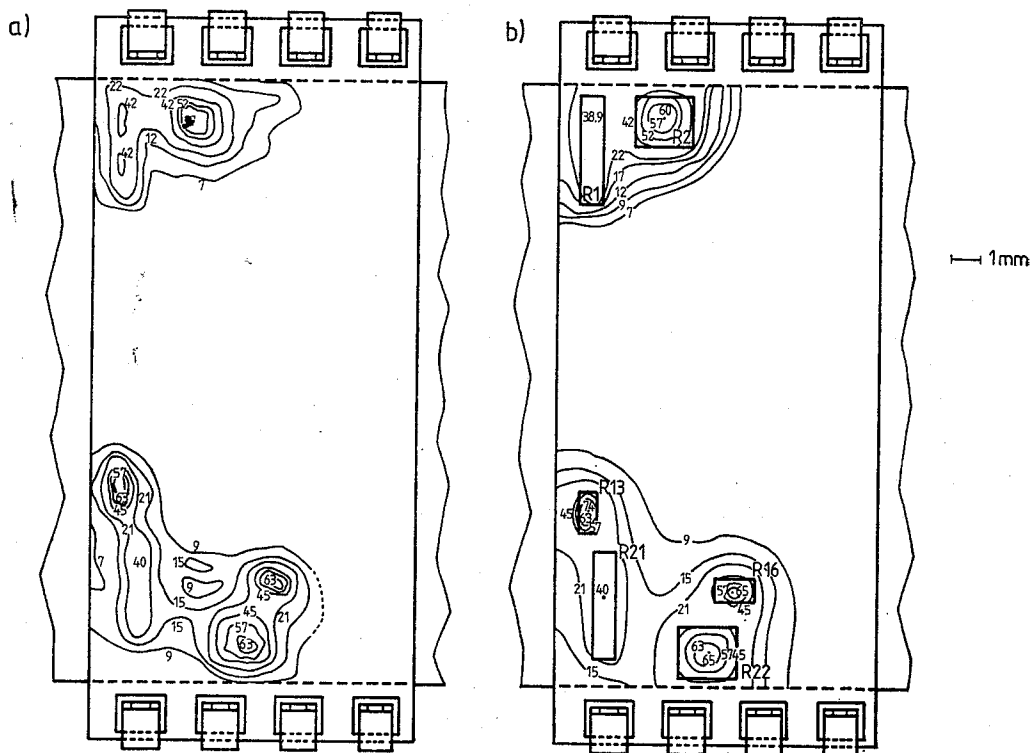


Fig. 15. Zoom of right-hand side of hybrid mount



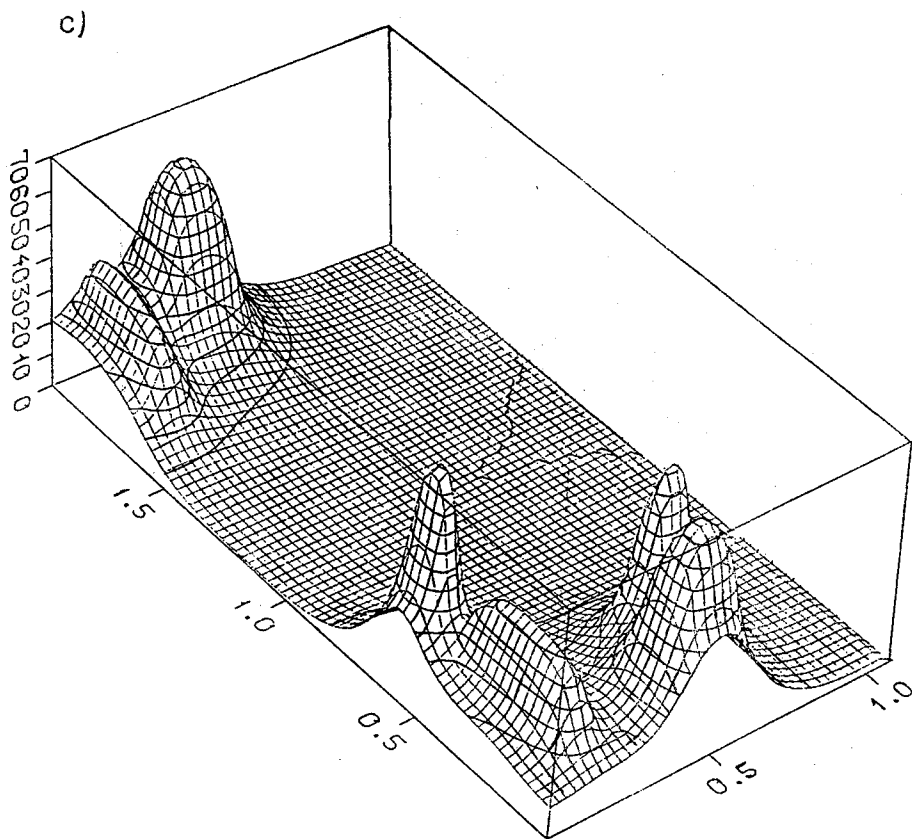


Fig. 16. The temperature distribution over the substrate surface (temperature rise above ambient): a) — calculated, b) — measured, c) computed 3D map

resolution in the case of the infra-red camera is 100×60 points and the results can be computed with the resolution 100×76 points.

The three dimensional computed card of above mentioned circuit is presented in the Fig. 16.

It should be underlined that the maximal computed and measured temperature rises are practically the same. Also the general shape of the main isothermals is nearly the same. Some minor differences as for example the 9 and 15°C islands in Fig. 16b can be explained by imperfections of the experiment (e.g., non-homogeneity of the exchange coefficient h resulting from local turbulences of the cooling water). The difference observed between the maximum temperature of resistor R_{13} in Fig. 16a (74°C) and Fig. 16b (81°C) probably results from a relatively great „void” in the soldered joint under resistor R_{13} , the size of which is particularly small.

2.4. THE LIMITS OF VALIDITY

For the proper utilization of proposed model one should specify the limits of validity with reference to technology of hybrid circuits. In the most case the hybrid mount is similar to the circuit presented in the Fig. 17. Such a structure is not strictly parallelepiped

but reminds the pyramid. The bloc of copper is always much bigger as the active area of the devices mounted in the top surface.

Such a case which is frequently known in practice can also be analysed by proposed method and the details can be found in [16].

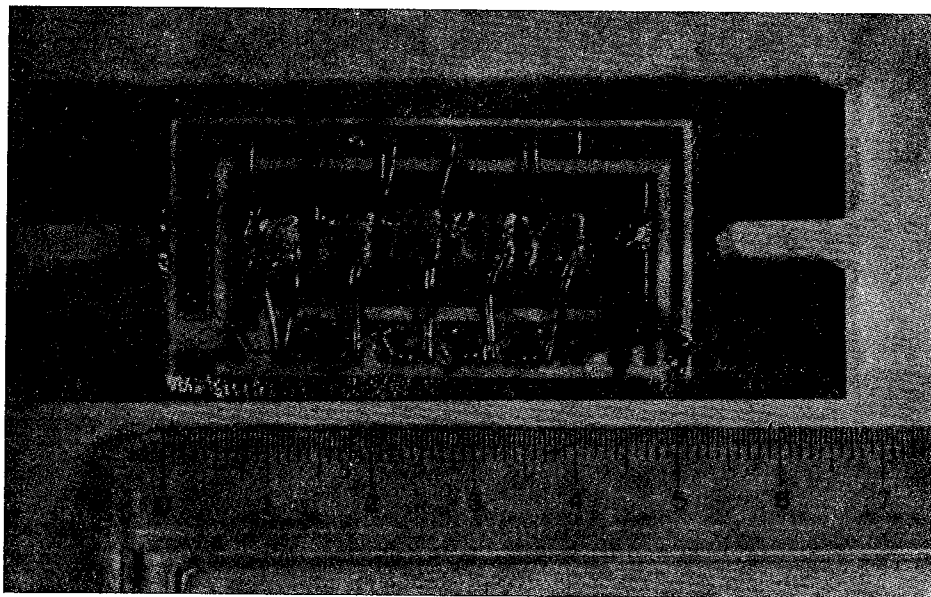


Fig. 17. The top vue of the power hybrid circuit

3. EXAMPLES OF SIMULATION

In this point some implementations of the presented method in the case of hybrid power circuit will be presented. The first one is the problem of the fault detection in the real devices. Second example presents the possibility of electro-thermal coupling simulation of high power bipolar transistors.

3.1. THE FAULT DETECTION IN THE HYBRID STRUCTURE

For better illustration of this problem we examine a very simple circuit presented in the Fig. 18. It consists of the big thick-film resistors on a composite substrate ($\text{Al}_2\text{O}_3/\text{soldered joint}/\text{Cu}$). When the power 60 W will be dissipated in the one of the resistors, the calculated temperature card will be very homogeneous as presented in the Fig. 19a.

The experimental card which is presented in the Fig. 19b is not as homogeneous as obtained by calculations. The obtained experimentally hot point can only be explained by existence of a defect of the structure. The reason of this defect can be very various:

- a) bad contact between the resistance and alumina
- b) nonhomogeneous resistivity of the thick-film resistance and as result nonhomogeneous dissipation of injected power

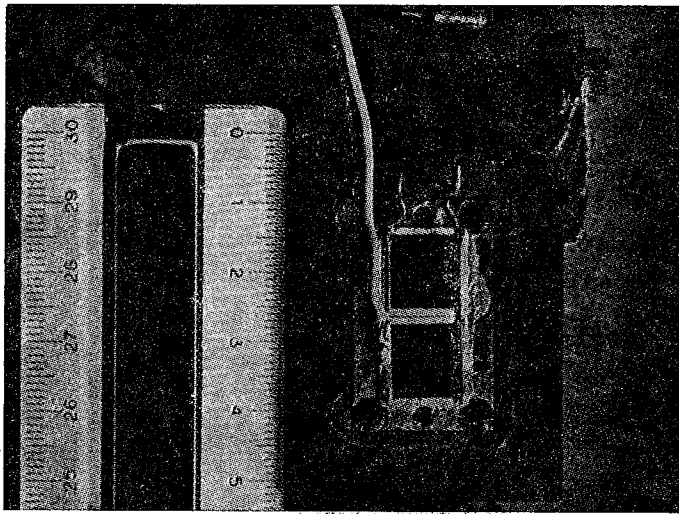


Fig. 18. The top view of the thick-film resistors

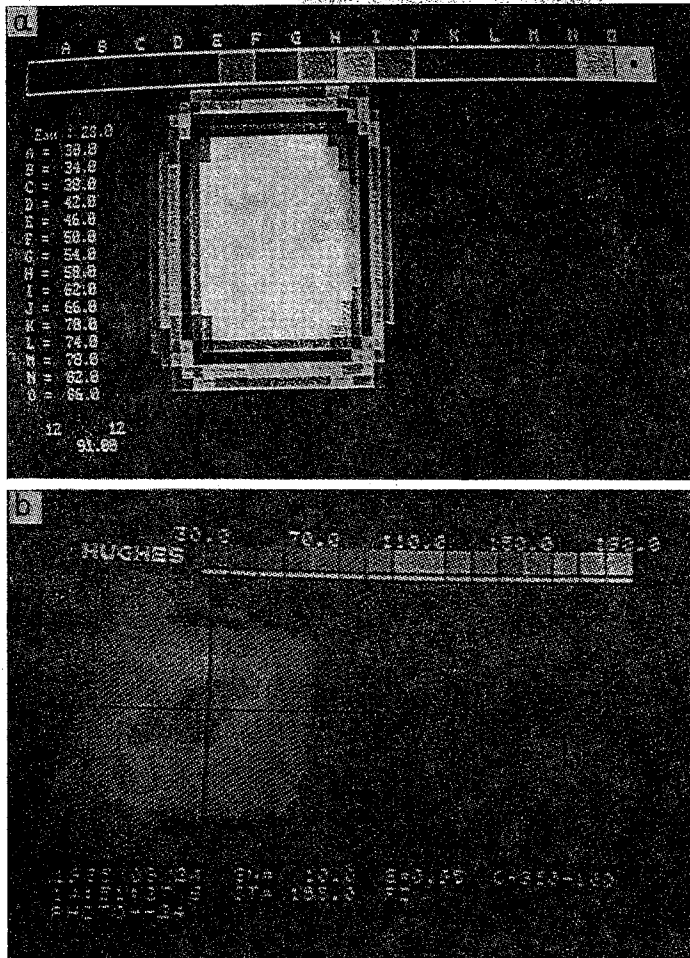


Fig. 19. Measured (a) and computed (b) temperature distribution in the hybrid mount from Fig. 18

c) relatively great „void” in the soldered joint (for instance for power density equal to $36 \frac{W}{cm^2}$, with homogeneous dissipation at the surface of alumina, a hole of diameter 2 mm in the soldered joint can produce the additional temperature rise equal to $74^\circ C$).

For better understanding the nature of defects without destruction of the hybrid circuit, one can additionally, with infra-red thermography, perform the experiments with the X radiation and the ultra-sonic technics.

The comparison of the computed and experimentally obtained cards can instantly demonstrate the existence of the defects in the studied circuit, so the developed model together with infra-red thermography is a good means for fault detection in the hybrid circuits.

3.2. ELECTRO-THERMAL COUPLING SIMULATION OF HIGH POWER BIPOLAR TRANSISTORS

In power devices, thermal and electrical effects may interact in a complex manner. Failure mechanisms, such as thermal second breakdown in bipolar transistors, are pertinent examples of such interactions [12]. For analysis as well as design purposes, two or even three dimensional models, in which electrical and thermal aspects can be considered simultaneously, are required.

Some attempts in this direction (see for instance refs. [1, 9]) have not been fully satisfactory because of the extreme complexity of the thermal aspect of modelling. Specially, finite element methods [21], are very cumbersome or even untractable when a high spatial resolution is needed [20].

A new approach of thermal analysis of plane multi-layered devices offers an attractive alternative [4, 10, 11—16]. The three-dimensional heat flow model of the device can be

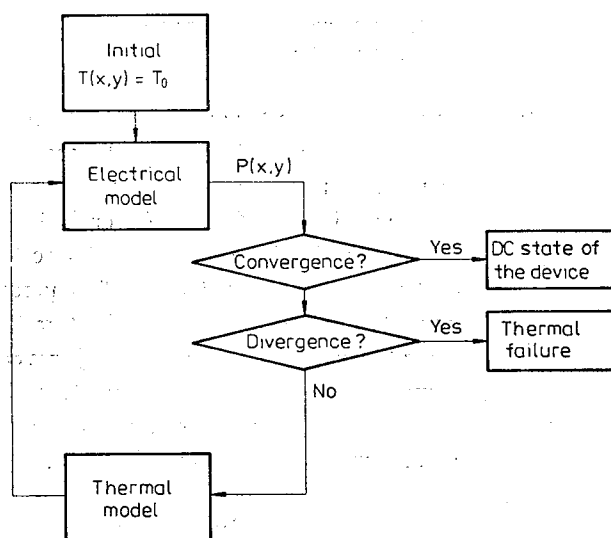


Fig. 20. General block diagram of the computation procedure

coupled now with a suitable distributed electrical model, using a simple iterative procedure (Fig. 20). For given bias conditions, the iterative computation process continued until successive computed temperature and current distributions converge to finite limits or until the process diverges. In the first case, the limit solution describe both the electrical and thermal static state of the device which is then thermally stable. On the other hand, a divergence of the computed solutions may be understood as the onset of a thermal instability.

The details of electrical and thermal model were presented in the previous papers [12, 16]. The electrical model for conventional high-power high-voltage triple diffused NPN transistor technology [7, 17–19] is applied to various thermal environments. One is a conventional press-pack package; the others relate to a new technology of hybrid assembly [8]. The corresponding thermal models are given in Figs. 21a and 21b respectively. The simulated circuit (see Fig. 1) of the static chopper 600 V — 30 A is realized by

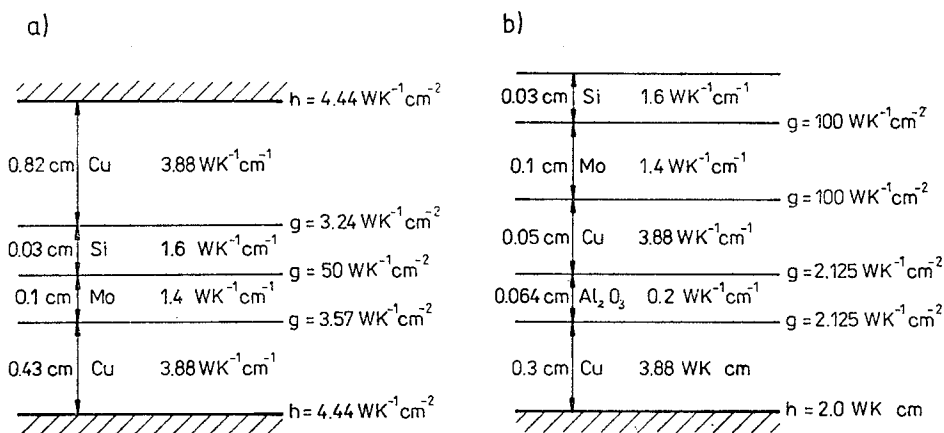


Fig. 21. Schematic cross-view of the thermal environment of the transistor: a) Standard press-pack structure b) Hybrid mount

a Société Anonyme de Télécommunications and contains the MEDL DT47 transistor which can support the collector-emitter voltage 700 V and collector current 150 A. The total crystal area is 6.25 cm², and the effective power dissipation area corresponding to the schematized emitter sectors as shown in Fig. 4a, is 4.08 cm². The total number of elemental transistors considered in the discretization scheme is 408 (see Fig. 22b).

Fig. 23 gives, in the (I_C — V_{CE}) plane, the computed DC Safe Operating Area (a) for a standard press-pack mount compared to the catalogue specification (b). The computed SOA is obtained either from the conditions when the maximal junction temperature of 448 K is reached in the device (small collector-emitter voltages), or from the limit of stability of the electro-thermal calculation algorithm (mean and high collector-emitter voltages). It is found to be in good agreement with the specified one, at least qualitatively (the slopes are nearly equal).

Fig. 23 also gives the computed DC SOA (c) for the same transistor in the hybrid mount shown in Fig. 21b. For high collector-emitter voltages, the power capability of the

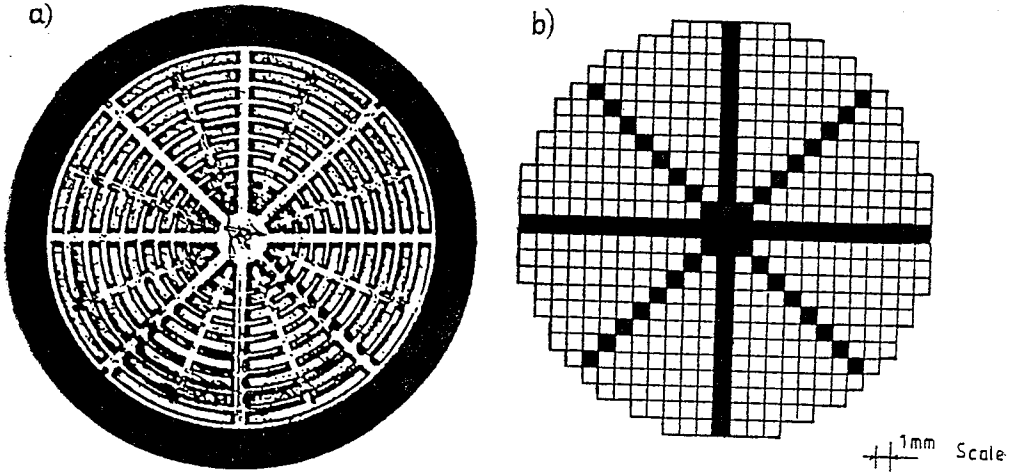


Fig. 22. Schematic top view of the emitter: a) The real device, b) The simplified computer model

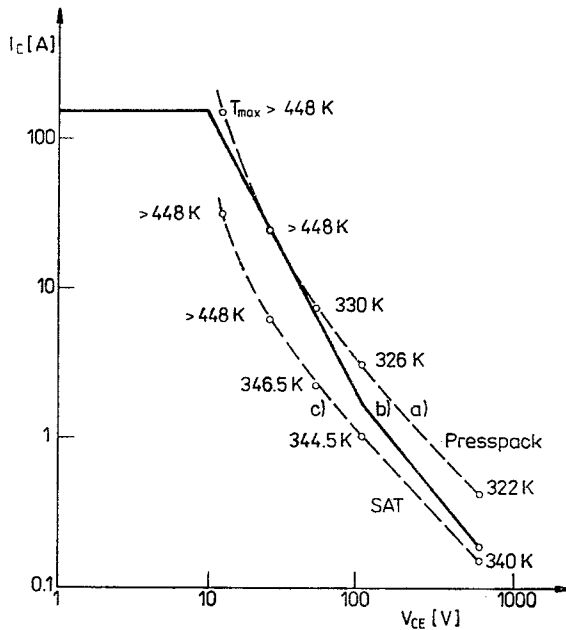


Fig. 23. DC SOA of the transistor: a) In the press-pack case (computed), b) Catalogue data corresponding to a), c) Hybrid mount (computed)

device is found to be reduced by a factor of about 2.9 as compared to the standard press-pack case (a), but not so much as could be expected from the ratio of the one-dimensional thermal resistances of the two mounts (≈ 5.3). This is partly due to the fact that the spread of heat flow is less restricted in the hybrid mount than in the press-pack one, due to different localization of the adiabatic boundaries. This is also due to a better lateral thermal stabi-

lity in the hybrid mount, evidenced by higher critical temperatures at the onset of the instability.

The spread of heat flow and the lateral thermal coupling between remote parts of the active area of the device could be improved even more in the hybrid mount by an increase in the thickness of the first copper layer beneath the wafer. This is evidenced by Fig. 24

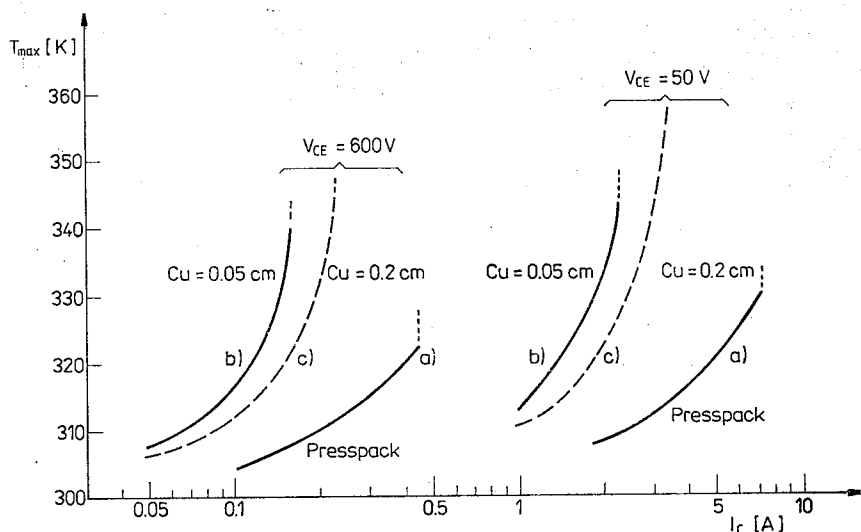


Fig. 24. Computed maximal junction temperature: a) Press-pack mount, b) Standard hybrid mount (copper thickness 0.05 cm), c) Improved hybrid mount (copper thickness 0.2 cm)

which gives the maximum junction temperature as a function of current, with voltage and copper thickness as parameters. It is worth pointing out that the improvement in current and power dissipation capabilities results both from better homogeneity of temperature and current density distributions (Fig. 25) and from increase of the maximum stable junction temperature (Fig. 24). The press-pack case is also given for comparison in Fig. 24. The relatively low maximum junction temperature at the onset of instability indicates that this kind of mount can still be improved.

As the last example of utilization of infra-red thermography the temperature card of static chopper working at 5 kHz with the cyclical rapport equal to 75% will be presented. In the Fig. 26 the hot point can be seen. This Figure corresponds to the limit of stability at 30 A and 400 V. This limit is much lower as for the same transistor mounted in its standard press-pack mount and the reason was explained above.

CONCLUSION

The considerations presented in this paper show that the hybrid technics is not yet fully subdued and the constructors of hybrid circuits have still plenty of problems which were until now resolved in the experimental way. Specially the temperature card resulting

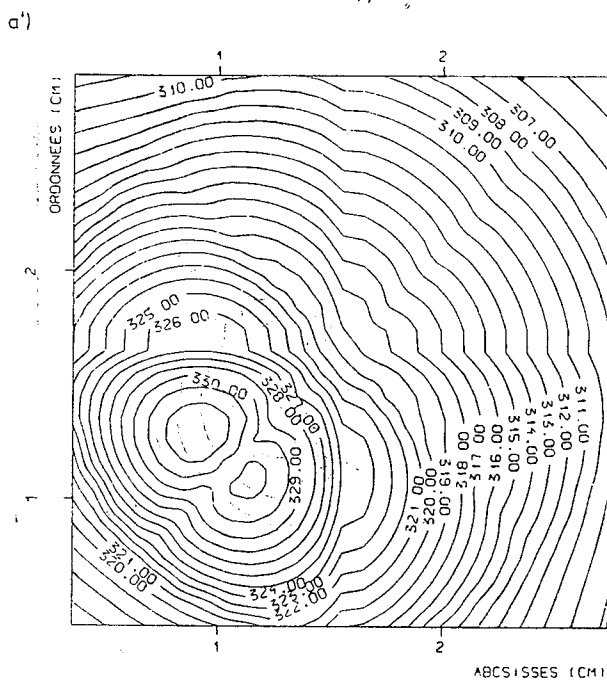
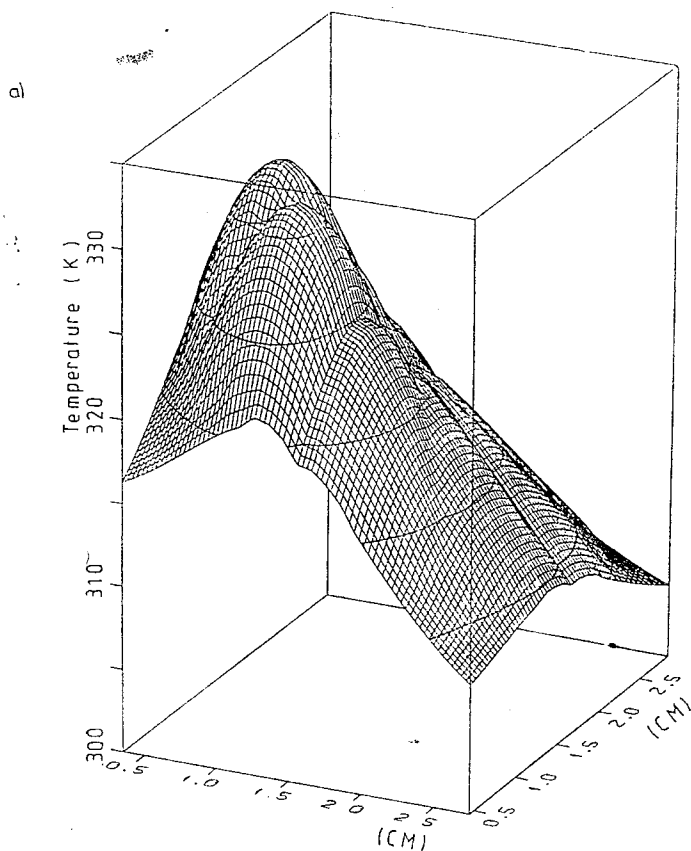


Fig. 25. 3D and 2D temperature distribution for transistor with $V_{CE} = 600$ V, $I_C = 0.15$ A; a) and a') — standard hybrid mount, b) and b') — improved hybrid mount

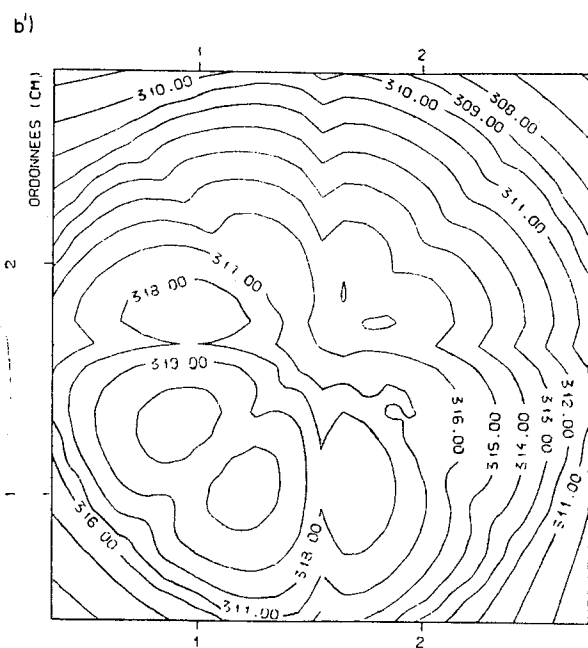
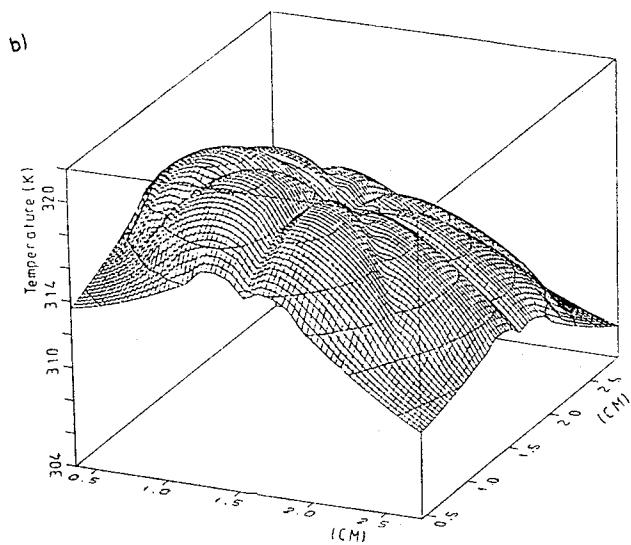


Fig. 26. Experimental temperature map of the static chopper from Fig. 1; (400V-30A-k5Hz-75%)

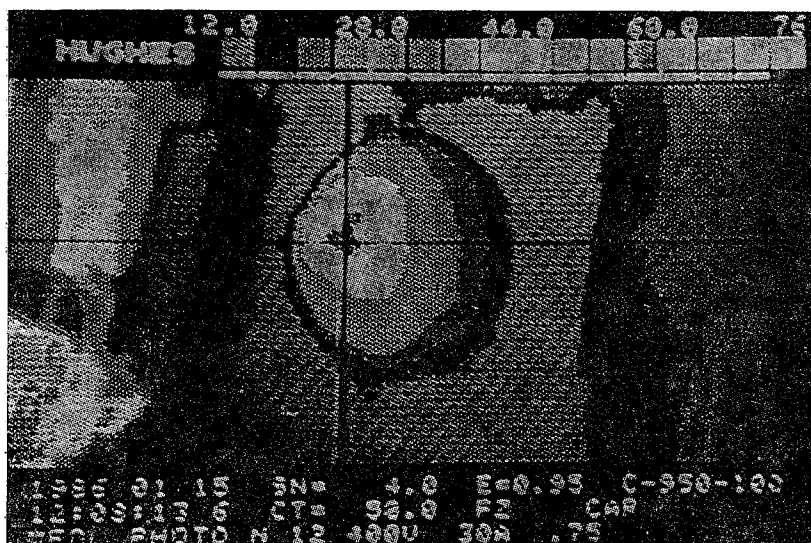


Fig. 27

from the assumed dissipated power should be known „*a priori*” before the very costly production of the circuit.

The presented theoretical model is very suitable for such a calculation and can be even applied in the small personal computers [14, 15].

The proposed quasi three-dimensional electro-thermal model of power transistors gives support to a complete external and internal description of the device DC operation, including possible lateral instabilities.

The infra-red thermography used to the practical verification of the proposed models can also be applied to the control and better understanding of the developed hybrid mounts. The fault detection can be performed by comparison of the computed and experimentally obtained temperature cards. In the future infra-red thermography together with X-radiation and echosonography will be frequently used by the producers of the hybrid circuits

BIBLIOGRAFIA

1. V.C. Alwin, D.H. Navon, L.J. Turgeon: *Time-dependent carrier flow in a transistor-structure under nonisothermal conditions*. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-24, N. 11, Nov. 1977, s. 1297
2. J.M. Dorkel, A. Napieralski: *Thermographie infrarouge et modélisation thermique de circuits hybrides de puissance SITEF-87*. Communication à la Journée du Groupe Thermographie Infrarouge de l'APEND (Association Professionnelle pour les Essais Non Destructifs), 01/10/1987, Toulouse, France, (22 pages)
3. J.M. Dorkel, A. Napieralski: *Modélisation thermique de circuits hybrides de puissance et thermographie infrarouge*. Electronique, Techniques et Industries, N. 58, 11 April 1988, France, pp. 12—16
4. J.M. Dorkel, A. Napieralski, Ph. Leturcq: *Implementation of a new method for thermal analysis of plane multilayered Systems*. Numerical Heat-Transfer (U.S.A), Vol. 13, No. 3, 1988, (pp. 319—336)

5. J. M. Dorkel, A. Napieralski: *Thermographie infrarouge et modelisation thermique de circuits hybrides de puissance*. Revue Pratique de Controle Industriel, NO 150 — 27^e Année, April 1988, France, pp. 65—78
6. E. Durand: *Electrostatique et magnetostatique*, Masson et Cie, Paris, 1953
7. P. L. Hower: IEEE Trans. on ED, vol. 20, s. 426, 1973
8. S. Lacroix, F. Quintana da Silva: *Contacteur-disjoncteur statique pour courant continu en technologie hybride*. Revue Générale d'Electricité, February 1986, pp. 29—35
9. Ph. Leturcq, C. Cavalier: *A thermal model for high power devices design*. In International Electron Device Meeting — IDEM Tech. Dig., Washington, DC, Dec. 1974, pp. 422—425
10. Ph. Leturcq, J. M. Dorkel, A. Napieralski, E. Lachiver: *A new approach to thermal analysis of power devices*. IEEE Transaction on Electron Devices, vol. ED-34, No. 5, May 1987, U.S.A., (pp. 1147—1156)
11. A. Napieralski, J. M. Dorkel, E. Lachiver, Ph. Leturcq: *Thermal characterization of cooling substrates for power semiconductors*. IInd International Conference on Power Electronics and Variable-speed drives, 25—27 Novembre 1986, Birmingham, Great Britain, (pp. 57—61)
12. A. Napieralski, J. M. Dorkel, Ph. Leturcq: *Electro-Thermal Coupling Simulation in High Power Bipolar Transistors*. Fifth International Conference on the Numerical Analysis of Semiconductor and Integrated Circuits, NASECODE-87, 17—19 June 1987, Dublin, Ireland, (pp. 301—306)
13. A. Napieralski, F. Pompignac: *Thermal C.A.D. of power hybrid devices using light computer means*. IEE Proceedings on Electronic Circuits and Systems, Vol. 135, Pt. G, No. 1, February 1988, Great Britain, (pp. 34—43)
14. A. Napieralski, F. Pompignac: *NAPOM — Logiciel pour l'étude thermique des circuits hybrides de puissance*. Electronique de Puissance, N. -26, France, April 1988, (pp. 68—74)
15. A. Napieralski, F. Pompignac: *CAD of Thermal Property of Power Hybrid Devices*. 3rd Symposium on Electronic for Telecommunications, Porto, Portugal, 4—6 May 1988, (pp. C.8-8 C.8-12)
16. A. Napieralski: *Komputerowe projektowanie półprzewodnikowych elementów dużej mocy ze szczególnym uwzględnieniem ich właściwości termicznych*. Rozprawa habilitacyjna, Zeszyty Naukowe Nr 562 Politechnika Łódzka 1988
17. E. H. Putley, W. H. Mitchell: Proc. Phys. Soc., London, vol. A72, p. 193, 1958
18. J. M. Reynes: *Relations entre performances et parametres structuraux des transistors bipolaires de puissance*. Application à la conception des composants. Thèse de Docteur Ingénieur N. 162, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 1986
19. Saltich et al.: PESC 1973, s. 74—79
20. C. Zardini: *Etude du comportement thermique des liaisons puce-substrat — simulation informatique — analyse thermographique*. E.N.S.E.R.B., Talence, France, 1986
21. O. Zienkiewicz: *The finite element method*. 3rd ed. London, McGraw-Hill, 1977

A. NAPIERALSKI, J. M. DORKEL, P. LETURCQ

NOWA METODA ANALIZY I ZASTOSOWANIE TERMOGRAFII W PODCZERWIENI DO BADAŃ UKŁADÓW HYBRYDOWYCH MOCY

Streszczenie

W związku z aktualnie bardzo szybkim rozwojem struktur półprzewodnikowych mocy zarówno hybrydowych jak i monolitycznych nabierają coraz większego znaczenia zagadnienia analizy i optymalnego projektowania cieplnego tych struktur. W artykule zaprezentowano nową metodę obliczeń rozkładów temperatury w układach hybrydowych dużej mocy. Przedstawiono wyniki obliczeń dla konkretnych struktur modelowych konfrontując je z wynikami badań eksperymentalnych za pomocą termografu komputerowego HUGHES TVS 4100.

A. NAPIERALSKI, J. DORKEL, P. LETURCQ

NOUVELLE MÉTHODE D'ANALYSE ET L'APPLICATION DE LA THERMOGRAPHIE INFRAROUGE POUR ÉTUDIER LES CIRCUITS HYBRIDES DE PUISSANCE

Résumé

Le développement rapide des structures à semiconducteur de puissance, aussi bien hybrides que monolithiques pose les problèmes d'analyse et d'optimisation du point de vue thermique et électrothermique. Dans l'article nous avons présenté une nouvelle méthode des calculs des répartition de la température dans les circuits hybrides de grande puissance. On a montré les résultats des calculs pour les structures typiques et on les a comparés avec les essais expérimentaux effectués à l'aide d'un thermographe HUGHES TVS 4100.

A. NAPIERALSKI, J. DORKEL, P. LETURCQ

NEUE METHODE FÜR DIE ANALYSE UND ANWENDUNG DER THERMOGRAPHIE IM INFRAROTBEREICH BEIM UNTERSUCHEN DER LEISTUNGSHYBRIDENSYSYSTEME

Zusammenfassung

Im Zusammenhang damit, daß z.Z. die Halbleiterstrukturen — sowohl Hybriden-, als auch Monolithleistungen — eine sehr schnelle Entwicklung erfahren, werden die Probleme der Analyse und der optimalen Wärmeprojektierung dieser Strukturen immer wichtiger. Im vorliegenden Artikel wurde eine neue Berechnungsmethode für die Temperaturverteilungen in Hybridensystemen mit großer Leistung vorgeschlagen. Die Berechnungsergebnisse für konkrete Modellstrukturen wurden dargestellt, und mit den experimentell gewonnenen Ergebnissen mittels des Computerthermographen HUGHES TVS 4100 verglichen.

А. НАПЕРАЛЬСКИ, Й. М. ДОРКЕЛЬ, П. ЛЕТУРЦ

НОВЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА И ПРИМЕНЕНИЕ ТОМОГРАФИИ В ИНФРАКРАСНОМ ДИАПАЗОНЕ К ИССЛЕДОВАНИЮ ГИБРИДНЫХ СХЕМ МОЩНОСТИ

Резюме

Очень интенсивное развитие полупроводниковых структур мощности так гибридных как и монолитических ведет к увеличению значения анализа и оптимального с термической точки зрения проектирования этих структур. Предложен новый метод расчета распределения температур в гибридных схемах большой мощности. Представлены результаты расчетов нескольких модельных структур и их сравнение с результатами экспериментальных исследований с помощью компьютерного томографа HUGHES TVS 4100.

Nieliniowość rezystorów grubowarstwowych

STANISŁAW NOWAK

Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków

Otrzymano 1989.02.21

Autoryzowano do druku 1989.04.28

W artykule przedstawiono wyniki badań współczynnika trzeciej harmonicznej WTH oraz rezystancji przy różnych natężeniach pola elektrycznego K i różnych temperaturach T . Określono współczynnik napięciowy VCR dla dużych natężeń pola i przedyskutowano jego podobieństwo do przyrostu trzeciej harmonicznej Δ WTH. Szczególnie przebadano rezystory o dużych rezystancjach, gdzie przy małych K uzyskano kilka niepublikowanych w literaturze właściwości. Najważniejszymi z nich są: znaczna zależność TWR od natężenia pola oraz ekstremum na krzywej $R(K)$. Wprowadzając przeskokowy mechanizm według Motta wytłumaczono jakościowo lokalne maksimum charakterystyki $R(K)$ wysokoomowych rezystorów grubowarstwowych, również w temperaturach azotowych i helowych. Uzyskano kilka wniosków naukowo-badawczych i wiele užitarnach.

1. WSTĘP

Proporcjonalność przepływającego prądu I do przyłożonego na rezystorze napięcia U , a zatem zgodność z najprostszą postacią prawa Ohma

$$I = U/R \quad \text{gdzie} \quad R = \text{const} \quad (1)$$

jest jednym z ważnych wymagań, stawianych rezystorom stosowanym w urządzeniach elektronicznych. Praktyka wykazuje, że jedynie rezystory z litych stopów metali, jak rezystory drutowe i foliowe spotykane pod nazwą Vishay (od nazwy producenta) spełniają ściśle to wymaganie. Bliższe badania wykazują, że rezystancja stosowanych rezystorów zależy od wielu czynników. Wyrażenie (2) obejmuje wpływy odwracalne, tzn. takie, w których po usunięciu czynnika wymuszającego rezystancja powraca do pierwotnej wartości.

$$R = \varphi(T, U, f) \quad (2)$$

gdzie:

T — temperatura rezystora

U — napięcie przyłożone do rezystora

f — częstotliwość napięcia przyłożonego na zaciski rezystora.

Oprócz powyższych występują czynniki powodujące nieodwracalne zmiany rezystancji,

określane jako zmiany starzeniowe [17]. Do najważniejszych z tej grupy czynników należą długotrwałe oddziaływania:

- obciążenia elektrycznego prądem stałym i zmiennym,
- przepięcie impulsowych,
- narażeń klimatycznych (temperatury, wilgoci, szoków termicznych),
- narażeń mechanicznych (wibracji, wstrząsów).

Przedmiotem niniejszej pracy jest badanie jednego z powyższych czynników tj. badanie wpływu krótkotrwale przyłożonego do rezystora napięcia na jego rezystancję. Wpływ ten będzie określony nierównością (3)

$$R(U) \neq \text{const} \quad (3)$$

Rezystor grubowarstwowy wykazuje wiele zalet, a równocześnie dużą nieliniowość [4, 18] i znaczne szумы strukturalne [8]. Do zalet zalicza się:

- dużą moc jednostkową, równą około 15 W na 1 cm² ścieżki rezystywnej, dla porównania w rezystorze cienkowarstwowym 1 W/cm²
- szeroki zakres rezystancji od 0,5 Ω do 1 G Ω
- mały temperaturowy współczynnik rezystancji, $|\text{TWR}| < 50$ ppm/K
- dobrą stabilność długookresową (0,5%/1000 h a nawet 0,1%/1000 h)
- łatwość wykonywania skompensowanych termicznie sieci rezystywnych
- małe koszty wytwarzania.

Duża nieliniowość rezystora powoduje dwa negatywne zjawiska w układach elektro-nicznych:

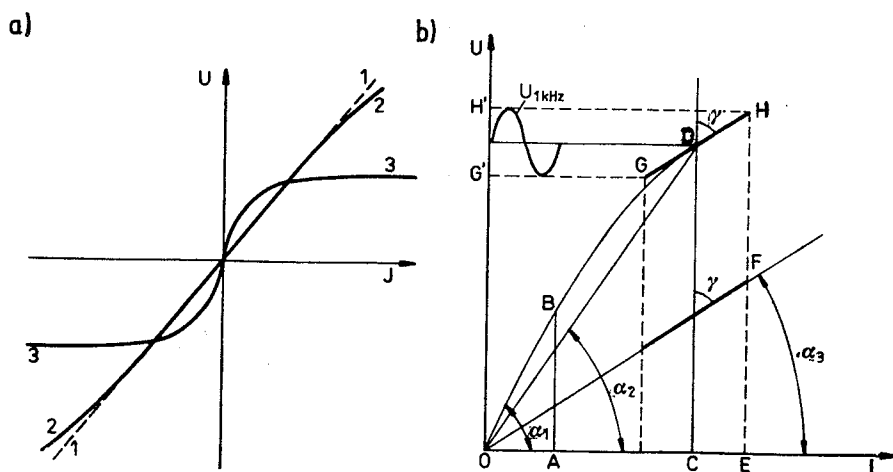
- 1) może wytwarzać zniekształcenia nieliniowe, szkodliwe w układach analogowych o dużej wierności wzmacniania i odtwarzania,
- 2) może fałszować wartość rezystancji jeżeli przyłożone do rezystora napięcie podczas pomiaru i podczas pracy różnią się znacznie.

Istnieje kilka określeń nieliniowości i jak dotąd niejednoznaczne są wyniki oraz nieprecyzyjne metody pomiaru tej wielkości. Jednym z celów pracy jest porównanie rezultatów badań Współczynnika Nieliniowości (VCR — z ang. *Voltage Coefficient of Resistance*) i Współczynnika Trzeciej Harmonicznej (WTH), przy różnych natężeniach pola elektrycznego K . Szczegółne zainteresowanie dotyczy dużych rezystancji, przy których efekt nieliniowości jest skrajnie duży i jego pomiar, ze względu na wpływ zakłóceń jest utrudniony.

Użytkowym celem pracy jest określenie warunków pomiaru i projektowania sieci rezystywnych o zmniejszonej nieliniowości, oraz bliższe poznanie zachowania się rezystorów grubowarstwowych przy bardzo małych napięciach (np. w obwodzie mikrofonu elektretowego poniżej 1 V) i przy bardzo dużych napięciach (np. w obwodzie ogniskowania kineskopu, około 10 kV). Trudności przy opracowaniu obu powyższych wyrobów zainspirowały potrzebę badania tego problemu.

2. DEFINICJA NIELINIOWOŚCI

Odstępstwo od proporcjonalności natężenia prądu do przyłożonego napięcia jest nieliniowością rezystora. Współczynnik proporcjonalności we wzorze (1) czyli rezystancja nie jest więc wielkością stałą lecz zależy od wartości przyłożonego napięcia. Na rys. 1a



Rys. 1. Charakterystyka prądowo-napięciowa rezystorów; a) typowe zależności U od I rezystorów 1 — liniowego, 2 — nieliniowego, 3 — warystora; b) rezystancja $R = k \operatorname{tg} \alpha$, wyznaczona graficznie na krzywe $U(I)$

$$R_1 = k \operatorname{tg} \alpha_1 = k \frac{BA}{OA} \text{ — rezystancja przy napięciu } 0,1 U$$

$$R_2 = k \operatorname{tg} \alpha_2 = k \frac{DC}{OC} \text{ — rezystancja przy napięciu } U$$

$$R_3 = k \operatorname{tg} \alpha_3 = k \frac{EF}{OE} \text{ — rezystancja różniczkowa}$$

Styczna GH jest przesunięta równolegle na prostą OF przechodzącą przez początek układu współrzędnych

przedstawiono trzy przebiegi J od U , z których linia 1 przedstawia rezystor liniowy (drurowy lub foliowy), linia 2 przedstawia rezystor nieliniowy grubowarstwowy z pewnym efektem warystorowym (nieliniowością) i linia 3 przedstawia typowy warystor z tlenku cynku, gdzie nieliniowość jest silna i pożądana. Rys. 1b wykazuje, że w zależności od warunków pomiaru otrzymuje się różne wartości R tego samego rezystora przedstawionego charakterystyką OBD . Pomiar przy napięciu odpowiadającym odcinkowi AB daje rezystancję $R_1 = k \operatorname{tg} \alpha_1$, pomiar przy napięciu odpowiadającym odcinkowi CD daje $R_2 = k \operatorname{tg} \alpha_2$ natomiast w wyniku pomiaru przy małym napięciu zmiennym rezystora spolaryzowanego napięciem stałym odpowiadającym odcinkowi CD otrzyma się $R_3 = k \operatorname{tg} \alpha_3$. Ponieważ $\alpha_1 > \alpha_2 > \alpha_3$ to $R_1 > R_2 > R_3$. Wniosek ten zmusza do badań $R(U)$ oraz do sprecyzowania warunków pomiaru rezystancji rezystorów stałych niedrutowych.

3. NIEDOSKONAŁOŚĆ OKREŚLEŃ NIELINIOWOŚCI REZYSTORÓW I METOD JEJ POMIARU

Nieliniowość rezystora jest określona przynajmniej dwoma sposobami tj: jako współczynnik napięciowy (VCR) oraz jako współczynnik trzeciej harmonicznej (WTH).

3.1. WSPÓŁCZYNNIK NAPIĘCIOWY

Pomiar współczynnika napięciowego określa norma IEC 115-1 według wzoru

$$\text{VCR} = \frac{R_2 - R_1}{0,9UR_1} \cdot 100\%/V \quad (4)$$

gdzie:

R_1 — rezystancja zmierzona przy napięciu $0,1 U$

R_2 — rezystancja zmierzona przy napięciu U

U — napięcie przyłożone do rezystora, które określa się według wzoru (5) lub (6) w zależności od tego, które z tych napięć jest mniejsze

$$U = \sqrt{PR} \quad (5)$$

$$U = U_{\max} \quad (6)$$

gdzie:

P — moc znamionowa badanego rezystora

R — znamionowa wartość rezystancji

$U_{\max}$ — maksymalne napięcie dopuszczalne dla badanego rezystora normą szczegółową lub warunkami technicznymi.

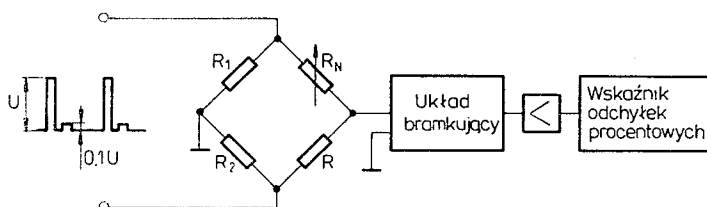
Ta definicja jest zgodna z rys. 1b przyjmując, że odcinek CD odpowiada napięciu U natomiast odcinek AB odpowiada napięciu $0,1 U$. Analizując wzór (4) łatwo stwierdzić, że współczynnik napięciowy jest proporcjonalny do różnicy rezystancji

$$\text{VCR} = \frac{1}{0,9UR_1} (R_2 - R_1) \quad (7)$$

co odpowiada różnicy tangensów kątów α_1 i α_2 na rys. 1b. Tak określony VCR jest największym współczynnikiem napięciowym dla całego zakresu napięć od $0,1 U$ do U . W praktyce rezystor rzadko pracuje przy napięciu U , lecz przy napięciach mniejszych i wtedy użytkownik nie wie jak duży będzie VCR przy napięciach mniejszych od U . Niniejsza praca wskazuje, że niektóre rezystory wykazują innego rodzaju nieliniowość przy napięciach poniżej $0,1 U$ i wtedy opieranie się na wzorach (4) i (7) traci sens. Ponadto norma nie określa zależności VCR od długości rezystora (ścieżki rezystywnej), a wiadomo, że różni producenci wykonują rezystory dyskretnie o tej samej mocy znamionowej na korpusach o różnej długości, różnice długości rezystorów sięgają 30 do 50% a różnice długości ścieżki rezystywnej są jeszcze większe.

W literaturze technicznej spotyka się znaczne odstępstwa od metody zalecanej przez JEC 115-1. Np. firma Du Pont Electronic Materials określa VCR przy dwóch napięciach uwzględniając długość rezystora. Pomiaru dokonuje się przy napięciu 10 V/mm i przy napięciu 100 V/mm, a maksymalne napięcie może wynosić nawet 400 V/mm (dane zaczerpnięte z Katalogu past rezystywnych DP 9400).

Pomiaru VCR według wzorów (4) i (7) można dokonywać metodą techniczną lub mostkową impulsową. W metodzie technicznej mierzy się prądy przy napięciach $0,1 U$ i U , a następnie oblicza R_1 i R_2 . Istotny błąd pomiaru może tu wносить nagrzewanie rezystora ciepłem Joule'a, dlatego czas pomiaru musi być krótki. Lepszym rozwiązaniem jest pomiar



Rys. 2. Uproszczony schemat mostka do badania VCR metodą impulsową

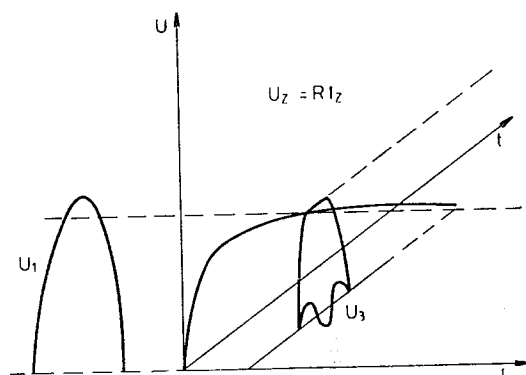
metodą mostkową impulsową według rys. 2. Generator zasilający dostarcza serii impulsów występujących parami. Amplituda pierwszego impulsu odpowiada napięciu $0,1 U$, natomiast drugiego napięciu U . Mostek jest zrównoważony dla impulsów małych $0,1 U$ natomiast dla napięć U odczytuje się rozrównoważenie mostka $\Delta R/R_1$ w procentach, które umożliwia obliczenie VCR według wzoru (7).

3.2. WSPÓŁCZYNNIK TRZECIEJ HARMONICZNEJ WTH

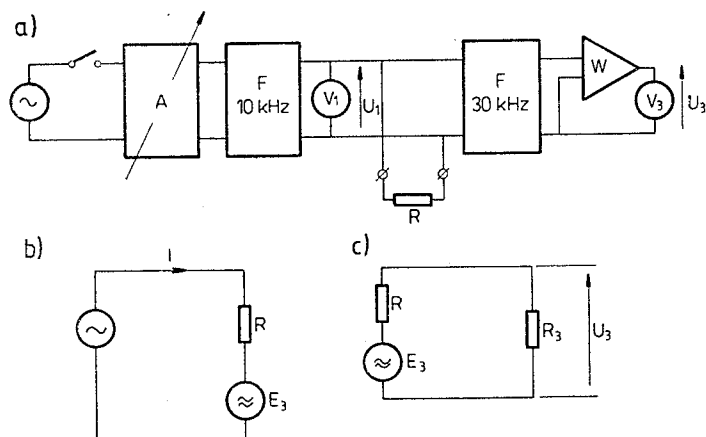
Określanie współczynnika trzeciej harmonicznej jest również zalecane normą IEC — Publikacja 440.

U podstaw badania trzeciej harmonicznej jako wskaźnika nieliniowości leży założenie, że charakterystyka $I(U)$ dla rezystora nieliniowego jest symetryczna. Przy takim założeniu harmoniczne parzyste znikają i w szeregu, na który można rozłożyć każdy przebieg odkształcony występują tylko harmoniczne nieparzyste a największą amplitudę posiada trzecia harmoniczna. Obrazowo przedstawiono powstanie trzeciej harmonicznej U_3 na rys. 3, gdzie przyjęto, że rezystor nie powoduje przesunięć fazowych między składową podstawową U_1 i harmoniczną U_3 , co dla rezystorów w szerokim zakresie częstotliwości jest spełnione, a napewno przy częstotliwościach pomiarowych 10 kHz i 30 kHz.

Firma Radiometer opracowała przyrząd CLT-1a, który jest powszechnie stosowany a jego uproszczony schemat przedstawia rys. 4.



Rys. 3. Zasada powstawania trzeciej harmonicznej na nieliniowym rezystorze



Rys. 4. Uproszczony schemat układu do pomiaru WTH; a) schemat blokowy, b) schemat zastępczy, c) schemat zastępczy uwzględniający impedancję obciążenia dla E_3 , widzianą z zacisków badanego rezystora; A — atenuator, W — kalibrowany wzmacniacz pasmowy o częstotliwości 30 kHz, F · 10 kHz — filtr pasmowy przepuszczający napięcie o częstotliwości podstawowej 10 kHz, F · 30 kHz — filtr pasmowy wydzielający napięcie trzeciej harmonicznej o częstotliwości 30 kHz, V_1 — woltomierz mierzący napięcie przykładane do rezystora, V_3 — woltomierz mierzący trzecią harmoniczną

Współczynnik trzeciej harmonicznej określa się wzorem

$$\text{WTH} = 20 \lg \frac{E_3}{U_1} \quad (8)$$

$$E_3 = \left(1 + \frac{R}{R_3} \right) U_3, \quad (9)$$

gdzie:

U_1 — napięcie sinusoidalne, o zniekształceniach poniżej — 140 dB, przyłożone do rezystora

E_3 — siła elektromotoryczna trzeciej harmonicznej wywołanej prądem I zniekształconym na nieliniowości badanego rezystora

U_3 — napięcie trzeciej harmonicznej mierzone przez woltomierz V_3

R — rezystancja rezystora badanego

R_3 — impedancja obciążenia dla E_3 widziana z zacisków rezystora badanego

I — prąd płynący przez badany rezystor.

Dla małych rezystancji badanych

$$E_3 \approx U_3. \quad (10)$$

Przykładowo dla miernika CLT 1a:

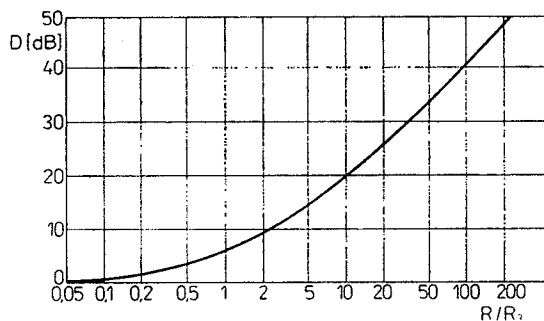
gdy $R < 100 \text{ k}\Omega$ to $E_3 \approx U_3$,

$R = 1 \text{ M}\Omega$ trzeba stosować poprawkę $D_1 = +20 \text{ dB}$

$R = 10 \text{ M}\Omega$ trzeba stosować poprawkę $D_2 = +40 \text{ dB}$.

Wykres poprawek przedstawia rys. 5.

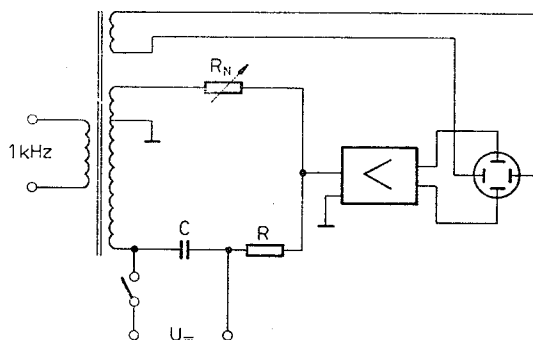
Wadą tej metody jest wzrastający błąd pomiaru ze wzrostem rezystancji badanego rezystora ze względu na ograniczone praktycznie wartości R_3 . Zaletą jest duża czułość i wyeliminowanie wpływu ciepła Joule'a.



Rys. 5. Wykres poprawek D w funkcji R/R_3

3.3. POMIAR NACHYLENIA KRZYWEJ $I(U)$

Pomiar nachylenia krzywej polega na zmierzeniu według rys. 1b wartości kąta α_3 lub $\text{tg } \alpha_3$. Jest to pomiar rezystancji różniczkowej, w którym wartość chwilowa napięcia pomiarowego 1 kHz zmienia się od punktu G' do punktu H' , natomiast napięcie polaryzujące U_+ zmienia się od 0 do wartości odpowiadającej odcinkowi CD na rys. 1b. Autor zrealizował ten pomiar w układzie według rys. 6, w którym U_+ było regulowane od 0 do



Rys. 6. Schemat mostka do pomiaru nachylenia krzywej $I(U)$; R — rezystor badany, $R_N = 0,1 R$; $U_+ = 0$ do 3 kV

3000 V a napięcie pomiarowe 1 kHz wynosiło 6 V_{sk} [15]. Zgodnie z krzywą na rys. 1b rezystancja różniczkowa malała ze wzrostem napięcia polaryzującego. Bezwzględna wartość zmian rezystancji w procentach na volt była większa niż przy pomiarze prądem stałym, co również jest zgodne z rys. 1b tj:

$$\text{tg } \alpha_3 < \text{tg } \alpha_2$$

a więc

$$(\text{tg } \alpha_1 - \text{tg } \alpha_2) < (\text{tg } \alpha_1 - \text{tg } \alpha_3) \quad (11)$$

Metoda ta nie jest zgodna z zaleceniem IEC, chociaż daje informację o zachowaniu się rezystora przy równocześnie występującej na nim składowej stałej i składowej zmiennej napięcia. Każda z przedstawionych metod nie daje takich samych wyników badań i nie może jedna metoda drugiej, ani trzeciej — zastąpić. Powyższe metody, jak dotąd, wzajemnie się uzupełniają. Każda z nich posiada ograniczenia stosowania, np. w metodzie WTH są duże trudności przy pomiarze dużych rezystancji, powyżej 10 MΩ. W metodzie pomiaru nachylenia $I(U)$ trudno mierzy się rezystory o rezystancjach poniżej 1 kΩ ze względu na pojemność bocznikującą napięcie polaryzujące, która musiała by być bardzo duża. Najszersze zastosowanie ma metoda techniczna, chociaż dokładność pomiaru w tej metodzie jest mała. Szczególnie przy pomiarach prądów poniżej 1 nA wpływ zakłóceń jest duży. Zachodzi konieczność starannego ekranowania.

4. PRZYCZYNY POWSTAWANIA NIELINIOWOŚCI REZYSTORÓW

Mechanizm powstawania nieliniowości nie jest w pełni znany. Wszyscy autorzy są zgodni, że nieliniowość powstaje na granicy ziaren przewodzących. Specjaliści od technologii warystorów twierdzą, że na granicy ziaren powstają szczeliny i w tych szczelinach przy odpowiednim natężeniu pola występuje autoemisja elektronów, które przechodzą przez szczeliny od jednego ziarna do drugiego. Ten próg przewodnictwa występuje przy natężeniach pola rzędu kilku kV na 1 cm szczeliny, odpowiada to natężeniu pola na warystorze około 10 V/mm.

Pike i Seager [19] założyli, że w warstwie rezystora grubowarstwowego każde ziarno jest otoczone warstwą szkliva i przepływ prądu przez tę warstwą odbywa się drogą rezonansowego tunelowania a centrami rezonansowymi są domieszki w szkliwie. Rezystancja dla rezonansowego tunelowania w jednym ogniwie MIM (metal-izolator-metal) wynosi

$$R = R_{b0} \frac{\sin aT}{aT} \left[1 + \exp\left(\frac{E_{b0}}{kT}\right) \right] + R_{m0}(1 + bT) \quad (12)$$

gdzie:

- a — zależne od wysokości bariery potencjału
- E_{b0} — energia aktywacji tunelowego przejścia elektronu przez barierę
- b — temperaturowy współczynnik rezystancji cząstki przewodzącej
- R_{b0} — rezystancja tunelowa określona w 0°K
- R_{m0} — rezystancja cząstki przewodzącej w temperaturze 0°K, określona drogą ekstrapolacji
- k — stała Boltzmanna
- T — temperatura.

Nieliniowość, która wystąpiła w ich badaniach, tłumaczą dwoma sposobami:

a) przemieszczaniem centrów rezonansowych w kierunku środka bariery potencjału pod wpływem pola elektrycznego,

b) współczynnikiem wężykowatości, który w zależności od potrzeb zmienia się w szerokim zakresie a dla rezystancji powierzchniowej $10^5 \Omega/\square$ wynosi 200.

Współczynnik wężykowatości mówi nam ile razy więcej ziaren bierze udział w przewodzeniu przy drodze wężykowatej w stosunku do przypadku gdy ta droga byłaby prosta od jednej do drugiej elektrody rezystora. Zależność rezystancji od napięcia tłumaczy się napięciem potrzebnym do pokonania energii aktywacji E występującej we wzorze (12) a niezbędnej do przeniesienia elektronu przez sumę barier występującą w łańcuchu. Jeżeli więc energia aktywacji $E = 200 \mu\text{eV}$, to spadek napięcia na barierze równy $200 \mu\text{V}$ zjonizuje parę nośników prądu i popłynie prąd. Jeśli średnica cząstki przewodzącej wynosi $0,4 \mu\text{m}$ [19] to w łańcuchu w prostej linii zmieści się $2,5 \cdot 10^4$ cząstek w 1 cm rezystora. Potrzebne natężenie pola wynosi $2,5 \cdot 10^4 \cdot 200 \mu\text{V} = 5 \cdot 10^6 \mu\text{V/cm} = 5 \text{ V/cm}$. Z eksperymentu [19] wynika, że zmiany nieliniowości występują przy natężeniach mniejszych od 1 kV/cm , co widoczne jest na rys. 7. Wartość 5 V/cm należy wg Pike i Seagera pomnożyć przez współczynnik wężykowatości, który dla uzyskania pełnej zgodności ma wynosić 200 (z innych obliczeń wynosi 100), gdyż $200 \cdot 5 \text{ V/cm} = 1 \text{ kV/cm}$. Ta wartość natężenia pola na rys. 7 odpowiada pełnemu zjonizowaniu wszystkich barier w łańcuchu. Powyżej tej wartości pochylenie krzywej jest stałe i wartość tego pochylenia odpowiada $\text{VCR} = +147 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$.

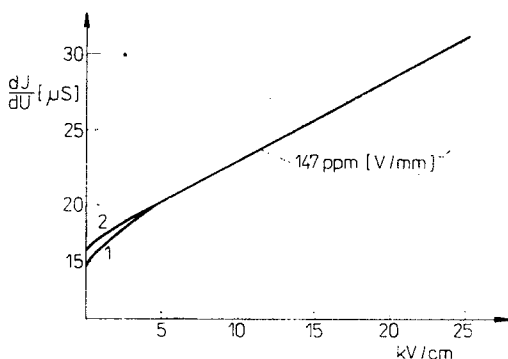
Halder [3] wykazał, że obok przewodnictwa tunelowego w warstwie grubej może wystąpić przewodnictwo przeskokowe szczególnie gdy koncentracja cząstek przewodzących jest mała tj. w przypadku bardzo dużych rezystancji powierzchniowych. Według Motta [13] prawdopodobieństwo P_{ij} przeskoku elektronu od ziarna i -tego do ziarna j -tego zależy od dwóch czynników:

$$\text{a)} \quad P_{ij1} \sim \exp\left(-\frac{E_H}{kT}\right) \quad (13)$$

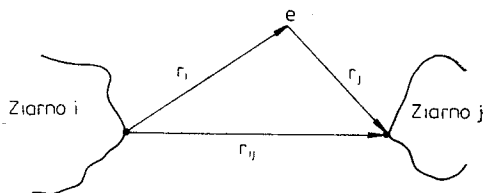
człon powodowany dostarczeniem elektronowi energii przez sąsiadujący fonon,

$$\text{b)} \quad P_{ij2} \sim \exp(-2\alpha_r r_{ij}) \quad (14)$$

człon powodowany oddziaływaniem funkcji falowych tylko dwóch sąsiadujących węzłów



Rys. 7. Zależność różniczkowej konduktancji $\frac{dJ}{dU}$ od natężenia pola na rezystorze badanym [19].
1 — krzywe w temp. 76 K, 2 — krzywa w temp. 296 K



Rys. 8. Położenie elektronu e podczas przeskoku z ziarna i -tego do ziarna j -tego; r_{ij} — odstęp między ziarnami

(ziaren) i -tego oraz j -tego, według rys. 8, Odległości do innych sąsiadów są bardzo duże i spełniony jest warunek

$$r_{ij} \ll r_{in} \quad (15)$$

Wypadkowe prawdopodobieństwo jest iloczynem

$$P_{ij} = p_{ij1} \cdot p_{ij2} = C \exp \left[- \left(2\alpha_r r_{ij} + \frac{E_H}{kT} \right) \right], \quad (16)$$

a rezystancja przeskokowa tego MIM wynosi

$$R_H = R_{H0} \exp \left(2\alpha_r r + \frac{E_H}{kT} \right), \quad (17)$$

gdzie

r — średnia odległość przeskokowa, średni odstęp między najbliższymi sąsiadami (cząstkami przewodzącymi)

r_{ij} — odległość między sąsiadami i -tym oraz j -tym,

α_r — współczynnik tłumienia [1, 13] przestrzennej funkcji falowej elektronu zlokalizowanego w n -tym węźle,

E_H — średnia energia aktywacji przeskoku wspomaganego energią fononu,

k — stała Boltzmanna,

T — temperatura,

R_{H0} — rezystancja przeskokowa w warunkach odniesienia.

Z teorii perkolacji, przyjętej powszechnie dla przewodnictwa warstw grubych, wiadomo że prąd płynie w tych łańcuchach przewodzących, które mają małą rezystancję. Dla trójwymiarowej warstwy minimum wyrażenia (17) wystąpi [1] gdy

$$r_m = \left(\frac{9N_F}{8\alpha_r kT} \right)^{1/4}, \quad (18)$$

N_F — gęstość węzłów wzajemnie oddziaływujących.

Uwzględniając wyrażenie (17) i (18) uzyskuje się znany wzór Motta [11] ujmujący zależność przewodności od temperatury

$$\sigma = \sigma_0 \exp \left(- \frac{A}{T^{1/4}} \right), \quad (19)$$

$$A = 2,063(\alpha_r^3/kT)^{1/4}$$

i równocześnie

$$R_H = R_{H0} \exp \left(\frac{A}{T^{1/4}} \right). \quad (20)$$

Halder [3] przyjął, że przeskokowe segmenty łańcuchów mogą występować równolegle z segmentami tunelowymi lub szeregowo i to doprowadziło do ostatecznych wzorów na rezystancję wypadkową. Pierwsza pochodna względem temperatury dała temperaturowy współczynnik rezystancji a przyrównana do zera dała temperaturę T_m odpowiadającą minimalnej rezystancji. Temperatura T_m pozwoliła obliczyć energię aktywacji E_H w funkcji temperatury otoczenia od -200° do $+300^\circ\text{C}$. Uzyskane drogą komputerową wartości

energii aktywacji wynosiły od 1 meV do 1,5 meV. Zasadniczy wpływ na wartość wypadkowej energii aktywacji ma stosunek rezystancji przeskokowej do rezystancji tunelowej

$$R_H/R_b = \beta \quad (21)$$

oraz stosunek

$$\frac{R_b}{R_b + R_m} = \alpha \quad (22)$$

Obliczenia te przeprowadził Halder [3] dla silnych pól elektrycznych tzn. spełniających warunek (23)

$$erK \gg kT \quad (23)$$

e — ładunek elektronu, r — średni odstęp między ziarnami, k — stała Boltzmanna, T — temperatura.

Określenie wpływu napięcia wymaga modyfikacji wzorów (12) i (17). W obu tych wzorach występuje energia aktywacji przewodnictwa, która jest zmniejszana przez przyłożone pole elektryczne.

Według Hilla [6] redukcję energii aktywacji tunelowania określa wzór

$$E_b = E_{b0} - \gamma K_b^{1/2} \quad (24)$$

dla silnych pól elektrycznych, oraz

$$E_b = E_{b0} - K_b e(D+r) \quad (25)$$

dla słabych pól elektrycznych, MIM pokonywanym przez elektrony, gdzie

K_b — natężenie pola,

E_{b0} — energia aktywacji tunelowania bez pola,

D — średnia średnica cząstki,

r — średni odstęp między cząstkami,

γ — stała

Analogicznie można wstawić wypadkową energię aktywacji E_{HWO} do wzoru (17) odpowiadającą wyrażeniu w wykładniku

$$2\alpha_r r + \frac{E_H}{kT} = \frac{2\alpha_r r kT + E_H}{kT}, \quad (26)$$

która wynosi

$$2\alpha_r r kT + E_H = E_{HWO}. \quad (27)$$

Po przyłożeniu pola energia aktywacji zostaje zmniejszona według Morochowa i wsp. [12] według wzoru (28)

$$E_{HW} = E_{HWO} - \xi K_H^{1/2} \quad (28)$$

$$E_{HW} = 2\alpha_r r kT + E_H - \xi K_H^{1/2}, \quad (29)$$

gdzie

K_H — natężenie pola na MIM pokonywanym przez elektrony przeskokowo

ξ — stała.

Łatwo zauważyć, że człon $2\alpha_r kT$ w pobliżu zera bezwzględnego znika i pozostaje w wykładniku wyrażenie

$$\frac{E_H - \xi K_H^{1/2}}{kT} \quad (30)$$

Tak więc natężenie pola K wpływa na przewodnictwo tunelowe i przeskokowe zmniejszając energię aktywacji we wzorach (24) i (25) oraz (29) i (30).

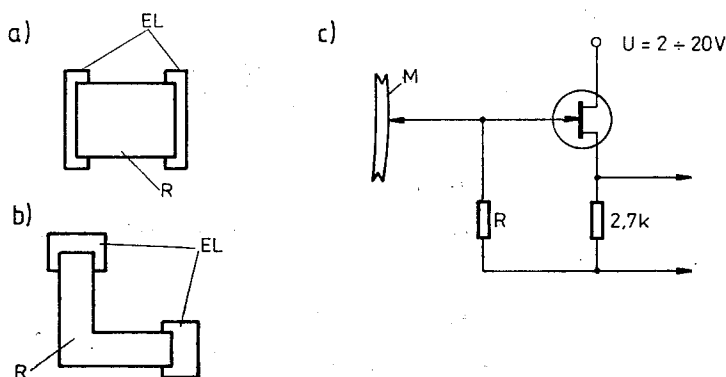
Na zakończenie tego rozdziału warto nadmienić, że nieliniowość charakterystyki rezystora może powstać nie tylko między ziarnami przewodzącymi warstwy rezystywnej, lecz również na styku warstwa rezystywna — elektrody przewodzące.

B. Herod w swej pracy [5] uzyskał duże różnice nieliniowości stosując różne technologie i różny materiał na elektrody przy warstwie rezystywnej zawsze takiej samej FeNi nanoszonej metodą rozpylania katodowego — jako warstwie cienkiej. Przy elektrodach grubowarstwowych srebrowych uzyskał $WTH = -49$ dB, natomiast cienkowarstwowe elektrody PdAg wykazały $WTH = -91,5$ dB. Zastosowanie podwójnej warstwy jako elektrody, a mianowicie cienkiej warstwy NiCr i na niej grubej warstwy srebrowej (lutownej) dała wartość pośrednią tj. $WTH = -69$ dB.

5. BADANIA WŁASNE

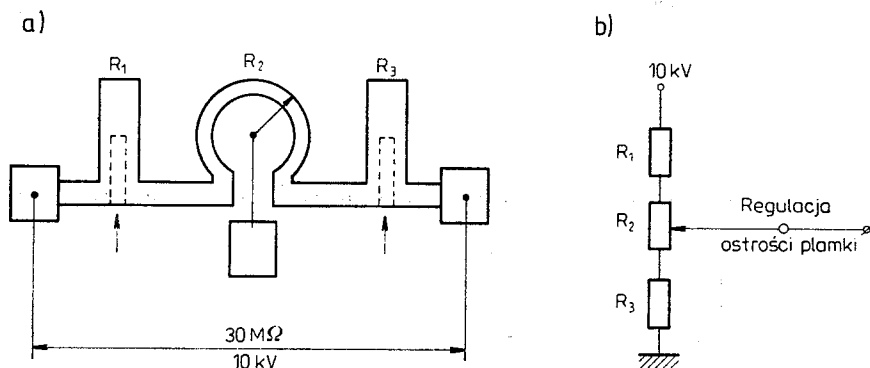
5.1. OPIS PRÓBEK

Badaniom poddano próbki rezystorów i sieci rezystywnych grubowarstwowych, o rezystancjach powierzchniowych od $100\Omega/\square$ do $500\text{ M}\Omega/\square$. Rezystory o dużej nieliniowości, powyżej $10\text{ M}\Omega/\square$ przebadano również w niskich temperaturach. Badane rezystory miały z reguły kształt prostokąta według rys. 9a, lecz 2 próbki wyróżniały się i ich kształt odpowiadał rys. 9b i rys. 10a. Próbki miały dość duże wymiary, w celu uniknięcia efektów brzegowych, które są znaczne przy szerokości rezystora poniżej 0,5 mm [18] i długości również



Rys. 9. Kształt i przeznaczenie rezystora o rezystancji $0,5\text{ G}\Omega$. EL — elektrody rezystora, M — membrana elektretowa mikrofonu: a) widok rezystora w kształcie kwadratu, b) widok rezystora w kształcie L, c) schemat układu przedwzmacniacza z rezystorem R

poniżej 0.5 mm [4, 8]. Szerzej przebadano rezystor R w bramce tranzystora polowego według rys. 9c, którego rezystancja optymalna wynosiła [20] do 250 M Ω do 600 M Ω . Drugą odmianą próbek był dzielnik rezystywny przedstawiony na rys. 10. Rezystor według



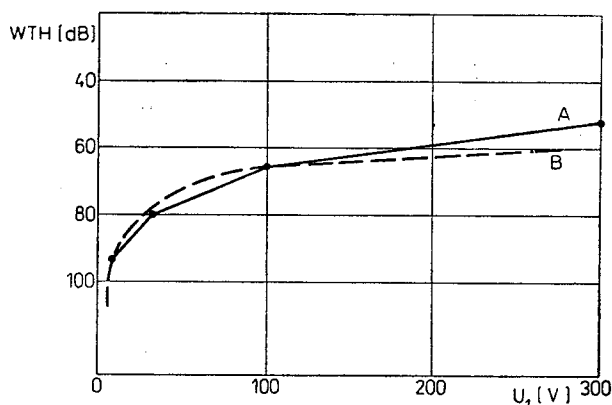
Rys. 10. Dzielnik napięcia do regulacji ostrości plamki kineskopu; a) topologia rezystorów dzielnika, b) schemat dzielnika; strzałki oznaczają kierunek korekcji rezystorów R_1 i R_3

rys. 9c pracował przy napięciu poniżej 1 V, natomiast rezystory R_1 , R_2 , R_3 według rys. 10 pracowały przy napięciu około 10 kV. Przebadano próbki rezystorów z różnych past tj. serii R310, DP1800 i DP9600.

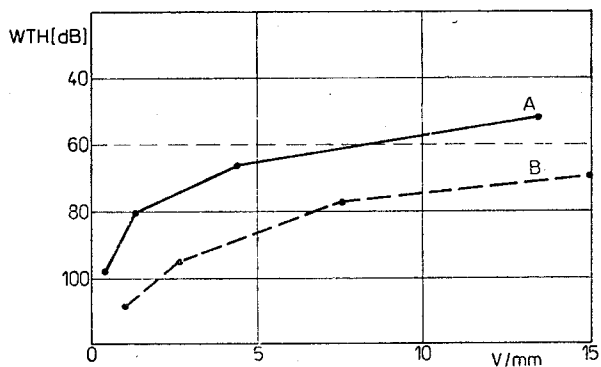
5.2. WYNIKI BADAŃ WSPÓŁCZYNNIKA TRZECIEJ HARMONICZNEJ (WTH)

Zależność WTH od napięcia

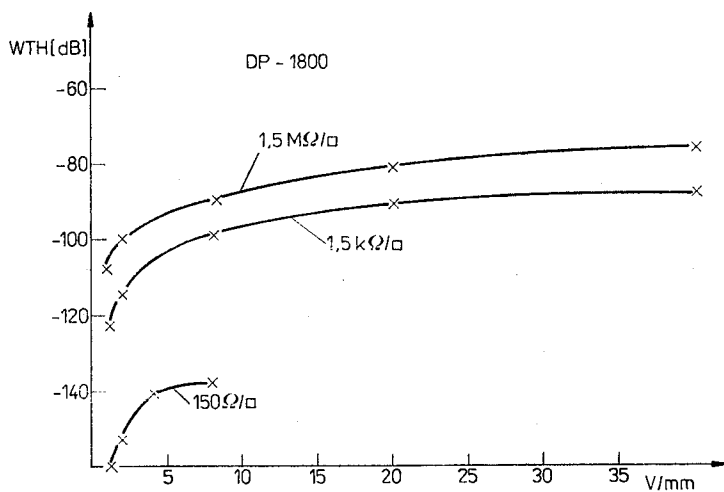
Na wstępie przebadano próbkę A składającą się z 5 rezystorów o rezystancji 1 M Ω i długości 22 mm oraz próbkę B o rezystancji 68 k Ω i długości 4 mm. Wyniki średnich wartości WTH = $\varphi(U)$ przedstawia rys. 11, na którym różnice wyników próbki A i próbki B są niewielkie i krzywe przecinają się. Zupełnie inaczej przedstawiają się wyniki po uwzględ-



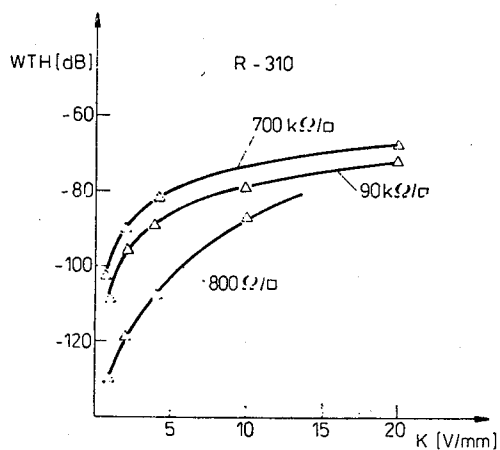
Rys. 11. Współczynnik trzeciej harmonicznej w funkcji napięcia; A — rezystory 1 M Ω o długości 22 mm, B — rezystory 68 k Ω o długości 4 mm



Rys. 12. Współczynnik trzeciej harmonicznej w funkcji natężenia pola. Rezystory jak na rys. 11



Rys. 13. Zależność WTH od natężenia pola K rezystorów z trzech past serii DP 1800. Przy krzywych zaznaczono rezystancje powierzchniowe warstw



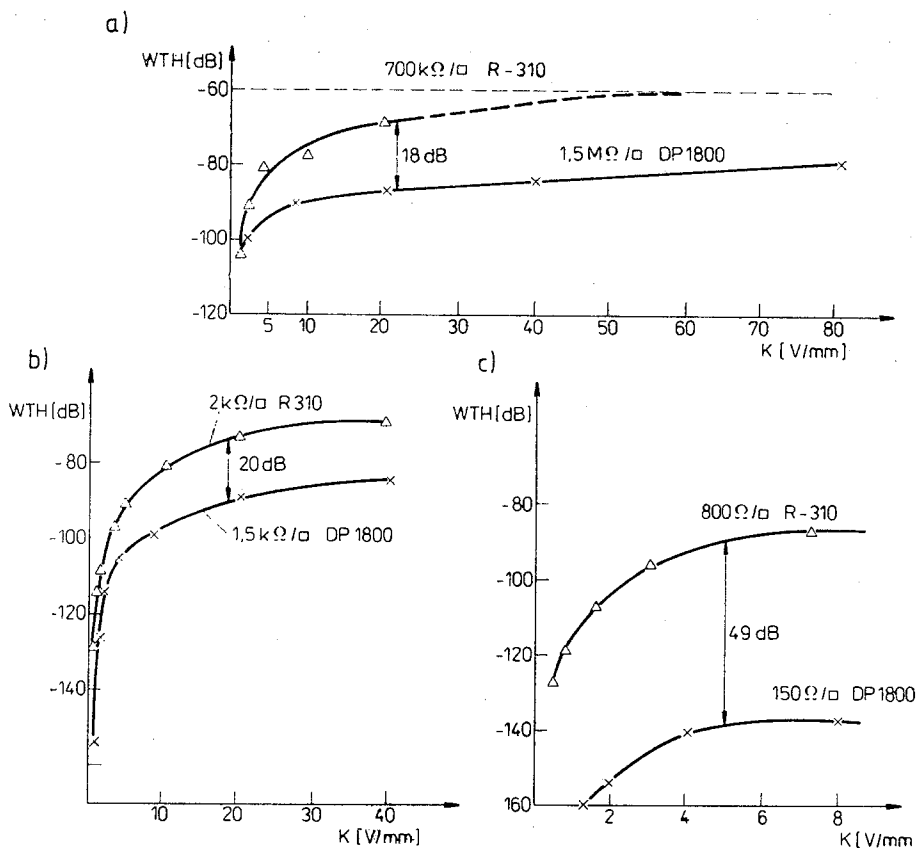
Rys. 14. Zależność WTH od natężenia pola rezystorów z trzech past serii R-310

nieniu długości rezystora i przedstawienie krzywych WTH w funkcji natężenia pola, co przedstawiono na rys. 12. Różnica między wynikami jest istotna i jak wykazały bliższe badania wykres $WTH = \varphi(K)$ prawidłowo charakteryzuje nieliniowe właściwości rezystorów grubowarstwowych.

Tabela 1

Wyniki badań rezystorów grubowarstwowych

$\begin{matrix} U \\ R \\ \text{wymiar} \end{matrix}$	V	3	5	10	20	30	50	100	200	300
	V/mm	0,6	1	2	4	6	10	20	40	60
800 Ω 5 mm $\times$ 5 mm	dB	-130	-130	-118	-108		-86			
90 k Ω 5 mm $\times$ 5 mm	dB	-114	-198	-90	-90	-83	-80	-72	-70	
700 k Ω 5 mm $\times$ 5 mm	dB		-104	-90	-80	-76	-74	-69		
	V/mm	1,2	2	4	8	12	20	40	80	120
500 Ω 2,5 mm $\times$ 0,8 mm	dB	-155	-140	-138						
5 k Ω 2,5 mm $\times$ 0,8 mm	dB	-154	-114	-104	-98	-95	-90	-88		
5 M Ω 2,5 mm $\times$ 0,8 mm	dB	-111	-100	-90	-88		-84	-82	-78	-70
	V/mm	0,43	0,71	1,43	2,9	4,3	7,1	14,3	29	43
1 k Ω 7 mm $\times$ 1 mm	dB	-127	-119	-107	-96		-83			
15 k Ω 7 mm $\times$ 1 mm	dB	-130	-120	-108	-97	-91	-84	-76	-70	
50 k Ω 7 mm $\times$ 1 mm	dB	-130	-128	-114	-103	-98	-81	-77	-72	-63
100 k Ω 7 mm $\times$ 1 mm	dB	-140	-124	-116		-98	-88	-82		-70



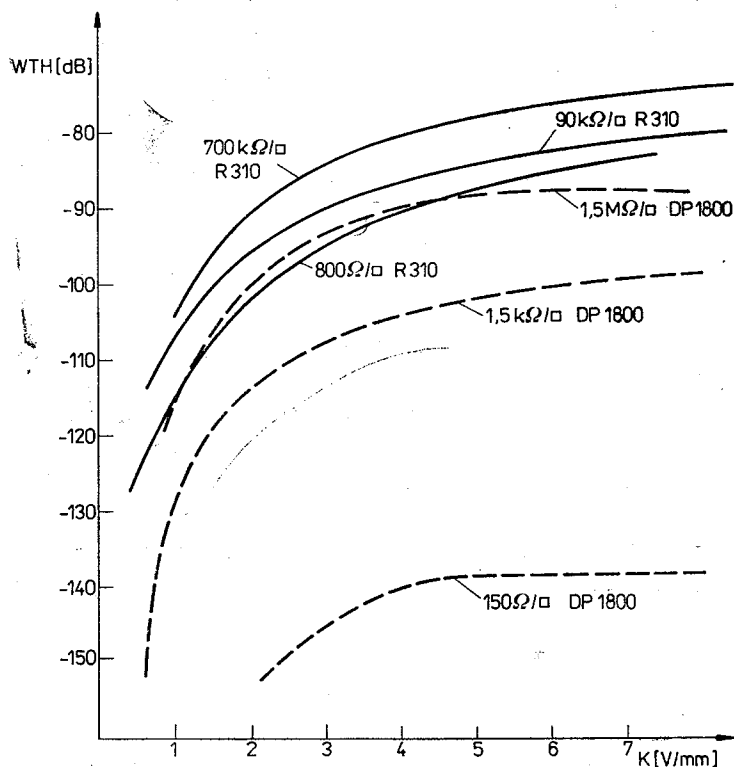
Rys. 15. Porównanie WTH od natężenia pola rezystorów grubowarstwowych z past dwóch różnych producentów; a) $R_{\square} \approx 1 \text{ M}\Omega/\square$, b) $R_{\square} \approx 2 \text{ k}\Omega/\square$, c) $R_{\square} < 1 \text{ k}\Omega/\square$

Wyniki WTH w niniejszej pracy będą przedstawione w zależności od natężenia pola K . W tabeli 1 zestawiono wyniki badań rezystorów grubowarstwowych o rezystancjach od 500Ω do $5 \text{ M}\Omega$, co przy uwzględnieniu wymiarów ścieżki rezystywnej, odpowiada rezystancjom powierzchniowym od $100 \Omega/\square$ do $1,5 \text{ M}\Omega/\square$. Analiza tabeli 1 wykazuje, że WTH zależy od:

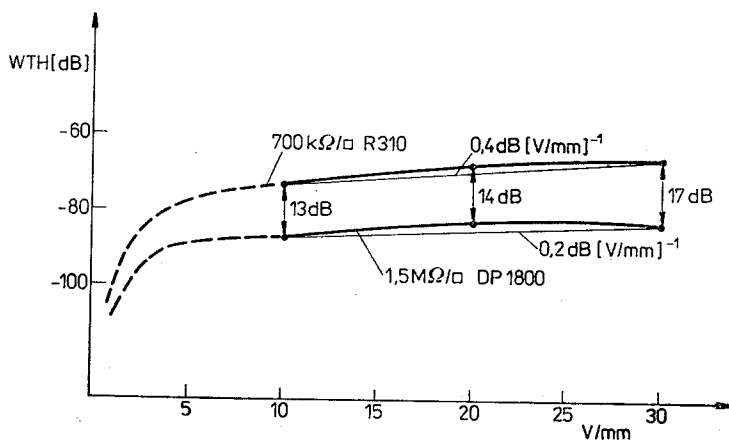
- natężenia pola K ,
- rezystancji powierzchniowej $R_{\square}$,
- wytwórcy pasty rezystywnej (przebadano serię krajową R310 i serię DP1800 firmy Du Pont).

Na rys. 13 przedstawiono współczynnik trzeciej harmonicznej w funkcji natężenia pola rezystorów wykonanych z trzech past serii DP1800 o rezystancjach powierzchniowych $1,5 \text{ M}\Omega/\square$, $1,5 \text{ k}\Omega/\square$ i $150 \Omega/\square$ natomiast na rys. 14 przedstawiono analogicznie — 3 charakterystyki rezystorów z past serii R310 o rezystancjach powierzchniowych $700 \text{ k}\Omega/\square$, $90 \text{ k}\Omega/\square$ i $800 \Omega/\square$.

Krzywe zarówno na rys. 13 i 14 wykazują duże zmiany WTH przy małym natężeniu pola i stabilizację przy dużych natężeniach pola, powyżej 10 V/mm . Dlatego rozpatrywano

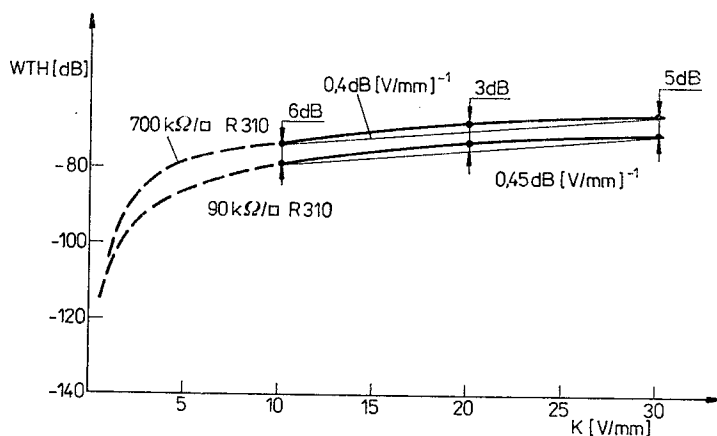


Rys. 16. Porównanie zależności $WTH = \varphi(K)$ przy małych natężeniach pola rezystorów z różnych pasty;
 --- rezystory z pasty DP 1800, — rezystory z pasty R-310. Widoczny większy promień krzywizny dla R-310 i większa trzecia harmoniczna



Rys. 17. Porównanie $WTH = \varphi(K)$ przy dużych natężeniach pola. Pochylenie krzywej ΔWTH dla R-310 jest 2 razy większe niż dla DP 1800

dalej oddzielnie oba te obszary. Interesujące jest porównanie krzywych dla rezystorów z past DP1800 i z past R310, co przedstawiono na rys. 15a, b, c a także na rys. 16 i 17. Na podstawie rys. 15 można stwierdzić, że rezystory z past serii DP1800 mają WTH około 10 razy (20 dB) mniejszy od rezystorów z pasty serii R310. Różnice te są szczególnie duże przy dużych natężeniach pola K tj. już powyżej 5 V/mm. Rys. 16 wykazuje, że krzywizna krzywych DP1800 jest większa (mniejszy promień krzywizny) od krzywych R310, co występuje wyraźnie przy małych natężeniach pola poniżej 10 V/mm. Dla dużych natężeń pola, powyżej 10 V/mm można zauważyć różne nachylenia krzywych, co obrazuje rys. 17. Sieczna krzywej $700 \text{ k}\Omega/\square$ R310 ma pochylenie $0,4 \text{ dB (V/mm)}^{-1}$ natomiast sieczna krzywej $1,5 \text{ M}\Omega/\square$ DP1800 ma tylko $0,2 \text{ dB (V/mm)}^{-1}$. Na rys. 16 można również stwierdzić, że krzywe rezystorów z past DP1800 wykazują duże zmiany nachylenia tylko do 5 V/mm podczas gdy krzywe rezystorów z past R310 wykazują duże zmiany również powyżej 7 V/mm. Tak więc widoczne są dwie różnice związane z rodzajem pasty i jej technologią produkcji. Promień krzywizny dla małych K i nachylenie siecznej dla dużych K . Różnice tych dwóch wielkości mogą posłużyć jako czynniki analizy i optymalizacji technologii past rezystywnych. Wielkości te są szczególnie interesujące ponieważ czas pomiaru ich jest bardzo mały, rzędu sekund. Rys. 18 potwierdza fakt, że rezystory z past o tej samej technologii mają bardzo zbliżone wartości nachylenia, mimo że rezystywności warstw



Rys. 18. Porównanie $WTH = \varphi(K)$ przy dużych natężeniach pola rezystorów z pasty R-310 o różnych $R_{\square} \cdot \Delta WTH \approx const$

różnią się prawie 10-krotnie, dla $700 \text{ k}\Omega/\square$ jest $0,4 \text{ dB (V/mm)}^{-1}$ a dla $90 \text{ k}\Omega/\square$ jest $0,45 \text{ dB (V/mm)}^{-1}$. W pierwszej kolejności należałoby powiązać charakterystyki $WTH = \varphi(K)$ z wielkością i ilością ziaren przewodzących w warstwie a następnie z parametrami technologii wytwarzania past. Również celową byłaby analiza technologii wytwarzania warstwy rezystywnej z punktu widzenia otrzymywania minimalnych wartości WTH. Należy również podkreślić, że różnice przebiegu charakterystyk $WTH = \varphi(K)$ a szczególnie różnice pochylenia siecznej utrudniają znalezienie korelacji między wynikami WTH a VCR. Problem ten będzie jeszcze omawiany przy analizie wyników VCR.

5.3. WYNIKI BADAŃ NAPIĘCIOWEGO WSPÓŁCZYNNIKA REZYSTANCJI VCR I ZALEŻNOŚCI $R(U)$

Na podstawie obserwacji charakterystyk WTH oraz wstępnych pomiarów $R(U)$ przyjęto jako podstawę analizy rezystancję zmierzoną przy natężeniu pola $K = 10$ V/mm i oznaczono przez R_{10} . W tabeli 2 zebrano wyniki badań przy małych natężeniach pola $K = 0,02$ do 10 V/mm rezystorów o różnych rezystancjach powierzchniowych od $150 \Omega/\square$ do $500 \text{ M}\Omega/\square$. Powyższe dane wskazują, że krzywa $I(U)$ nie przebiega zgodnie z krzywą 2 na rys. 1a i krzywą 1 na rys. 19, czego należało się spodziewać [14], lecz ma przebieg zbliżony do krzywej 2 na rys. 19. Niektóre przebiegi są zgodne z krzywą 3 na rys. 19. Wybrane krzywe przedstawiono na rys. 20, gdzie na osi rzędnych znajduje się wielkość znormalizowana R/R_{10} natomiast na osi odciętych natężenie pola K .

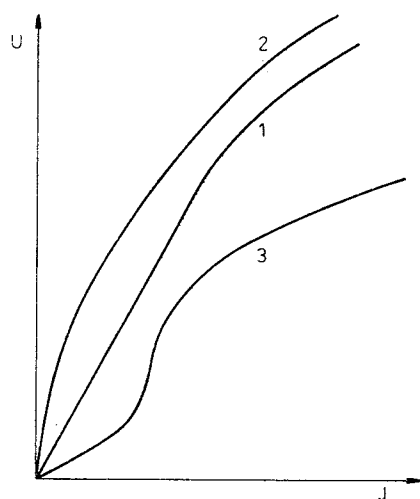
Krzywa $500 \text{ M}\Omega/\square$ i krzywa W^* odpowiadają krzywej 3, pozostałe krzywe odpowiadają krzywej 2 na rys. 19. Przedstawione w tab. 2 wyniki potwierdzają, że przy małych rezystancjach powierzchniowych od $100 \Omega/\square$ do $0,1 \text{ M}\Omega/\square$ stosunek R/R_{10} wynosi w przybliżeniu 1 i nie przekracza obszaru zakreskowanego na rys. 20. Ze wzrostem rezystancji powierzchniowej rośnie rezystancja warstwy przy małych natężeniach pola; piszą o tym również Pike i Seager [14], co cytowano na rys. 7. Z pracy tych autorów nie wynika, żeby zajmowali się natężeniami poniżej 1 V/mm i rezystancjami powyżej $1 \text{ M}\Omega/\square$, prawdopodobnie dlatego nie informują o możliwości wystąpienia charakterystyki $I(U)$ analogicznej do krzywej 3 na rys. 19. Otrzymane wyniki wskazują, że dla rezystancji powyżej $100 \text{ k}\Omega$ istotnym jest sprecyzowanie napięcia pomiarowego przy czym nie obojętnym jest, czy ścieżka rezystywna jest krótka czy długa. Otrzymane wyniki pomiaru rezystancji przy różnych natężeniach pola w warstwie mogą się różnić o wiele procent jak to widać z rys. 20. Jest to istotny wniosek praktyczny dotyczący pomiarów rezystorów grubowarstwowych.

Na rys. 21 przedstawiono zmiany rezystancji przy dużych natężeniach pola, przyjmując za rezystancję odniesienia również R_{10} , tzn. rezystancję zmierzoną przy natężeniu pola 10 V/mm. Otrzymane krzywe wykazują monotoniczny spadek ze wzrostem K , co oznacza, że VCR jest zawsze ujemny i jest on nachyleniem prostej łączącej początek (przy 10 V/mm) z końcem krzywej (przy 100 V/mm). Najmniejsze pochylenie na rys. 21 ma krzywa oznaczona $1,5 \text{ M}\Omega/\square$ i jest ono równe $-189 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$, jest to krzywa tego samego rezystora, którego WTH przedstawiono m.in. na rys. 15a. W porównaniu z rezystorem $700 \text{ k}\Omega/\square$, miał o 18 dB mniejszy WTH i na rys. 21 ma również mniejszy VCR, który dla $700 \text{ k}\Omega/\square$ wynosi $-945 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$, a więc jest 5 razy większy co do wartości bezwzględnej. Można sądzić, że większym wartościom trzeciej harmonicznej odpowiadają większe bezwzględne wartości VCR o ile porównuje się te wielkości przy dużych natężeniach pola elektrycznego. Interesujące wyniki przedstawia krzywa oznaczona $50 \text{ M}\Omega/\square$. Mimo tak dużej rezystancji powierzchniowej wartość VCR jest mała i wynosi $-250 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$. Wynik ten jest mniejszy od VCR rezystora z warstwą $90 \text{ k}\Omega/\square$ R310, który wynosi $\text{VCR} = -306 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$. Biorąc pod uwagę, że rezystywność warstwy pierwszej jest 550 razy większa od drugiej, to należało się spodziewać również znacznie większego VCR a tak nie jest, co świadczy o wysokiej jakości warstwy oznaczonej $50 \text{ M}\Omega/\square$. Zdecydowanie gorsze wyniki uzyskano na paście $R_{\square} = 500 \text{ M}\Omega/\square$ gdzie

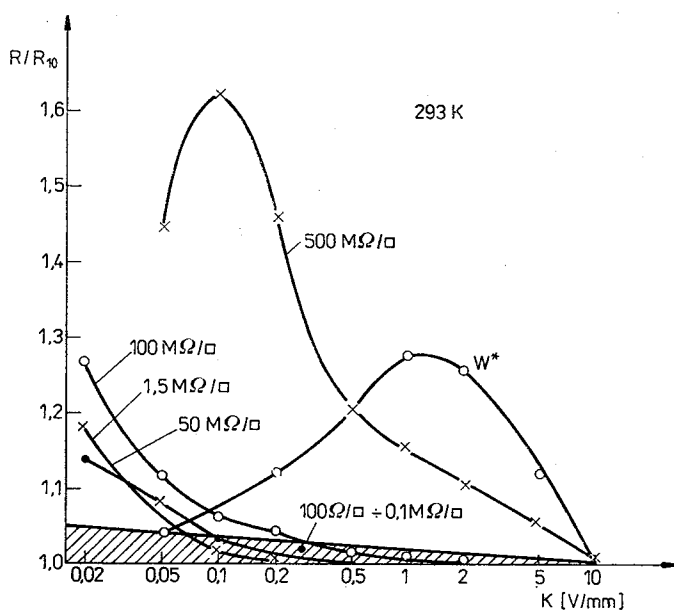
Tabela 2

Zależność rezystancji względnej R/R_{10} od natężenia pola elektrycznego K (R_{10} — rezystancja przy $K = 10$ V/mm, $T = 293$ K)

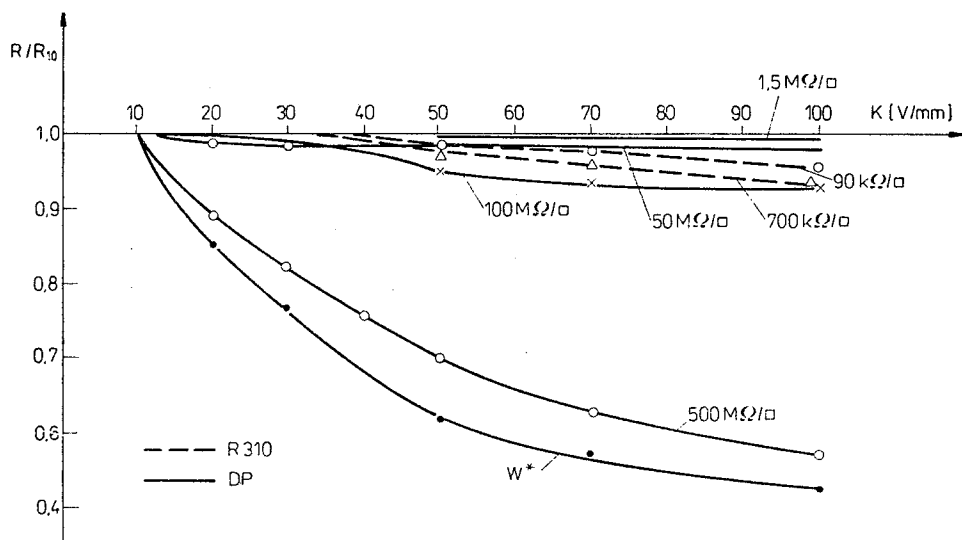
Dane warstwy \ K [V/mm]		10	5	2	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02
500 M Ω /□ 1 mm × 1 mm	R [M Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	885 1	940 1,06	970 1,10	2030 1,16	1060 1,20	1290 1,46	1430 1,62	1250 1,42	
100 M Ω /□ 1,6 mm × 0,8 mm	R [M Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	219 1	222 1,01	219 1,00	222 1,01	224 1,02	229 1,045	233 1,065	244 1,115	277 1,27
50 M Ω /□ 2 mm × 1 mm	R [M Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	100 1	100,5 1	100 1	99,5 0,995	100 1,00	101 1,01	103 1,03	108 1,08	114 1,14
1,5 M Ω /□ 2,5 mm × 1 mm	R [M Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	4,45 1	4,45 1	4,44 1	4,46 1	4,46 1	4,52 1,02	4,50 1,02	4,80 1,08	5,25 1,18
700 k Ω /□ 5 mm × 5 mm	R [k Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	695 1	695 1	695 1	695 1	710 1,03	715 1,035	715 1,035	710 1,03	705 1,02
90 k Ω /□ 5 mm × 5 mm	R [k Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	91 1	91 1	91 1	91 1	91 1	91 1	91,5 1,006	91,5 1,006	92 1,01
30 k Ω /□ 2,5 mm × 1 mm	R [k Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	72 1	72,5 1,007	71,5 0,993	71,5 0,993	71,5 0,993	71,5 0,993	72,5 1,007	72,5 1,007	74 1,03
7 k Ω /□ 7 mm × 1 mm	R [k Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	36 1	36 1	36 1	36 1	36 1	36,3 1	36 1	36,3 1	36,7 1,02
800 Ω /□ 5 mm × 5 mm	R [Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	878 1	878 1	880 1	876 1	876 1	876 1	880 1	880 1	875 1
150 Ω /□ 7 mm × 1 mm	R [Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	890 1	890 1	895 1	889 1	890 1	890 1	890 1	890 1	885 1
W* 1 mm × 1 mm	R [G Ω] $\frac{R}{R_{10}}$	1,8 1	2,00 1,12	2,23 1,25	2,30 1,28	2,17 1,2	2,0 1,11	1,97 1,10	1,63 0,97	



Rys. 19. Trzy różne przebiegi $I(U)$; 1) zgodny z wynikami Neagebauera i Webba [14] dla cienkiej warstwy nieciągłej, 2) najczęściej uzyskiwany przebieg w rezystorach grubowarstwowych, 3) spotkany przebieg przez autora w rezystorach grubowarstwowych o bardzo dużych $R_{\square}$



Rys. 20. Zależność znormalizowanej rezystancji R/R_{10} od małych natężeń pola K ; R_{10} — rezystancja przy $K = 10$ V/mm, dla rezystorów z pasty $500 \text{ M}\Omega/\square$ i rezystorów W^* ($R_{\square} = 1 \text{ G}\Omega/\square$ — cieńsza warstwa) uzyskano wyraźne maksima. Obszar zakreskowany odpowiada zależnościom dla małych rezystancji



Rys. 21. Zależność znormalizowanej rezystancji R/R_{10} od dużych natężeń pola K . Otrzymane wyniki dla 100 V/mm po podzieleniu przez 90 V/mm dają VCR. Seria R-310 daje większe VCR co do bezwzględnej wartości, porównując zbliżone $R_{\square}$ (1,5 M $\Omega/\square$ i 700 k $\Omega/\square$)

VCR = $-5650 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$, ale też krańcowo wysoka rezystywność pasty tłumaczy tak niekorzystny wynik. Krzywą oznaczoną W^* uzyskano z pasty 500 M $\Omega/\square$ stosując zmniejszoną grubość warstwy o połowę przez dobór parametrów drukowania sitowego. Uzyskano rezystancję $R_{10} = 1,8 \text{ G}\Omega$, a VCR = $-5980 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$. Z rys. 21 można wyciągnąć wniosek, że warstwy z past firmy Du Pont DP1800 i DP9600 o rezystancjach poniżej 100 M $\Omega/\square$ wykazują bardzo dobrą stabilność napięciową.

Oddzielny komentarz konieczny jest odnośnie jednostek współczynnika napięciowego. Spotyka się w literaturze [21] ppm/V/mm — jest to błędne, winno być ppm (V/mm)^{-1} . Przeprowadzono również badania przy wyższych napięciach do 8 kV (do 700 V/mm) i stwierdzono, że ze wzrostem natężenia pola VCR nie wzrasta, a raczej ma tendencję malejącą, wyraźnie to widać na rys. 21; krzywa 500 M $\Omega/\square$.

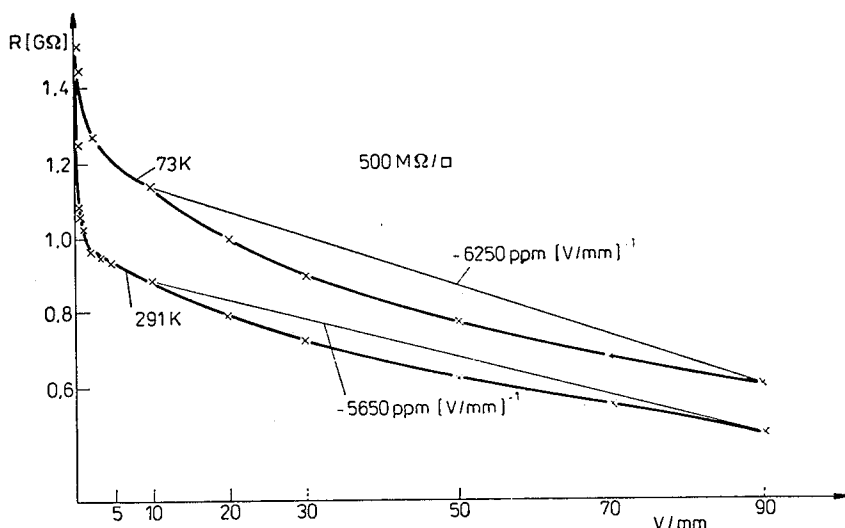
Przy doborze past na dzielnik napięcia według rys. 10 można użyć pasty o rezystancji do 50 M $\Omega/\square$. Praktycznie dzielnik ten o rezystancji 30 M Ω zrealizowano stosując warstwę rezystywną 1 M $\Omega/\square$, przy której problem VCR jest pomijalny. Duża długość rezystora umożliwia przyłożenie wysokiego napięcia i jest ona narzucona wytrzymałością napięciową i trwałością rezystora przy tym napięciu. Trudniejszy jest dobór rezystora do polaryzacji mikrofonu elektretowego według rys. 9c. Rezystancja tego rezystora wynosi od 250 M Ω do 600 M Ω i najlepiej żeby był to 1 kwadrat o wymiarach 1 mm $\times$ 1 mm. Ponieważ przykładane napięcie do rezystora jest szczątkowe, jego pomiar, jak wynika z rys. 20 jest trudny i niejednoznaczny. Użycie pasty 500 M $\Omega/\square$ nie daje należytego wyniku, gdyż wykazuje bardzo duże zmiany rezystancji przy natężeniach poniżej 0,5 V/mm. Rozwiązano problem w ten sposób, że zastosowano pastę 100 M $\Omega/\square$ zapewniając konstrukcyjnie 2 kwadraty o kształcie według rys. 9b. Wykazuje ona w porównaniu z pastą 500 M $\Omega/\square$ mniejsze rozrzuty produkcyjne, większą stabilność czasową i mniejszą bezwzględną war-

tość VCR $-874 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$. Według krzywej $100 \text{ M}\Omega/\square$ na rys. 20 można zaprojektować odpowiednio niższą wartość, a przy mniejszych napięciach rezystancja osiągnie większą wartość. Należy uwzględnić długość rezystora, która wynosi $1,6 \text{ mm}$ (poz. 2 w tabeli 2); przy natężeniu 10 V/mm $R = 219 \text{ M}\Omega$ natomiast przy $0,02 \text{ V/mm}$ już $277 \text{ M}\Omega$. Uzyskanie rezystancji w środku przedziału $\langle 250 \text{ M}\Omega, 600 \text{ M}\Omega \rangle$ wymaga zwiększenia długości lub zmniejszenia szerokości, co jest zwykłym zabiegiem konstrukcyjnym. Analiza nieliniowości pozwala uzyskać optymalną wartość rezystancji przy napięciach pracy korygując odpowiednio wymiary rezystora i dobierając odpowiednią pastę, Zmiana grubości warstwy (zob. krzywą W^* na rys. 21) wymaga dodatkowych badań nieliniowości. WTH przy tym rezystorze nie jest istotny, gdyż przy tak małych napięciach nie wystąpią zniekształcenia sygnału i jak widać na rys. 16 WTH maleje wraz ze zmniejszeniem K .

5.4. WYNIKI BADAŃ W NISKICH TEMPERATURACH

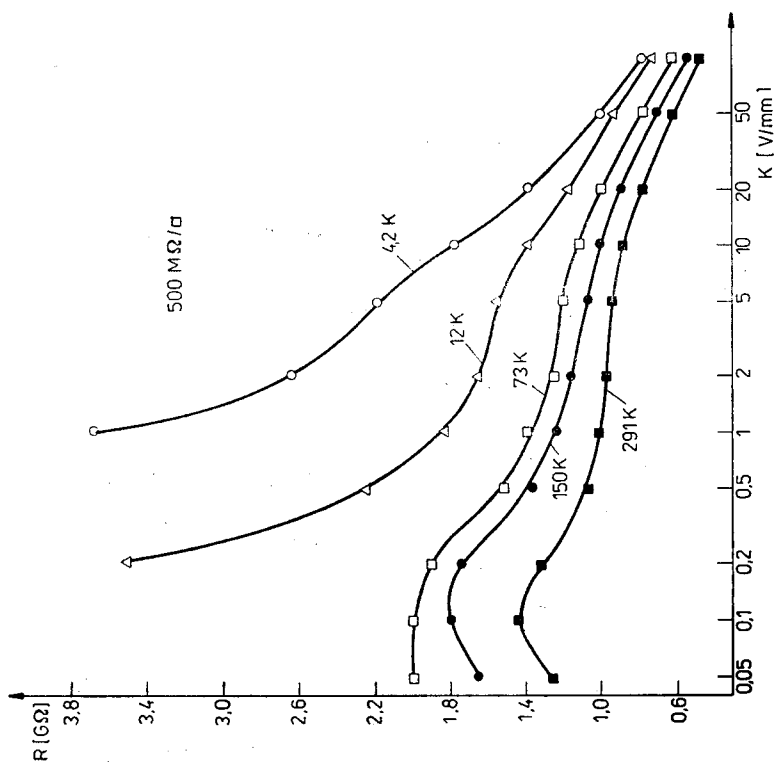
Duże zmiany rezystancji przy małych natężeniach pola, widoczne na rys. 20, szczególnie dla dużych rezystancji skłoniły autora do poszerzenia badań w dużym zakresie temperatur. Szczególnie interesujące okazały się wyniki badań w temperaturach azotowych i helowych.

Rys. 22 przedstawia zależność rezystancji od natężenia pola rezystorów wykonanych na płaskim podłożu alundowym z pasty o rezystancji $R_{\square} = 500 \text{ M}\Omega/\square$. Wykresy na rys. 22 w skali liniowej pozwalają określić VCR, który dla temperatury 291 K wynosi

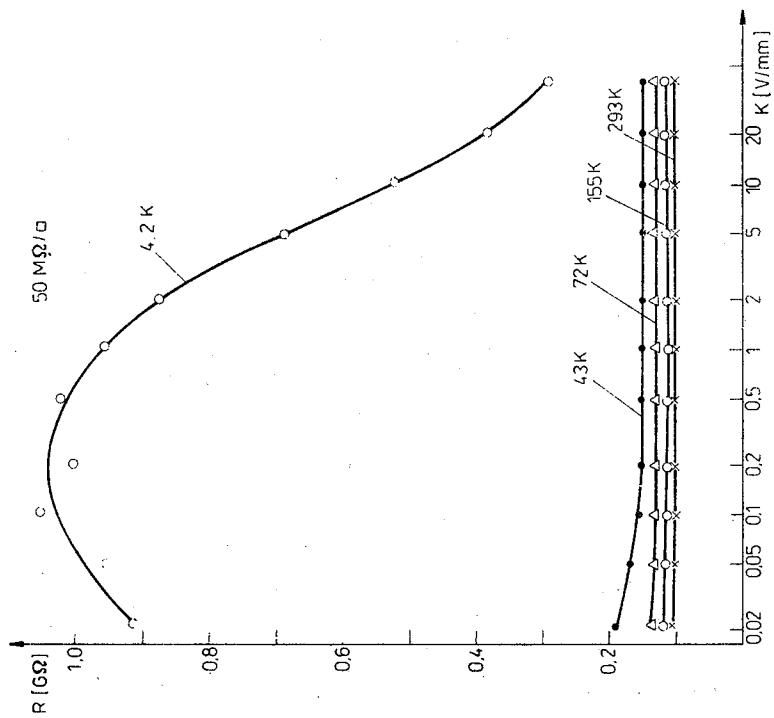


Rys. 22. Zależność rezystancji od natężenia pola w skali liniowej dla dwóch temperatur 73 K i 293 K . Sieczne podają nachylenie krzywej = VCR

$-5650 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$, a dla temperatury 72 K wynosi $-6250 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$ czyli wraz z obniżeniem temperatury bezwzględna wartość VCR rośnie. Do dalszych analiz liniowość skali okazuje się niekorzystna, gdyż przy natężeniach poniżej 2 V/mm obserwuje się duży wzrost rezystancji przy małej zmianie K i wykres staje się nieczytelny. Na rys. 23



Rys. 23. Zależność rezystancji od natężenia pola przy różnych temperaturach ($R_{\square} = 500 \text{ M}\Omega/\square$). Uwzględniono małe natężenia pola (skala logarytmiczna)



Rys. 24. Zależność rezystancji od natężenia pola przy różnych temperaturach ($R_{\square} = 50 \text{ M}\Omega/\square$). Widoczny skokowy wzrost rezystancji przy przejściu z temperatury azotowej do temperatury helowej

przedstawiono wyniki badań tej samej próbki rezystorów z tym, że natężenie pola przedstawiono w skali logarytmicznej a temperatury poszerzono o 153 K, 12 K i 4,2 K. Rodzina krzywych potwierdza wzrost nachylenia krzywych ze zmniejszeniem temperatury przy dużych natężeniach pola. Natomiast przy małych natężeniach pola inaczej przebiega krzywa przy wyższych temperaturach, a inaczej przy temperaturze ciekłego azotu i ciekłego helu. Analizując rys. 23 nie można mówić o wartości rezystancji tych rezystorów bez podawania warunków pomiaru; R jest nieliniową funkcją temperatury i natężenia pola.

Rezystor o rezystancji znamionowej $560 \text{ M}\Omega$ ma rezystancję od 489 do $780 \text{ M}\Omega$ przy $K = 90 \text{ V/mm}$ natomiast przy 10 V/mm od $885 \text{ M}\Omega$ do $1390 \text{ M}\Omega$ i przy 1 V/mm ma rezystancję od 1030 do $1840 \text{ M}\Omega$; dolne wartości odpowiadają temperaturze pokojowej 293 K, górne temperaturze 4,2 K.

Nieco inaczej prezentuje się rezystor z pasty $50 \text{ M}\Omega/\square$, którego wyniki przedstawiono na rys. 24. Krzywe odpowiadające temperaturom od 293 K do 43 K wykazują tylko przesunięcie, wynikające głównie z temperaturowego współczynnika rezystancji (TWR), dopiero wyniki przy temperaturze 4,2 K tworzą krzywą zupełnie odbiegającą od poprzednich; stromość krzywej przy dużych polach rośnie z wartości $-250 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$ przy 293 K do wartości $-11\,000 \text{ ppm (V/mm)}^{-1}$ przy 4,2 K. Zestawienie wyników pochylenia krzywych, a więc napięciowego współczynnika rezystancji VCR badanych próbek przedstawia tabela 3.

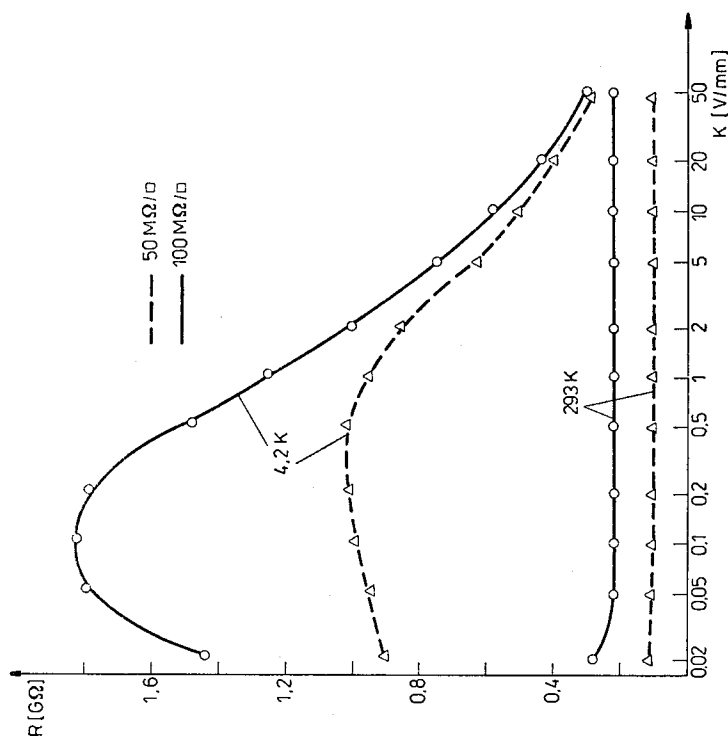
Tabela 3

Zestawienie VCR w ppm (V/mm)^{-1} w zależności od $R_{\square}$ i temperatury

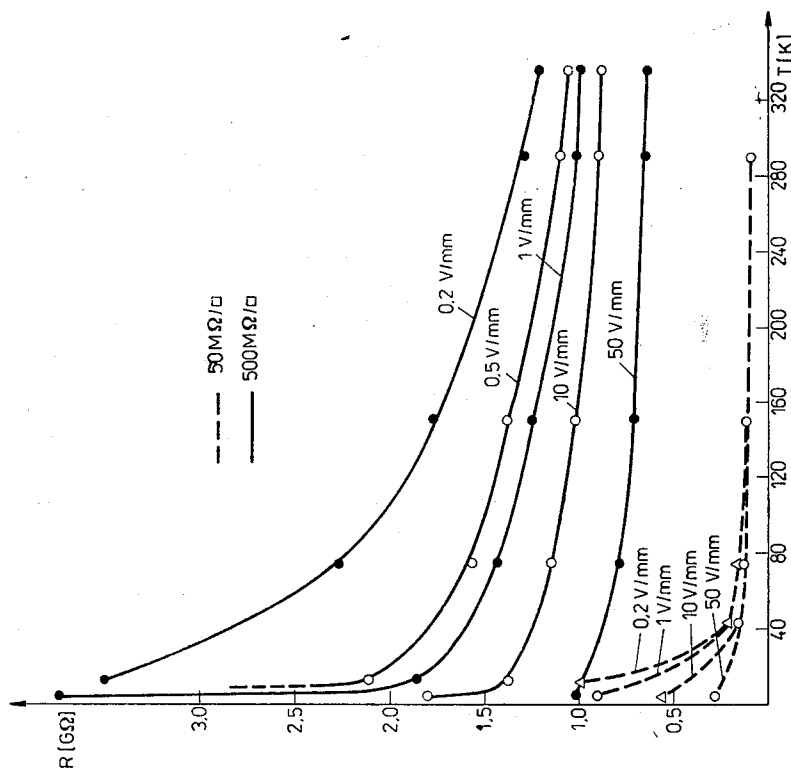
$R_{\square} \backslash T$	293 K	72 K	4,2 K
500 $\text{M}\Omega/\square$	-5650	-6250	-13 600
100 $\text{M}\Omega/\square$	-2220	-3500	-12 000
50 $\text{M}\Omega/\square$	-250	-877	-11 000

Wyniki dalszych badań przedstawia rys. 25, na którym liniami przerywanymi przedstawiono wartości rezystancji z pasty $50 \text{ M}\Omega/\square$ a linią ciągłą wartości rezystancji z pasty $100 \text{ M}\Omega/\square$ w zależności od natężenia pola w dwóch temperaturach 293 K i 4,2 K. W zakresie małych natężeń pola obserwuje się około 9-krotny wzrost rezystancji przy przeniesieniu rezystorów z temperatury pokojowej do temperatury ciekłego helu. Wszystkie badania potwierdziły, że przy zwiększeniu natężenia pola od $0,5 \text{ V/mm}$ do 90 V/mm a nawet do 700 V/mm rezystancja monotonicznie maleje i pochylenie krzywej maleje ze wzrostem temperatury otoczenia. Pochylenie krzywej rośnie ze wzrostem rezystancji (ściślej ze wzrostem rezystancji powierzchniowej $R_{\square}$). Maksimum rezystancji występujące przy natężeniach pola między $0,02$ i $0,5 \text{ V/mm}$ wymaga dodatkowych badań.

Otrzymane wyniki w szerokim zakresie temperatur od 4,2 K do 333 K i przy różnych natężeniach pola poddano analizie i rezultaty zebrano w tabeli 4 dla rezystorów z pasty serii DP 9600 o rezystancji powierzchniowej $500 \text{ M}\Omega/\square$ oraz w tabeli 5 rezystorów z pasty $50 \text{ M}\Omega/\square$. Zależność rezystancji od temperatury rezystorów z obu past przedstawia rys. 26; poszczególne krzywe odpowiadają różnym wartościom K . Szczególnie stabilna jest war-



Rys. 25. Porównanie zależności $R(K)$ rezystorów o dwóch rezystancjach powierzchniowych $R_{\square}$ przy skrajnych temperaturach 293 K i 4,2 K; — — — $50 M\Omega/\square$; — $100 M\Omega/\square$



Rys. 26. Porównanie zależności rezystancji od temperatury rezystorów z dwóch past, mierzonych przy różnych natężeniach pola elektrycznego; — — — rezystory z pasty $50 M\Omega/\square$; — rezystory z pasty $500 M\Omega/\square$

Tabela 4

Zależność TWR od temperatury T i natężenia pola K ; rezystory z pasty $500 \text{ M}\Omega/\square$

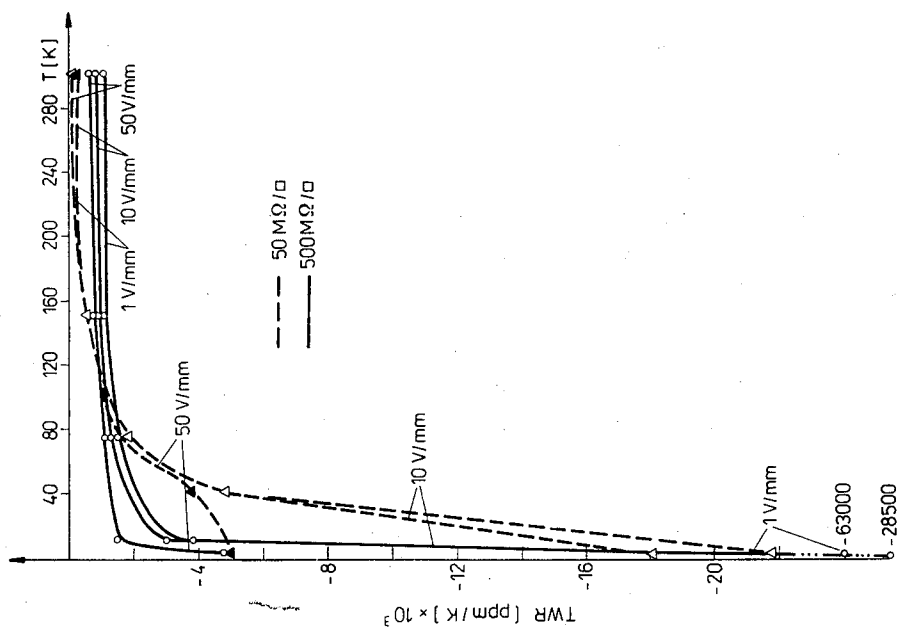
$T[K]$ Warunki pomiaru Wielkość Jednostka			4,2	12	72	153	293	333
50 V/mm	R	$G\Omega$	1,000	0,960	0,781	0,705	0,625	0,61
	TWR	ppm/K	-5000	-1470	-1260	-795	-605	
10 V/mm	R	$G\Omega$	1,8	1,39	1,12	1,01	0,885	0,85
	TWR	ppm/K	-28500	-3180	-1280	-870	-985	
1 V/mm	R	$G\Omega$	3,7	1,84	1,41	1,25	1,03	0,99
	TWR	ppm/K	-63000	-3820	-1470	-1240	-975	
0,5 V/mm	R	$G\Omega$	—	2,06	1,52	1,36	1,06	0,99
	TWR	ppm/K	—	-4280	-1370	-1540	-1650	
0,2 V/mm	R	$G\Omega$	—	3,5	2,25	1,82	1,29	1,2
	TWR	ppm/K	—	-6900	-2480	-2040	-1730	

UWAGA: TWR przyjęto stały w przedziałach temperatur ΔT ; obliczono z wzoru $\Delta R/R \cdot \Delta T$

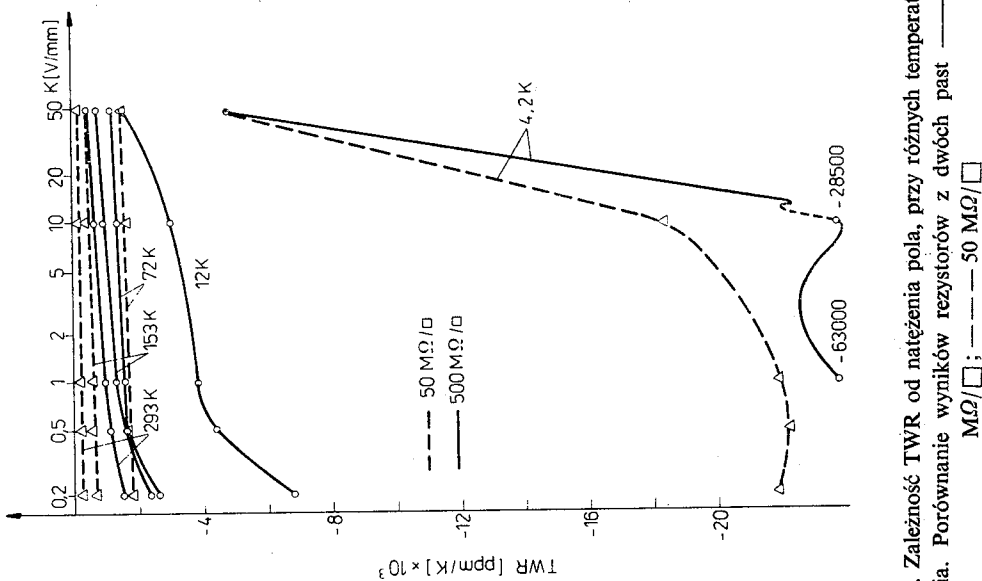
stwa rezystywna oznaczona linią przerywaną ($50 \text{ M}\Omega/\square$), która powyżej 153 K do 333 K wykazuje płaską charakterystykę i krzywe dla różnych natężeń pola prawie pokrywają się. Silne różnice wyników występują dopiero przy temperaturach poniżej 42 K.

Dużo większą niestabilność wykazują rezystory z pasty $500 \text{ M}\Omega/\square$ oznaczone na rys. 26 liniami ciągłymi. Krzywe przy różnych natężeniach pola mają różne nachylenie i znacznie różniące się wartości rezystancji. Ze wzrostem natężenia pola krzywe stają się bardziej poziome. Przy natężeniu pola 50 V/mm obie próbki rezystorów wykazują mały wzrost rezystancji nawet przy 4,2 K. Zmniejszanie natężenia pola powoduje gwałtowny wzrost rezystancji przy temperaturze helowej i znacznie większy przy rezystorach $R_{\square} = 500 \text{ M}\Omega/\square$. Z tabeli 4 i tabeli 5 wykreślono TWR w funkcji temperatury i przedstawiono na rys. 27. Charakter krzywych $\text{TWR} = \varphi(T)$ dla obu past jest zbliżony i większy wzrost bezwzględnej wartości TWR występuje poniżej temperatur azotowych (72 K), natomiast gwałtownie rośnie przy temperaturze helowej. O ile przy natężeniu 50 V/mm TWR nie przekracza -5000 ppm/K dla obu past (przy 4,2 K), to przy 1 V/mm i tej samej temperaturze dla pasty $50 \text{ M}\Omega/\square$ wynosi -21 700 ppm/K a dla pasty $500 \text{ M}\Omega/\square$ spada aż do -63 000 ppm/K.

Rys. 28 przedstawia niespotykaną w literaturze zależność TWR od natężenia pola przyłożonego do rezystora podczas pomiaru. Można z niego wyczytać, że TWR zależy od



Rys. 27. Zależność temperaturowego współczynnika rezystancji od temperatury, mierzonego przy różnych natężeniach pola. Porównanie wyników dla rezystorów z dwóch past — $500 \text{ M}\Omega/\square$; — $50 \text{ M}\Omega/\square$



Rys. 28. Zależność TWR od natężenia pola, przy różnych temperaturach otoczenia. Porównanie wyników rezystorów z dwóch past — $500 \text{ M}\Omega/\square$; — $50 \text{ M}\Omega/\square$

rezystywności pasty, natężenia pola pomiarowego oraz od przedziału temperatur, w których TWR jest mierzony.

Z tabeli 5 i rys. 28 (linia przerywana) wynika, że $TWR = -253 \text{ ppm/K} \cong \text{const}$ dla temperatury około 293 K w zakresie natężeń pola od 45 V/mm do 0,5 V/mm i dopiero przy 0,2 V/mm zmienia swą wartość do -378 ppm/K . Przy temperaturze 153 K jest słaby

Tabela 5

Zależność TWR od temperatury T i natężenia pola K ; rezystory z pasty $50 \text{ M}\Omega/\square$

Warunki pomiaru Wielkość Jednostka			$T[\text{K}]$					
			4,2	43	72	153	293	333
45 V/mm	R TWR	$\text{M}\Omega$ ppm/K	293 -4900	137 -3280	124 -1500	108,5 -570	100 -253	99
10 V/mm	R TWR	$\text{M}\Omega$ ppm/K	516 -18300	146 -4500	127 -1710	109 -570	100 -253	99
1 V/mm	R TWR	$\text{M}\Omega$ ppm/K	950 -21700	146 -4500	128 -1790	109 -570	100 -253	99
0,5 V/mm	R TWR	$\text{M}\Omega$ ppm/K	1020 -22000	148 -4600	128 -1700	110 -660	100 -253	99
0,2 V/mm	R TWR	$\text{M}\Omega$ ppm/K	1000 -21700	150 -4800	129 -1710	111 -660	101 -378	99,5

UWAGA: TWR przyjęto stały w przedziałach temperatur ΔT ; obliczono z wzoru $\Delta R/R \cdot \Delta T$

przy natężeniach od 45 V/mm do 1 V/mm i wynosi -570 ppm/K natomiast przy 0,5 V/mm osiąga -660 ppm/K . Dalsze obniżanie temperatury powoduje wzrost bezwzględnej wartości TWR i większą zależność od natężenia pola, przy 4,2 K skacze z -4900 ppm/K przy 45 V/mm do $-18\,300 \text{ ppm/K}$, przy 10 V/mm i aż do $-22\,000 \text{ ppm/K}$ przy 0,5 V/mm. Podobne są przebiegi $TWR = \varphi(K)$ dla rezystorów z pasty $500 \text{ M}\Omega/\square$, z tym że zmiany są większe również przy wyższych temperaturach i przy większych natężeniach pola.

5.5. WSPÓŁCZYNNIK PROSTOWANIA

W rezystorach o dużej nieliniowości obserwuje się nierówność rezystancji

$$R_1 \neq R_2 \quad (31)$$

gdzie

R_1 — zmierzona rezystancja przy napięciu stałym,

R_2 — zmierzona rezystancja przy odwróconej biegunowości napięcia na rezystorze.

Wykonano pomiary 60 rezystorów i wyniki zebrano w tabeli 6 w 3 grupach: dla 100 M Ω 20 pomiarów, dla 250 M Ω 20 pomiarów i dla 1 G Ω 20 pomiarów.

Tabela 6

Współczynnik prostowania K_{pr}

R	100 M Ω	250 M Ω	1000 M Ω
ilość pomiarów	20	20	20
ilość wyników zgodnych czyli $K_{pr} = 0$	7	13	14
maks. K_{pr}	2,5%	3%	1,6%
średnia wartość K_{pr}	0,8%	0,74%	0,3%

W trzecim wierszu tabeli zestawiono ile wyników nie wykazywało różnic między R_1 i R_2 a w następnym wierszu podano maksymalny współczynnik prostowania K_{pr} obliczony według wzoru (32)

$$K_{pr} = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot 100\% \quad (32)$$

W ostatnim wierszu tabeli 6 podano średnie wartości współczynnika prostowania, którego największa wartość wynosi 0,8%. Uchyb pomiaru w tym badaniu nie przekraczał $\pm 0,5\%$, czyli średni współczynnik prostowania był nie wiele większy od błędu pomiaru. Można przyjąć w pierwszym przybliżeniu, że efekt prostowania jest pomijalny i że charakterystyka $I = \varphi(U)$ jest symetryczna, co ma znaczenie nie tylko użytkowe, lecz również odnośnie pomiaru współczynnika trzeciej harmonicznej.

6. INTERPRETACJA WYNIKÓW

6.1. WZROST REZYSTANCJI PRZY MAŁYCH NATĘŻENIACH POŁA

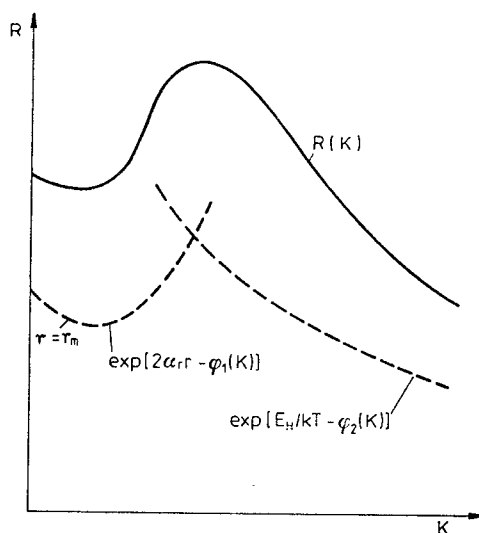
Jeżeli przyjmie się tunelowanie rezonansowe [19] między ziarnami przewodzącymi to według wzoru (25) gdy E_b staje się większe od zera, to przewodnictwo gwałtownie maleje. Ponieważ jest pewne pasmo r_{ij} więc również wzrost rezystancji występuje w pewnym przedziale K . Skutek ten widać na rys. 20 krzywe do 100 M $\Omega/\square$. Przy 0,1 V/mm występuje

załamanie krzywych i można to nazwać progiem przewodnictwa dla tych warstw. Analogiczny skutek uzyskuje się rozpatrując wzór (17) oraz (26) i (28) na przewodnictwo przeskokowe.

Ze wzrostem $R_{\square}$ rośnie udział przewodnictwa przeskokowego i dlatego próg przewodnictwa przesuwają się w stronę większych K dla rezystorów $500 \text{ M}\Omega/\square$ wynosi $0,5 \text{ V/mm}$ natomiast dla warstwy W^* (o zmniejszonej grubości i zwiększonej $R_{\square}$) można szacować, że ten próg jest około 10 V/mm . To przesuwanie można przypisać członowi $\exp(2\alpha_r r)$, w którym r może się zmieniać od 10 do $300 \text{ \AA}$.

6.2. WYSTĘPOWANIE EKSTREMUM R PRZY MAŁYCH K I DUŻYCH $R_{\square}$

Biorąc pod uwagę wzór (18) warunkujący minimum rezystancji przy odległościach ziaren $r_{ij} = r_m$ istnieje możliwość jakościowego wytłumaczenia maksimum na rys. 20 dla krzywych $500 \text{ M}\Omega/\square$ i W^* . Rezystancja przeskokowa wyrażona członem $\exp(2\alpha_r r)$ ma minimum w funkcji drogi r_{ij} , gdy $r_{ij} = r_m$. Z wzoru (18) wynika, że r_m jest funkcją kT



Rys. 29. Przeskokowe składowe rezystancyjne i wypadkowa krzywa w zależności od natężenia pola

oraz α_r są to związki energetyczne. Można postawić hipotezę, że również rezystancja wyrażona wzorem

$$\exp[(2\alpha_r r) - \varphi_1(K)] \quad (33)$$

ma minimum w funkcji K , gdyż K jest gradientem napięcia na tych samych odcinkach drogi r_{ij} . Energetycznie to samo K da większe przewodnictwo (mniejsze R) dla $r_{ij} = r_m$. Jest to jedna składowa prądu przeskokowego, natomiast druga składowa jest wyrażona wzorem $\exp\left[\frac{E_H}{kT} - \varphi_2(K)\right]$. Obrazowo przedstawiono te krzywe na rys. 29, gdzie linie przerywane to składowe, linia ciągła to krzywa wypadkowa. Maksimum lokalne wypad-

kowej krzywej $R(K)$ wystąpi w tych warstwach, w których spełnione jest równanie (18), tzn. zaistnieją takie odległości r_{ij} , dla których wystąpi minimum tej składowej rezystancji. Odległość ziaren r_{ij} jak wiadomo z technologii zależy od ilości i wielkości ziaren, a to związane jest z rezystywnością warstwy. Tak więc ekstremum nie występuje we wszystkich rezystorach, a jedynie w rezystorach wysokoomowych i można przypuszczać, że zależy od technologii wytwarzania warstw.

6.3. WZROST REZYSTANCJI W BARDZO NISKICH TEMPERATURACH

Zarówno przewodnictwo tunelowe (wzór 12) jak i przewodnictwo przeskokowe (wzór 17) są aktywowane termicznie i w pobliżu zera bezwzględnego wyrażenie kT zdąża do zera, a wtedy człon $\exp(E_b/kT)$ oraz człon $\exp(E_H/kT)$ zaczynają odgrywać wielką rolę. Efekt ten widoczny jest na rys. 26 przy temperaturach poniżej 43 K, a jeszcze bardziej poniżej 12 K. Małe natężenie pola dostarcza zbyt mało energii by przewodnictwo było możliwe we wszystkich ogniwach łańcuchów, które przewodzą w temperaturze normalnej. Interesującym jest rys. 24, na którym w zakresie temperatur od 293 K do 43 K obserwuje się krzywe silnie rosnące przy małych natężeniach pola. Jest to zgodne z tym, co powiedziano wyżej, natomiast krzywa odpowiadająca temperaturze 4,2 K wykazuje nasycenie a nawet ekstremum. Ekstremum można tłumaczyć jak w p. 2 niniejszego rozdziału, z tym, że silna zmiana członu aktywowanego termicznie spowodowała uwidocznienie tego maksimum (r_m jest funkcją T) oraz przesunięcie go w stronę większych K , tzn. więcej energii zewnętrznej (pochodzącej z elektrycznego pola) potrzeba, żeby pokonać większą energię powstałą w wyniku zmniejszenia aktywacji termicznej. Wyniki na rysunkach 26, 27 i 28 wykazują, że oddziaływanie na rezystor niskich temperatur można w pewnym stopniu skompensować większym natężeniem pola w czasie pomiaru i w eksploatacji. Jakościowo zgadza się to z wzorami (25) i (30).

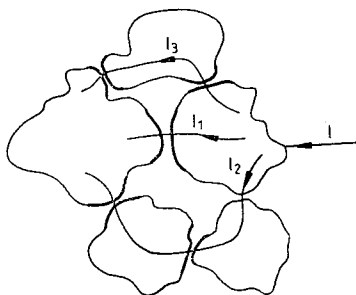
6.4. ZALEŻNOŚĆ TWR OD NATĘŻENIA POLA

Wiele miejsca w literaturze przedmiotu poświęcono zależności TWR od temperatury, natomiast nie ma publikacji dotyczącej zależności TWR od natężenia pola pomiarowego. Tabela 4 i tabela 5 dobitnie wykazują silną zależność TWR zarówno od temperatury jak i od natężenia pola. Zmniejszenie natężenia pola w temperaturze pokojowej z 1 V/mm do 0,5 V/mm powoduje zmianę TWR z -975 do -1650 ppm/K (tab. 4). Gwałtownie rośnie bezwzględna wartość TWR przy 4,2 K i zmienia się istotnie zależność od natężenia pola. Przy wyższych temperaturach już od 72 K większe zmiany TWR zachodzą przy bardzo małych natężeniach pola poniżej 1 V/mm, natomiast przy 4,2 K zasadniczy skok TWR (rys. 28) występuje przy natężeniach pola między 10 V/mm a 50 V/mm. Nasycenie krzywej przerywanej dla 4,2 K można tłumaczyć przeskokowym mechanizmem przewodzenia jak w p. 2 niniejszego rozdziału.

6.5. UWAGI DO MECHANIZMU PRZEWODZENIA REZONANSOWYM TUNELOWANIEM

Wprowadzone przez Pike'a i Seagera [19] tunelowanie rezonansowe przez barierę występującą między ziarnami i dość powszechnie przyjęte, należy ograniczyć do średnich

wartości rezystancji, od około $1 \text{ k}\Omega/\square$ do $1 \text{ M}\Omega/\square$. Dla małych rezystancji należy dopuścić ciągłe łańcuchy przewodzące, gdzie styk między ziarnami jest omowy, a nie przez barierę potencjału. Badania autora wykazały, że wzrost rezystancji przy małych polach nie występuje — przy rezystorach o rezystancjach powierzchniowych poniżej $1 \text{ k}\Omega/\square$. Gdyby każde ziarno przewodzące było otoczone szklivem, to musiałyby wystąpić próg przewodności jak to ma miejsce przy średnich rezystancjach (rys. 20, krzywe $1,5 \text{ M}\Omega/\square$, $50 \text{ M}\Omega/\square$); powyżej $0,1 \text{ V/mm}$ obserwuje się duży spadek rezystancji, co Pike i Seager tłumaczą potrzebą dostarczenia energii na pokonanie sumarycznej energii aktywacji w każdym łańcuchu przewodzącym. Wprowadzony przez Pike'a i Seagera [19] współczynnik wężykowatości od 1 do 200 tzn., że przy małych rezystancjach wynosi 1 a przy dużych 200, też



Rys. 30. Hipotetyczne drogi przepływu równoległego prądów I_1 , I_2 , I_3

wszystkiego nie tłumaczy. Dla małych rezystancji musiałyby być słuszny rys. 30, na którym pokazano równoległe połączenie trzech gałęzi przepływu prądu przez bariery: I_1 przez 1 barierę, I_2 przez 3 bariery i I_3 przez 2 bariery. Mało prawdopodobnym jest, żeby energia aktywacji sumaryczna tego układu wynosiła $1/3$ energii jednej bariery. Tylko przez równoległe ścieżki i spadek energii aktywacji można by wytłumaczyć eliminację wzrostu rezystancji przy małych polach do niemierzalnej wartości. Również przy dużych rezystancjach tunelowanie rezonansowe nie tłumaczy wielu obserwowanych faktów.

Mało prawdopodobnym jest, żeby ze spadkiem ilości ziaren (duże $R_\square$) malała tylko ilość łańcuchów, a nie wzrastały odległości między ziarnami biorącymi udział w przewodzeniu. Wzrost odległości zmusza do wprowadzenia mechanizmu przewodnictwa przeskokowego, które zgodnie z Halderem [3] mogą tworzyć gałęzie szeregowe, równoległe i mieszane, również z tunelowaniem. Wprowadzenie przewodnictwa przeskokowego wyjaśnia powstawanie ekstremum rezystancji przy małych natężeniach pola i przesuwanie się jego przy zmianie temperatury, gdyż zgodnie z wzorem (18) r_m jest funkcją kT .

7. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Przeprowadzone przez autora badania wnoszą nowe spojrzenie na charakterystyki rezystorów grubowarstwowych przy małych natężeniach pola elektrycznego. Szczególnie rezystory o dużych rezystancjach powierzchniowych mają dwa rodzaje przebiegów krzywych

$I(U)$; są to inne krzywe niż podają Neugebauer i Webb [14] dla ultracienkich warstw nieciągłych. W warstwach cienkich nieciągłych zachodzi zależność według krzywej 1 na rys. 19, natomiast w warstwie grubej autor otrzymał wyniki zgodnie z krzywą 2. W rezystorach o bardzo dużych rezystancjach $R_{\square}$ otrzymano przebieg według krzywej 3. W niektórych próbkach wysokoomowych krzywa 3 ujawniała się dopiero w bardzo niskich temperaturach (por. rys. 25 — krzywe dla temperatur 4,2 K). Wprowadzenie mechanizmu przeskokowego pozwala wyjaśnić przebieg według krzywej 3 czyli występowanie lokalnego ekstremum rezystancji w funkcji natężenia przyłożonego pola. Wyniki badań potwierdziły, że aktywowanie termiczne można zastąpić jonizacją przez zewnętrzne pole elektryczne tzn. obniżanie temperatury zwiększa rezystancję a zwiększenie pola elektrycznego przyłożonego na rezystor zmniejsza ją. Nawet przy 4,2 K otrzymano przy 50 V/mm prawie płaską krzywą podczas gdy przy 1 V/mm rezystancja zmieniała się kilka razy (por. rys. 26).

Uchwycono po raz pierwszy zależność temperaturowego współczynnika (TWR) od natężenia pola. Zmiany TWR od natężenia pola K również zwiększają się przy bardzo niskich temperaturach (por. rys. 28). Również przy dużych natężeniach pola wpływ niskich temperatur na TWR maleje (por. krzywe 50 V/mm na rys. 27).

W rezystorach o małych rezystancjach (poniżej 1000 Ω) nie stwierdzono „*progu przewodnictwa*”, co oznacza, że nie występuje tu wyłącznie przewodnictwo tunelowe jak zakładają Pike i Seager [19]. Przejścia między ziarnami są omowe bez barier potencjału. Można się zgodzić również, że udział styków omowych jest znaczny i sumaryczna bariera potencjału odpowiadająca „*progowi przewodnictwa*” nie ujawnia się w zakresie natężeń pola do 0,02 V/mm. Jeżeli jest mniejsza, to należałoby badać.

WNIOSKI UTYLITARNE

7.1. Pomiary WTH nie mogą zastąpić pomiarów VCR. Jedynie powyżej natężenia pola 10 V/mm można by szukać korelacji między tymi wielkościami. Interesującym może być porównywanie ΔWTH z VCR przy natężeniach pola powyżej 10 V/mm. Przy małych natężeniach pola nie można dokonywać żadnych porównań, gdyż WTH maleje do wartości niemierzalnych, natomiast $R(K)$ poniżej 10 V/mm znacznie wzrasta. Obserwuje się tu dużą niejednorodność charakterystyk w zależności od K , T i $R_{\square}$.

7.2. Pomiar WTH może być bardzo przydatny do oceny nowych past: pochylenie krzywej $WTH = \varphi(K)$ dla dużych K (por. rys. 17 i 18) oraz promień krzywizny krzywej przy małych K (por. rys. 16). Dla past różnych producentów oba te parametry są inne i ich analiza może być pomocna przy optymalizacji technologii.

7.3. Napięcie stosowane przy pomiarach rezystancji powyżej 1 M Ω musi być dokładnie precyzowane, gdyż wartość rezystancji rezystorów grubowarstwowych silnie zmienia się w zależności od napięcia (ściślej od natężenia pola — por. rys. 20).

7.4. Pomiar VCR według normy IEC115-1 nie daje wystarczającej informacji o rezystorze, jeżeli ma on pracować przy małych natężeniach pola (por. rys. 20), gdzie dla dużych $R_{\square}$ wzory (4) i (7) z reguły nie obowiązują.

7.5. Zauważono, że wielokrotne przykładanie napięcia powodowało nieznaczne trwałe zmiany rezystancji w kierunku linearyzacji charakterystyki $I(U)$ oraz zmniejszenia współ-

czynnika prostowania. Wspominają o tym również Pike i Seager [19] podając, że rezystancja jest również funkcją czasu, historii, biegunowości napięcia.

7.6. Zachowanie się rezystorów przy dużych natężeniach pola jest dobrze zdeterminowane również powyżej 100 V/mm. VCR jest zawsze ujemny i określony przy 10 i 100 V/mm jest mniejszy (co do bezwzględnej wartości) od VCR przy większych natężeniach pola (por. stabilizowanie się krzywych na rys. 21 i 22). Stosunkowo łatwo realizuje się dzielnik według rys. 10 — na nap. 10 kV. Wymiary narzuca wytrzymałość napięciowa a nie VCR.

7.7. Dobór rezystora do wzmacniacza mikrofonu elektretowego nie jest problemem zbyt trudnym, gdy uwzględnia się zależność rezystancji od napięcia i temperatury.

BIBLIOGRAFIA

1. J. Bourgoïn, M. Lanoo: *Point Defects in Semiconductors*. Experimental Aspects. Springer Verlag, 1983
2. C. W. Bristow, W. L. Clough, P. L. Kirby: *The Current Noise and Nonlinearity of Thick Film Resistors*. Internat. Microel. Symposium, Chicago, 1971
3. N. C. Halder: *Electron Tunneling and Hopping Possibilities in RuO₂ Thick Films*. Electrocomponent Science and Technology, vol. 11, p. 21, 1983
4. D. L. Herbst, M. Greenfield: *Voltage Sensitivity vs. Geometry of Thick Film Resistors*. Proc. of J. Symposium Hybrid Microelectronic, 1969, p. 345.
5. B. Herod: *Optimalizacja technologii wytwarzania potencjometru cienkowarstwowego metodą rozpylania jonowego*. Praca doktorska AGH, Kraków 1987
6. R. M. Hill: *Electrical Conduction in Discontinuous Metal Films*. Contemp. Phys., 1969, vol. 10, No 3, pp. 221—240
7. R. Holm: *Electric Contacts*. Springer Verlag, 1958
8. H. Isaac: *Voltage Coefficient of Resistance (VCR) of Thick Film Resistors*. Proc. of Inst. Symposium Hybrid Microelectronic 1970, p. 871.
9. S. Kosukabe, M. Tanaka: *Reliability Evaluation of Thick Film Resistors through Measurement of Third Harmonic Index*. Electrocomponent Science and Technology, 1981, vol. 8, pp. 167—174
10. A. Kusy: *Struktura, mechanizm przewodnictwa oraz szumy typu 1/f rezystywnych warstw grubych*. Rzeszów, 1979
11. B. W. Licznarski: *Nieciągłe warstwy metali*. Materiały z konf. ELTE 80. Wyd. Wrocław 1982, s. 489—502
12. I. D. Morochow, L. T. Trusow, W. N. Łapowok: *Fizyceskije jawnienia w ultradispersnych sriedach*. Moskwa: Energoatomizdat, 1984
13. J. H. Mott, E. Dewis: *Elektronnye procesy w niekrystaliczeskich wieszczestwach*. Moskwa: Izd. Mir, 1974
14. C. A. Neugebauer, M. B. Webb: *Electrical Conduction Mechanism in Ultrathin Evaporated Metal Films*. J. Appl. Phys. 33, 1962, s. 74
15. S. Nowak: *Badanie trzeciej harmonicznej wytwarzanej w rezystorach grubowarstwowch*. Elektronika 1975, nr 4, s. 151
16. S. Nowak: *Badania nieliniowości rezystorów wykonanych z past o dużej rezystywności*. Referat z Konferencji ISHM—Poland Chapter — luty 1985, Kraków
17. S. Nowak: *Rezystory warstwowe. Problemy optymalizacji konstrukcji i technologii ze względu na stabilność cech elektrycznych*. Zeszyty Naukowe AGH, Automatyka, Nr 40, 1986
18. S. Nowak: *Wpływ czynników konstrukcyjnych i technologicznych na temperaturowy współczynnik rezystancji scalonych sieci rezystywnych grubowarstwowch*. Rozprawy Elektrotechniczne 1989, z. 3
19. G. E. Pike, C. H. Seager: *Electrical Properties and Conduction Mechanisms of Ru-Based Thick Film (Cermet) Resistors*. J. Appl. Phys. 48/12 December 1977, s. 5152—5168

20. W. Pradel, A. Ziobro, P. Kozłowski, R. Kaczmarek: *Konstrukcja i parametry hybrydowego układu przedwzmacniacza do mikrofonu elektretowego*. Elektronika Nr 10—11, 1986
21. B. E. Taylor, J. R. Larry: *A New Thick Film Resistors for High Voltage Application*. Proc. of 29th Electronic Components Conf. New York 1979, USA

S. NOWAK

NONLINEARITY OF THICK FILM RESISTORS

Summary

The results of investigations of the third harmonic content (THC) and of the resistance in electric fields of various strength K and at various temperature T are presented. The voltage coefficient of resistance (VCR) is calculated for high strength electric fields and its relation with the increase of the third harmonic content THC is discussed. Special attention is paid to high-ohmic resistors for which several effects, not yet described in literature, have been revealed at low strength fields K . The most important feature is the strong dependance of TCR on the strength of electrical field and the existence of an extremum on the R - K curve. Applying Mott's hopping conductivity mechanism, the existence of a local maximum on the R - K curve is qualitatively explained for high-ohmic thick film resistors, also at nitrogen and helium temperatures. Several theoretical conclusions as well as some concerning practical application are drawn.

S. NOWAK

NON-LINÉARITÉ DES RÉSISTANCES À COUCHES ÉPAISSES

Résumé

Dans l'article on a présenté les résultats des essais du coefficient de la composante harmonique du roisième rang WTH et de la résistance pour les diverses intensités de champ électrique K et les diverses emperatures T . On a déterminé la coefficient de tension VCR pour les diverses intensités de champ et on a considéré sa similitude à l'accroissement de la composante harmonique du troisième rang Δ WTH. On porte surtout attention à l'étude les résistances élevées, dans lesquelles pour de faibles valeurs de K on obtient quelques propriétés, qui n'ont pas paru encore dans les publications. Les plus importantes entre elles sont: une sensible dépendence de TWR de l'intensité de champ et l'extrémum sur la courbe $R(K)$. Ayant introduit le mécanisme en échelon selon Mott on a expliqué le maximum qualitatif local de la caractéristique $R(K)$ des résistance à grande valeur à couches épaisses, aussi bien pour les températures d'azote et d'hélium. On a obtenu quelques conclusions de nature scientifique et de nombreux de nature utilitaire.

S. NOWAK

NICHTLINEARITÄT DICKSCHICHTIGER RESISTOREN

Zusammenfassung

Im Artikel wurden Untersuchungsergebnisse für die dritte Harmonische WTH sowie die Resistanz bei verschiedenen Stärken des elektrischen Feldes K und verschiedenen Temperaturen T dargestellt. Bestimmt wurde der Spannungskoeffizient VCR für große Feldstärken, diskutiert seine Ähnlichkeit mit dem Zuwachs der dritten Harmonischen Δ WTH. Besonders wurden Resistoren mit großen Resistanzen überprüft, wobei man bei kleinen K einige, in der Literatur nicht publizierte Eigenschaften gewonnen hat. Die wichtigsten hiervon sind: bedeutende Abhängigkeit TWR von der Feldstärke sowie das Extrem an der Kurve $R(K)$. Indem der Übersprungsmechanismus nach Mott angewandt wurde, wurde qualitativ

das lokale Maximum der Charakteristik $R(K)$ der hochohmiger, dickschichtiger Resistoren geklärt, auch bei Stickstoff- und Heliumtemperaturen. Es wurden einige wissenschaftliche Forschungsschlüsse gewonnen und viele praktische Schlußfolgerungen.

С. НОВАК

НЕЛИНЕЙНОСТЬ ТОЛСТОПЛЕНОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ

Резюме

Представлены результаты исследования коэффициента третьей гармоники — WTH и резистанса при различных напряжениях электрического поля — K и различных температурах — T . Определен коэффициент напряжения — VCR для больших напряжений поля и продискутировано его сходство с приростом третьей гармоники ΔWTH . Обобщено особое внимание на исследование резисторов с большим значением резистанса, где при малых значениях K констатировано несколько неопубликованных в технической литературе свойств. Важнейшим из них является значительная зависимость TWR от напряжения поля и экстремум на кривой $R(K)$. Вводя механизм скачка по Мотту объяснен количественно локальный максимум характеристики $R(K)$ высокоомовых толсто пленочных резисторов также и в азотных и гелиевых температурах. Получено несколько научно-исследовательских и много прикладных умозаключений.

Model matematyczny i algorytm obliczeniowy dla analizy stanów awaryjnych złożonych układów elektromechanicznych

MARIAN NOGA, ZYGFRYD GŁOWACZ

*Instytut Maszyn i Sterowania Układów Elektroenergetycznych
Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków*

Otrzymano 1987.03.12

Autoryzowano do druku 1988.07.15

Utworzono model matematyczny złożonego układu elektromechanicznego z przekształtnikiem tyrystorowym typu H dla analizy stanów awaryjnych. W modelu każdy tyrystor jest aproksymowany elementem o zmiennej rezystancji. Model jest zbiorem sztywnych nieliniowych równań różniczkowych z nieciągłościami. Utworzono algorytm rozwiązywania tych równań różniczkowych z nieciągłościami. Przedstawiono przebiegi wielkości charakterystycznych rozważanego układu elektromechanicznego w stanach awaryjnych powodowanych przez uszkodzone tyrystory i nieprawidłową pracę generatorów impulsów. Porównano wyniki obliczeń i pomiarów.

1. WPROWADZENIE

Niektóre nowoczesne układy elektromechaniczne są bardzo złożonymi układami. Zapewniają dużą dokładność i szybkość działania oraz wysoką sprawność energetyczną, ale wymagają precyzyjnego zaprojektowania, zbadania i wykonania. Umiejętność prowadzenia analizy tych układów jest problemem technicznym, gdyż relacja pomiędzy nakładami ponoszonymi na analizy teoretyczne, a badaniami eksperymentalne decyduje o całkowitych kosztach uruchomienia układu. Metodyczne podstawy analizy złożonych układów elektromechanicznych stanowi teoria obwodów i systemów elektromechanicznych. Dopiero właściwe wykorzystanie możliwości jakie daje nowoczesna technika obliczeniowa pozwala na bardziej dokładne zbadanie zjawisk fizycznych w rozważanych układach. Analiza zjawisk w powyższych układach jest trudna ze względu na występujące w tych układach tyrystory. O wyborze modelu tyrystora, a także innych elementów półprzewodnikowych pracujących w złożonym układzie elektromechanicznym decyduje fakt, że procesy wewnętrzne w tyrystorze zachodzą w czasach 2—3 rzędy krótszych, aniżeli zjawiska w układach zewnętrznych. W złożonym układzie elektromechanicznym przyjęty więc musi być model operujący parametrami zewnętrznymi w stosunku do tyrystora. Ten typ modelu charaktery-

zować się może różnym stopniem dokładności w odtworzeniu zewnętrznych charakterystyk tyrystora. Wymienić tu należy dwa modele tyrystora w postaci:

1. łącznika idealnego,
2. elementu o zmiennych parametrach.

W zależności od przyjętego modelu tyrystora metody analizy można podzielić na dwie grupy. Metody o zmiennej strukturze wykorzystują pierwszy model tyrystora [4, 6, 8, 9, 11, 12, 13]. Natomiast metody wykorzystujące drugi model tyrystora zalicza się do metod parametrycznych o stałej strukturze [2, 3, 7]. Podstawą klasyfikacji jest tu fakt stałości lub zmienności topologii układu w zależności od stanu elementów półprzewodnikowych. W badaniach stanów awaryjnych złożonych układów elektromechanicznych można stosować metody o zmiennej strukturze i metody parametryczne. Wybrano do badań stanów awaryjnych złożony układ elektromechaniczny z przekształtnikiem tyrystorowym typu H, dość powszechnie występujący w układach walcowniczych [5, 14]. Stosując metodę parametryczną, w której każdy tyrystor jest aproksymowany elementem o zmiennej rezystancji, skonstruowano model matematyczny tego układu dla analizy stanów awaryjnych, utworzono algorytm obliczeniowy oraz wykonano obliczenia dla stanów awaryjnych powodowanych przez uszkodzone tyrystory i nieprawidłową pracę generatorów impulsów.

2. MODEL MATEMATYCZNY ZŁOŻONEGO UKŁADU ELEKTROMECHANICZNEGO Z PRZEKSZTAŁTNIKIEM TYRYSTOROWYM TYPU H

Układ elektromechaniczny z przekształtnikiem tyrystorowym typu H składa się z następujących zasadniczych elementów:

- sieci zasilającej,
- transformatorów,
- mostów tyrystorowych,
- silnika prądu stałego,
- układu mechanicznego walcarki,
- układu sterowania tyrystorów i regulacji.

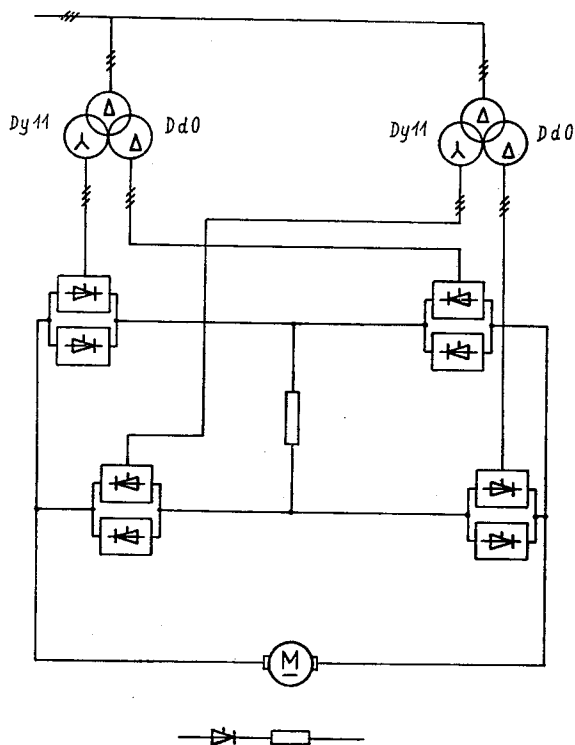
Obwody silnoproudowe badanego układu elektromechanicznego przedstawiono na rys. 1.

2.1. MODEL MATEMATYCZNY SIECI I TRANSFORMATORÓW

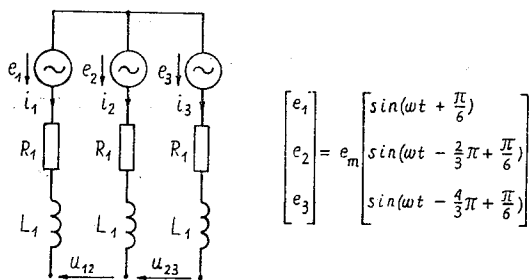
W układzie elektromechanicznym z przekształtnikiem typu H transformatory mają uzwojenia strony pierwotnej skojarzone w trójkąt, zaś uzwojenia strony wtórnej — w gwiazdę i w trójkąt. Z punktu widzenia interesujących nas zjawisk sieć i transformatory z dobrym przybliżeniem są reprezentowane przez dwa układy zastępcze przedstawione na rys. 2 i 3.

Sieci i transformatorom przyporządkowano opis matematyczny:

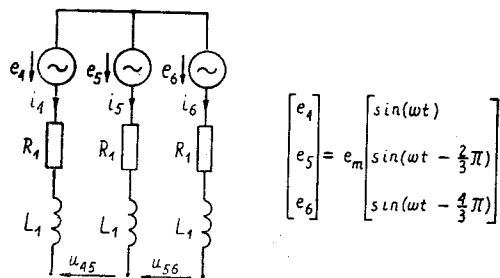
$$u_{12} = e_1 - e_2 + R_1(-i_1 + i_2) + L_1 \frac{d}{dt} (-i_1 + i_2)$$



Rys. 1. Obwody silnoprądowe układu elektromechanicznego z przekształtnikiem typu H



Rys. 2. Układ zastępczy transformatora Dy11



Rys. 3. Układ zastępczy transformatora Dd0

$$u_{23} = e_2 - e_3 + R_1(-i_2 + i_3) + L_1 \frac{d}{dt}(-i_2 + i_3) \quad (1)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0$$

$$u_{45} = e_4 - e_5 + R_1(-i_4 + i_5) + L_1 \frac{d}{dt}(-i_4 + i_5)$$

$$u_{56} = e_5 - e_6 + R_1(-i_5 + i_6) + L_1 \frac{d}{dt}(-i_5 + i_6) \quad (2)$$

$$i_4 + i_5 + i_6 = 0.$$

W równaniach $e_1, e_2, \dots, e_6$ oznaczają zastępcze siły elektromotoryczne strony wtórnej transformatorów; $i_1, i_2, \dots, i_6$ — prądy strony wtórnej transformatorów; $u_{12}, u_{23}, u_{45}, u_{56}$ — napięcia międzyprowadowe po stronie wtórnej transformatorów; R_1, L_1 — zastępczą rezystancję i zastępczą indukcyjność sieci i transformatorów.

2.2. MODEL MATEMATYCZNY TYRYSTORÓW

Przyjęto dla tyrystorów pracujących w układzie elektromechanicznym model w postaci elementu o zmiennych parametrach. Równania modelu tyrystora mają postać:

$$q(t + \Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{jeśli } i(t) > 0 \wedge w(t) > 0 \vee i(t) > i_p \wedge q(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (3)$$

$$R(t) = \begin{cases} R_p, & \text{jeśli } q(t) > 0 \\ R_z, & \text{w przeciwnym przypadku,} \end{cases} \quad (4)$$

gdzie: $i(t), w(t), q(t)$ oznaczają prąd, impuls sterujący i stan tyrystora; i_p — prąd podtrzymania tyrystora; $R(t)$ — rezystancję tyrystora; R_p, R_z — rezystancję tyrystora w stanie przewodzenia i nieprzewodzenia.

2.3. MODEL MATEMATYCZNY SILNIKA PRĄDU STAŁEGO Z UKŁADEM MECHANICZNYM

W modelu matematycznym silnika prądu stałego uwzględniono elastyczność wału, za pomocą którego silnik jest połączony z wałami. Równania przyjętego modelu mają postać:

$$u_w = R_w i_w + L_w \frac{di_w}{dt} \quad (5)$$

$$u_t = e_t + R_t i_t + L_t \frac{di_t}{dt}$$

$$e_t = M_{tw} i_w \frac{d\varphi_s}{dt}$$

$$m_e = M_{tw} i_w i_t, \quad m_s = K(\varphi_s - \varphi_0) \quad (6)$$

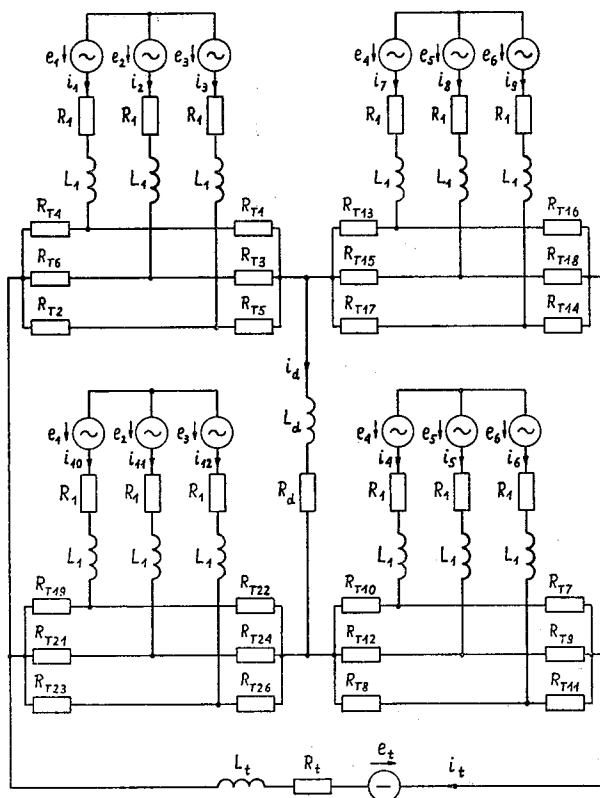
$$\begin{aligned} \Theta_s \frac{d^2 \varphi_s}{dt^2} + D \frac{d}{dt} (\varphi_s - \varphi_0) + K(\varphi_s - \varphi_0) &= m_e \\ \Theta_0 \frac{d^2 \varphi_0}{dt^2} + D \frac{d}{dt} (\varphi_0 - \varphi_s) + K(\varphi_0 - \varphi_s) &= -m_0, \end{aligned} \quad (7)$$

gdzie: u_w, i_w, R_w, L_w oznaczają napięcie, prąd, rezystancję i indukcyjność obwodu wzbudzenia; u_t, e_t, i_t, R_t, L_t — napięcie, siłę elektromotoryczną, prąd, rezystancję i indukcyjność obwodu twornika; M_{tw} — indukcyjność wzajemną obwodów twornika i wzbudzenia; m_e, m_s, m_0 — momenty elektromagnetyczny, skręcający i obciążenia; φ_s, φ_0 — kąty obrotu silnika i wałców; Θ_s, Θ_0, D, K — momenty bezwładności silnika i wałców, współczynniki tłumienia i sprężystości.

2.4. MODEL MATEMATYCZNY MOSTÓW TYRYSTOROWYCH

Mosty tyrystorowe są reprezentowane przez układ zastępczy przedstawiony na rys. 4. Stosując prawa teorii obwodów utworzono opis matematyczny mostów tyrystorowych w postaci zbioru równań różniczkowo-algebraicznych:

$$\frac{d}{dt} \psi_1 + R_1(-i_1 + i_2) + R_{T4}i_{T4} - R_{T6}i_{T6} = -e_1 + e_2$$



Rys. 4. Układ zastępczy mostów tyrystorowych

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt}\psi_2 + R_1(-i_2 + i_3) - R_{T2}i_{T2} + R_{T6}i_{T6} &= -e_2 + e_3 \\
\frac{d}{dt}\psi_3 + R_1(-i_4 + i_5) + R_{T10}i_{T10} - R_{T12}i_{T12} &= -e_4 + e_5 \\
\frac{d}{dt}\psi_4 + R_1(-i_5 + i_6) - R_{T8}i_{T8} + R_{T12}i_{T12} &= -e_5 + e_6 \\
\frac{d}{dt}\psi_5 + R_1(-i_7 + i_8) + R_{T16}i_{T16} - R_{T18}i_{T18} &= -e_4 + e_5 \\
\frac{d}{dt}\psi_6 + R_1(-i_8 + i_9) - R_{T14}i_{T14} + R_{T18}i_{T18} &= -e_5 + e_6 \\
\frac{d}{dt}\psi_7 + R_1(-i_{10} + i_{11}) + R_{T22}i_{T22} - R_{T24}i_{T24} &= -e_1 + e_2 \\
\frac{d}{dt}\psi_8 + R_1(-i_{11} + i_{12}) - R_{T20}i_{T20} + R_{T24}i_{T24} &= -e_2 + e_3 \\
\frac{d}{dt}\psi_9 + R_d i_d + R_{T1}i_{T1} + R_{T4}i_{T4} + R_{T19}i_{T19} + R_{T22}i_{T22} &= 0 \\
\frac{d}{dt}\psi_{10} + R_i i_i + e_i + R_{T7}i_{T7} + R_{T10}i_{T10} - R_{T19}i_{T19} - R_{T22}i_{T22} &= 0
\end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}
\psi_1 &= L_1(-i_1 + i_2) \\
\psi_2 &= L_1(-i_2 + i_3) \\
\psi_3 &= L_1(-i_4 + i_5) \\
\psi_4 &= L_1(-i_5 + i_6) \\
\psi_5 &= L_1(-i_7 + i_8) \\
\psi_6 &= L(-i_8 + i_3) \\
\psi_7 &= L_1(-i_{10} + i_{11}) \\
\psi_8 &= L_1(-i_{11} + i_{12}) \\
\psi_9 &= L_d i_d \\
\psi_{10} &= L_i i_i
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
R_{T1}i_{T1} + R_{T4}i_{T4} - R_{T3}i_{T3} - R_{T6}i_{T6} &= 0 \\
R_{T3}i_{T3} + R_{T6}i_{T6} - R_{T2}i_{T2} - R_{T5}i_{T5} &= 0 \\
R_{T7}i_{T7} + R_{T10}i_{T10} - R_{T9}i_{T9} - R_{T12}i_{T12} &= 0 \\
R_{T9}i_{T9} + R_{T12}i_{T12} - R_{T8}i_{T8} - R_{T11}i_{T11} &= 0 \\
R_{T13}i_{T13} + R_{T16}i_{T16} - R_{T15}i_{T15} - R_{T18}i_{T18} &= 0 \\
R_{T15}i_{T15} + R_{T18}i_{T18} - R_{T14}i_{T14} - R_{T17}i_{T17} &= 0 \\
R_{T19}i_{T19} + R_{T22}i_{T22} - R_{T21}i_{T21} - R_{T24}i_{T24} &= 0 \\
R_{T21}i_{T21} + R_{T24}i_{T24} - R_{T20}i_{T20} - R_{T23}i_{T23} &= 0 \\
R_{T1}i_{T1} + R_{T4}i_{T4} - R_{T7}i_{T7} - R_{T10}i_{T10} - R_{T13}i_{T13} - R_{T16}i_{T16} + R_{T19}i_{T19} + R_{T22}i_{T22} &= 0
\end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
 i_{T1} &= i_1 + i_{T4} \\
 i_{T3} &= i_2 + i_{T6} \\
 i_{T5} &= i_3 + i_{T2} \\
 i_{T7} &= i_4 + i_{T10} \\
 i_{T9} &= i_5 + i_{T12} \\
 i_{T11} &= i_6 + i_{T8} \\
 i_{T13} &= i_7 + i_{T16} \\
 i_{T15} &= i_8 + i_{T18} \\
 i_{T17} &= i_9 + i_{T14} \\
 i_{T19} &= i_{10} + i_{T22} \\
 i_{T21} &= i_{11} + i_{T24} \\
 i_{T23} &= i_{12} + i_{T20}
 \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
 i_{T2} + i_{T4} + i_{T16} - i_{T19} - i_{T21} - i_{T23} &= i_t \\
 -i_{T7} - i_{T9} - i_{T11} + i_{T14} + i_{T16} + i_{T18} &= -i_t
 \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
 i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\
 i_4 + i_5 + i_6 &= 0 \\
 i_7 + i_8 + i_9 &= 0 \\
 i_{10} + i_{11} + i_{12} &= 0
 \end{aligned} \tag{13}$$

$$u_{T\nu} = R_{T\nu} i_{T\nu} \quad \text{dla} \quad \nu = 1, \dots, 24 \tag{14}$$

W równaniach (8—14) $R_{T1}, R_{T2}, \dots, R_{T24}$ oznaczają rezystancje tyrystorów T1, T2, ..., T24; $i_{T1}, i_{T2}, \dots, i_{T24}$ — prądy tyrystorów; $i_1, i_2, \dots, i_{12}$ — prądy strony wtórnej transformatorów; i_d, R_d, L_d — prąd, rezystancję i indukcyjność dławika. Znaczenia pozostałych symboli są podane w rozdziałach 2.1 i 2.3.

2.5. MODEL MATEMATYCZNY UKŁADU STEROWANIA TYRYSTORÓW I REGULACJI

2.5.1. Model matematyczny podukładu generacji impulsów sterujących tyrystorów

W układach elektromechanicznych z przekształtnikami typu H możliwe są dwa rodzaje sterowania mostów tyrystorowych:

- a) sterowanie sekwencyjne,
- b) sterowanie jednoczesne.

Ponieważ sterowanie sekwencyjne zapewnia większą oszczędność mocy biernej, dlatego to sterowanie jest przeważnie stosowane w elektromechanicznych układach dużej mocy.

Podukład generacji impulsów sterujących tyrystorów składa się z następujących elementów:

- przerzutników JK,
- elementów OR, AND,

— elementów określających znak przyrostu sygnału wejściowego,
 — elementów wykrywających momenty czasowe przejścia przez zero sygnału wejściowego,

— elementów ograniczających wartości napięcia regulacyjnego u_{reg} . Podukładowi generacji impulsów dla sterowania sekwencyjnego przyporządkowano następujący opis matematyczny:

$$\begin{aligned} u_{st1}(t) &= \min\{\max\{k_p[u_{reg}(t) + u_p], -8.268\}, 10\} \\ u_{st2}(t) &= \min\{\max\{k_p[u_{reg}(t) - u_p], -8.416\}, 10\} \end{aligned} \quad (15)$$

$$u_p = 4.5 \text{ V}, \quad k_p = 2,$$

$$\begin{aligned} f_v(t) &= u_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} - (v-1)\frac{\pi}{3}\right) \\ f_{v+6}(t) &= u_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} - (v-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad \text{dla } v = 1, 2, \dots, 6 \quad (16)$$

$$u_m = 10.353 \text{ V}, \quad \omega = 314.159 \frac{\text{rad}}{\text{s}},$$

$$\begin{aligned} g_v(t) &= u_{st1}(t) - f_v(t) \\ g_{v+6}(t) &= u_{st2}(t) - f_{v+6}(t) \end{aligned} \quad \text{dla } v = 1, 2, \dots, 6$$

$$h_v(t) = \begin{cases} 1, & \text{jeśli } [g_v(t) \cdot g_v(t-\Delta t) < 0] \wedge [f_v(t) < f_v(t-\Delta t)] \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (17)$$

dla $v = 1, 2, \dots, 12$

$$\begin{aligned} p_1(t) &= h_3(t), & p_7(t) &= h_9(t) \\ p_2(t) &= h_4(t), & p_8(t) &= h_{10}(t) \\ p_3(t) &= h_5(t), & p_9(t) &= h_{11}(t) \\ p_4(t) &= h_6(t), & p_{10}(t) &= h_{12}(t) \\ p_5(t) &= h_1(t), & p_{11}(t) &= h_7(t) \\ p_6(t) &= h_2(t), & p_{12}(t) &= h_8(t) \end{aligned}$$

$$r_v(t+\Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{jeśli } h_v(t) > 0 \wedge p_v(t) \leq 0 \\ 0, & \text{jeśli } h_v(t) \leq 0 \wedge p_v(t) > 0 \\ r_v(t), & \text{jeśli } h_v(t) \leq 0 \wedge p_v(t) \leq 0 \\ \overline{r_v(t)}, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (18)$$

dla $v = 1, 2, \dots, 12$

$$z(t) = \begin{cases} 1, & \text{jeśli } h_1(t) > 0 \vee h_2(t) > 0 \vee \dots \vee h_{12}(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}$$

$$s_v(t) = \begin{cases} 1, & \text{jeśli } r_v(t) > 0 \wedge z(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad \text{dla } v = 1, 2, \dots, 12$$

$$\left. \begin{aligned}
 w_v(t) &= \begin{cases} 1, & \text{jeśli } s_v(t) > 0 \wedge d_9(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \\
 w_{v+6}(t) &= \begin{cases} 1, & \text{jeśli } s_{v+6}(t) > 0 \wedge d_9(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \\
 w_{v+12}(t) &= \begin{cases} 1, & \text{jeśli } s_{v+6}(t) > 0 \wedge d_8(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \\
 w_{v+18}(t) &= \begin{cases} 1, & \text{jeśli } s_v(t) > 0 \wedge d_8(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}
 \end{aligned} \right\} \quad \text{dla } v = 1, 2, \dots, 6 \quad (19)$$

W powyższych równaniach przyjęto oznaczenia:

t — zmienna niezależna oznaczająca czas,

Δt — krok całkowania,

u_{reg} — napięcie regulacyjne,

$f_1, f_2, \dots, f_{12}$ — sinusoidalne napięcia pomocnicze dla wytworzenia impulsów sterujących,

$w_1, w_2, \dots, w_{24}$ — impulsy sterujące tyrystorów T1, T2, ..., T24.

d_8, d_9 — sygnały z podukładu logiki inwersji:

$d_8 = 0$ i $d_9 = 1$ dla pracy układu do przodu;

$d_8 = 1$ i $d_9 = 0$ dla pracy układu do tyłu,

$a(t) = \overline{b(t)}$ — funkcja określona następująco:

$$a(t) = \begin{cases} 0, & \text{jeśli } b(t) > 0 \\ 1, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases}$$

2.5.2. Model matematyczny podukładu logiki inwersji

Podukład logiki inwersji składa się z elementów:

- komparatorów,
- układów opóźniających,
- elementów NOT, AND, OR.

Podukładowi logiki inwersji przyporządkowano opis matematyczny:

$$\begin{aligned}
 i_{mes}(t) &= |i_t(t)| \\
 u_{imes}(t) &= k_1 i_{mes}(t) = 0.000892 i_{mes}(t) \\
 k_1(t) &= l_1(u_{ss}(t)) \\
 k_2(t) &= l_2(u_{imes}(t)) \\
 a_3(t) &= \overline{k_2(t - 0.0033)} \\
 d_1(t) &= k_1(t) \wedge a_3(t) \\
 d_2(t) &= \overline{k_1(t)} \wedge a_3(t) \\
 d_3(t) &= \overline{d_1(t) \vee d_9(t) \vee b_1(t)} \\
 d_4(t) &= \overline{d_2(t) \vee d_8(t) \vee b_1(t)} \\
 a_1(t) &= d_3(t - 0.005)
 \end{aligned} \quad (20)$$

$$a_2(t) = d_4(t - 0.005)$$

$$d_6(t) = \overline{a_1(t)}$$

$$d_7(t) = \overline{a_2(t)}$$

$$d_8(t) = \overline{d_6(t)}$$

$$d_9(t) = \overline{d_7(t)}$$

$$d_5(t) = d_6(t) \wedge d_7(t).$$

W równaniach przyjęto oznaczenia:

i_t — prąd twornika,

i_{mes} — prąd mierzony twornika,

u_{imes} — napięcie odpowiadające prądowi mierzonemu twornika,

u_{ss} — sygnał z podukładu regulatora prędkości,

b_1 — sygnał wyjściowy z podukładu blokady postojowej: $b_1 = 1$ dla zablokowanego układu, $b_1 = 0$ w przeciwnym przypadku.

Funkcje l_1 , l_2 opisują statyczne charakterystyki komparatorów przedstawione na rys. 5.



Rys. 5. Charakterystyki statyczne komparatorów

2.5.3. Model matematyczny podukładu regulatorów prądu wzbudzenia i siły elektromotorycznej

Podukład regulatorów prądu wzbudzenia i siły elektromotorycznej został przedstawiony na rys. 6.

Regulatory pracują równolegle, przy czym regulator prądu wzbudzenia pracuje gdy $u_{nmes} \leq u_{nbas}$, zaś regulator siły elektromotorycznej pracuje gdy $u_{nmes} > u_{nbas}$, $u_{nbas} = 3.94$ V.

Podukład opisano następującymi równaniami:

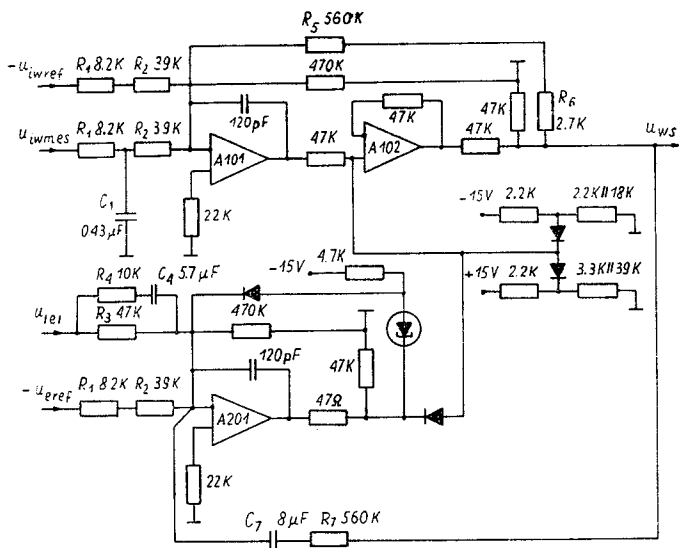
$$\tau_1 \frac{d}{dt} u_1 + u_1 = u_{iwmes} \vartheta_1$$

$$\vartheta_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad \tau_1 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1$$

$$i_{a1} = \frac{u_{iwref}}{R_1 + R_2} - \frac{u_1}{R_2}$$

$$i_{a2} = \frac{u_{eref}}{R_1 + R_2} - \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) u_{|e|} + \frac{y}{R_4}$$

$$R_4 C_4 \frac{d}{dt} y + y = u_{|e|}$$



Rys. 6. Podukład regulatorów prądu wzbudzenia i siły elektromotorycznej

$$\frac{d}{dt} u_{C7} = \begin{cases} \frac{(R_5 + R_6) i_{a1} - u_{C7}}{R_7 C_7} & \text{jeśli } u_{nmes} \leq u_{nbas}, \\ \frac{i_{a2}}{C_7} & \text{w przeciwnym przypadku,} \end{cases} \quad (21)$$

$$u_{ws} = \begin{cases} (R_5 + R_6) i_{a1} & \text{jeśli } u_{nmes} \leq u_{nbas}, \\ u_{C7} + R_7 i_{a2} & \text{w przeciwnym przypadku,} \end{cases}$$

$$u_w = k_w u_{ws} = 63.628 u_{ws}$$

W równaniach przyjęto oznaczenia:

- u_{nmes} — napięcie odpowiadające prędkości mierzonej silnika,
- u_{nbas} — napięcie odpowiadające prędkości podstawowej silnika {65 obr/min},
- u_{iwref} — napięcie odpowiadające prądowi zadanemu wzbudzenia,
- u_{iwmes} — napięcie odpowiadające prądowi mierzonemu wzbudzenia,
- u_{eref} — napięcie odpowiadające sile elektromotorycznej zadanej,
- u_{iei} — napięcie odpowiadające modułowi siły elektromotorycznej,
- u_{C7} — napięcie na pojemności regulatora siły elektromotorycznej,
- u_{ws} — napięcie wyjściowe podukładu regulatorów prądu wzbudzenia i siły elektromotorycznej,
- u_w — napięcie obwodu wzbudzenia,
- u_1, ϑ_1, τ_1 — napięcie wyjściowe i parametry filtru,
- $R_1, R_2, \dots, R_7, C_1, C_4, C_7$ — rezystancje i pojemności (rys. 6).

2.5.4. Model matematyczny podukładów regulatora prędkości i regulatora prądu twornika

Podukład regulatora prędkości silnika składa się z elementów:

- filtru w torze prędkości zadanej n_{ref} ,

- regulatora prędkości typu PI,
- podukładu kompensującego zmianę strumienia magnetycznego wzbudzenia.

Filtr, regulator prędkości i podukład kompensujący zmianę strumienia magnetycznego wzbudzenia są opisane równaniami:

$$\begin{aligned}
 \tau_2 \frac{d}{dt} u_2 + u_2 &= u_{ref} \vartheta_2 \\
 u_{sa} &= u_2 - u_{nmes} \vartheta_2 \\
 \frac{d}{dt} u_{sb} &= \frac{1}{\tau_s} u_{sa} \\
 u_s &= (u_{sa} + u_{sb}) \vartheta_s \\
 u_{ss} &= \begin{cases} u_{ss}, & \text{jeśli } u_{nmes} \leq u_{nbas} \\ u_s \frac{u_{nmes}}{u_{nbas}}, & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \\
 u_{iref} &= \begin{cases} u_{ss}, & \text{jeśli } d_6(t) > 0 \wedge d_7(t) \leq 0 \\ -u_{ss}, & \text{jeśli } d_6(t) \leq 0 \wedge d_7(t) > 0 \\ 0, & \text{w przeciwnym przypadku.} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{22}$$

Podukład regulatora prądu twornika składa się z:

- filtru w torze napięcia u_{iref} ,
- filtru w torze napięcia u_{imes} ,
- regulatora prądu typu PI.

Filtry i regulator prądu są opisane równaniami:

$$\begin{aligned}
 \tau_3 \frac{d}{dt} u_3 + u_3 &= u_{iref} \vartheta_3 \\
 \tau_4 \frac{d}{dt} u_4 + u_4 &= u_{imes} \vartheta_4 \\
 u_{ca} &= u_3 - u_4 \\
 \frac{d}{dt} u_{cb} &= \frac{1}{\tau_c} u_{ca}, \quad \text{jeśli } d_5(t) \leq 0 \\
 \frac{d}{dt} u_{cb} &= 0, \quad u_{cb} = 0, \quad \text{jeśli } d_5(t) > 0 \\
 u_c &= (u_{ca} + u_{cb}) \vartheta_c.
 \end{aligned} \tag{23}$$

Sygnał u_{reg} jest określony następująco:

$$\begin{aligned}
 u_{reg} &= u_0 + u_c + u_{ee} + u_r \\
 u_0 &= -1.645 \text{ V} \\
 u_{ee} &= \begin{cases} u_e & \text{jeśli } d_3(t) \leq 0 \\ -u_e & \text{w przeciwnym przypadku.} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{24}$$

W równaniach przyjęto oznaczenia:

u_{nref} — napięcie odpowiadające prędkości zadanej silnika,

u_{iref} — napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika,

u_e — napięcie odpowiadające sile elektromotorycznej twornika,

$u_2, u_3, u_4, \vartheta_2, \vartheta_3, \vartheta_4, \tau_2, \tau_3, \tau_4$ — napięcia wyjściowe i parametry filtrów,

u_s, u_c — napięcia wyjściowe regulatorów,

$\vartheta_s, \vartheta_c, \tau_s, \tau_c$ — parametry regulatorów,

d_3, d_5, d_6, d_7 — sygnały z podukładu logiki inwersji,

u_r — napięcie powodujące wycofanie falownikowe impulsów sterujących tyrystorów.

3. BADANIA SYMULACYJNE STANÓW AWARYJNYCH

Układ równań (1—24) jest zbiorem sztywnych nieliniowych równań różniczkowych z nieciągłościami. Aby rozwiązać podany układ równań należało pokonać kilka problemów z zakresu analizy numerycznej [1, 10]. Wymienić tu należy problemy: stabilności metod numerycznych całkowania, lokalizacji momentów czasowych przełączenia tyrystorów, czasu obliczeń. Wybrano do całkowania metodę zmiennokrokową o dużej stabilności, wymagającą na każdym kroku całkowania rozwiązywania układu równań nieliniowych:

$$y_i(t + \Delta t) - y_i(t) - \Delta t \cdot f_i[y_1(t + \Delta t), \dots, y_n(t + \Delta t), t + \Delta t] = 0 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (25)$$

Lokalizacji momentów czasowych przełączenia dokonywano w oparciu o metodę złotego podziału odcinka, aż do uzyskania wymaganej dokładności lokalizacji. Problem czasu obliczeń wymagał przyjęcia możliwie dużego kroku całkowania i stosowania optymalnej techniki układania programu. Obliczenia wykonywano w języku FORTRAN EXTENDED na maszynie cyfrowej CYBER 72. Dla potrzeb symulacji przyjęto: maksymalny krok całkowania 0.0002 s, minimalny krok całkowania i dokładność lokalizacji momentów czasowych przełączenia tyrystorów 0.00005 s, dokładność rozwiązywania układu równań nieliniowych 0.0001.

Przyjęto układ elektromechaniczny o następujących danych:

— silnik prądu stałego i układ mechaniczny:

$$P_N = 6000 \text{ kW}, \quad U_N = 1350 \text{ V}, \quad I_N = 4770 \text{ A}, \quad n_N = 0/65/165 \frac{\text{obr}}{\text{min}},$$

$$U_{wN} = 220 \text{ V}, \quad I_{wN} = 210/50 \text{ A}, \quad R_t = 0.011 \Omega, \quad L_t = 0.3 \text{ mH},$$

$$R_w = 0.66 \Omega, \quad L_w = 2.8 \text{ H}, \quad \Theta_s = 86800 \text{ kgm}^2, \quad \Theta_0 = 4305 \text{ kgm}^2,$$

$$D = 40000 \frac{\text{Nm}}{\text{s} \cdot \text{rad}}, \quad K = 836 \cdot 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}},$$

— sieć i transformatory:

$$e_m = 552 \text{ V}, \quad \omega = 314.159 \frac{\text{rad}}{\text{s}}, \quad R_1 = 0.0015 \Omega, \quad L_1 = 0.006 \text{ mH},$$

— dławik:

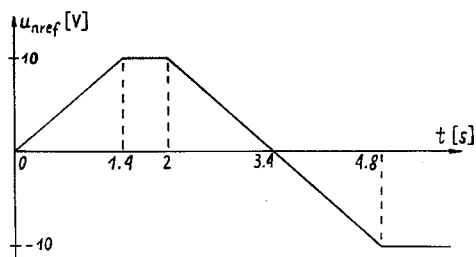
$$R_d = 0.001 \Omega, \quad L_d = 0.6 \text{ mH},$$

— tyrystory:

$$R_p = 0.001 \, \Omega, \quad R_z = 10000 \, \Omega, \quad i_p = 0 \, \text{A}.$$

Założono, że u_{nref} ma przebieg jak na rys. 7.

Spośród zmiennych modelu matematycznego badanego układu elektromechanicznego jako najbardziej charakterystyczne wybrano następujące wielkości: prędkość silnika, prąd twornika, napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika, napięcie regulacyjne,

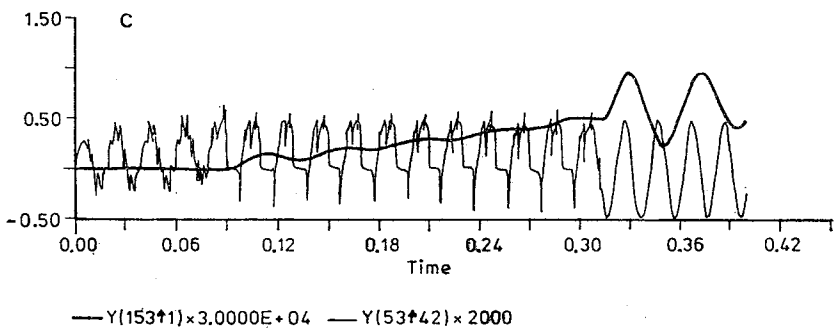
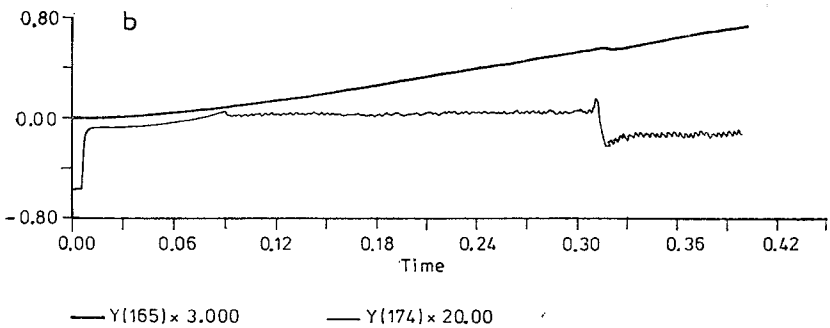
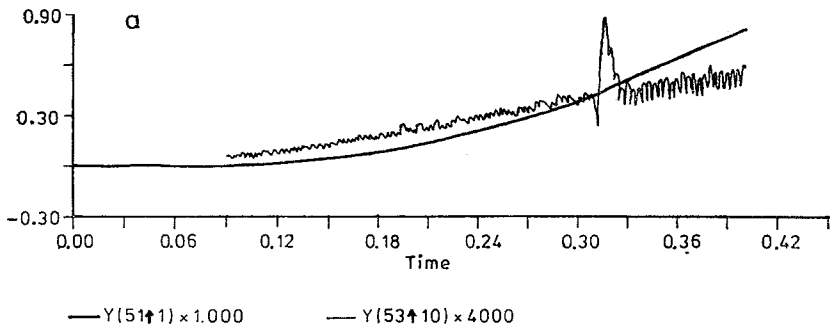


Rys. 7. Przebieg sygnału u_{nref} przyjęty w obliczeniach

Tablica

Wartości ekstremalne pierwszego uderzenia prądu twornika w badanych stanach dynamicznych układu elektromechanicznego

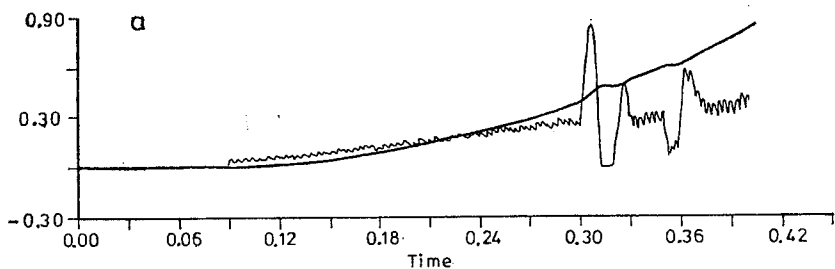
badany stan dynamiczny układu elektromechanicznego	wartości ekstremalne pierwszego uderzenia prądu twornika [A]
brak impulsów na tyrystorze T7 w przedziale [0.30, 0.32] s podczas rozruchu	3600
zwarcie tyrystora T7 w chwili 0.3 s podczas rozruchu	5040
utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 0.3 s podczas rozruchu	4425
brak impulsów na tyrystorze T7 w przedziale [2.10, 2.12] s przed inwersją	6720
zwarcie tyrystora T7 w chwili 2.1 s przed inwersją	4500
utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.1 s przed inwersją	brak zaburzenia
brak impulsów na tyrystorze T13 w przedziale [2.30, 2.32] s po inwersji	-7000
zwarcie tyrystora T13 w chwili 2.3 s po inwersji	-6300
utrata przez tyrystor T13 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.3 s po inwersji	-5600



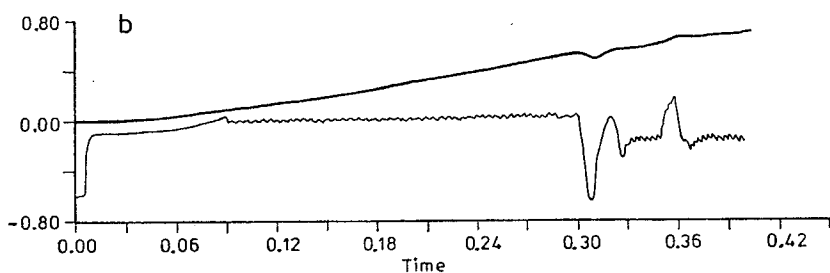
Rys. 8a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (brak impulsów sterujących na tyrystorze T7 w przedziale [0.30, 0.32] s)

Rys. 8b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (brak impulsów sterujących na tyrystorze T7 w przedziale [0.30, 0.32] s)

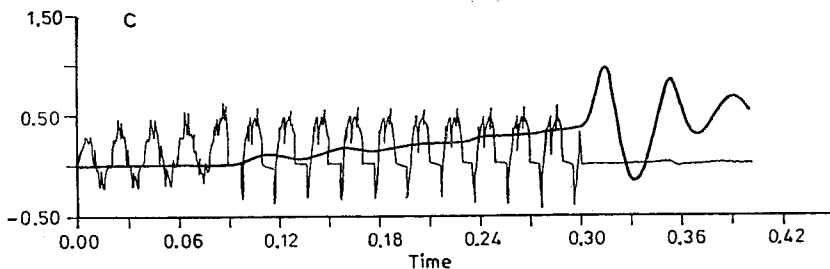
Rys. 8c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T7 (brak impulsów sterujących na tyrystorze T7 w przedziale [0.30, 0.32] s)



— $Y(51\uparrow) \times 1.000$ — $Y(53\uparrow) \times 6.000$



— $Y(165) \times 3.000$ — $Y(174) \times 20.00$

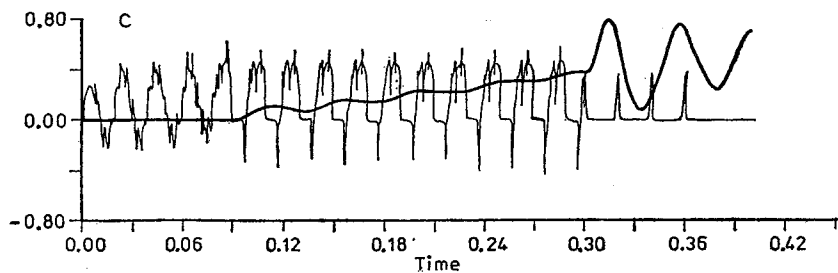
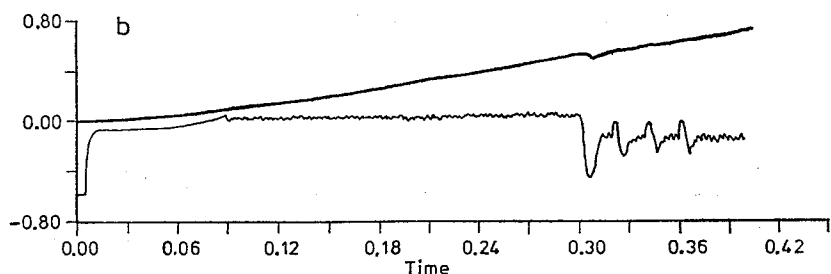
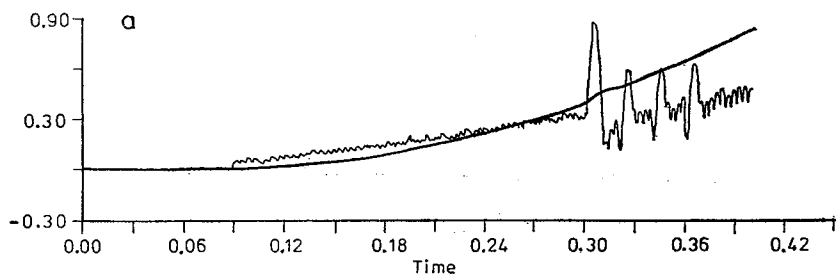


— $Y(153\uparrow) \times 4.0000E+04$ — $Y(53\uparrow 42) \times 2000$

Rys. 9a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (zwarcie tyrystora T7 w chwili 0.3 s)

Rys. 9b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (zwarcie tyrystora T7 w chwili 0.3 s)

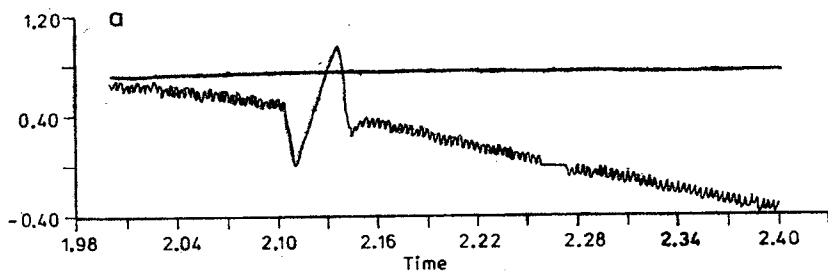
Rys. 9c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T7 (zwarcie tyrystora T7 w chwili 0.3 s)



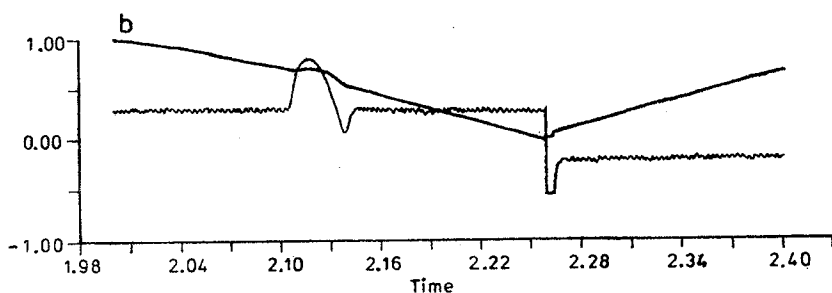
Rys. 10a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 0.3 s)

Rys. 10b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 0.3 s)

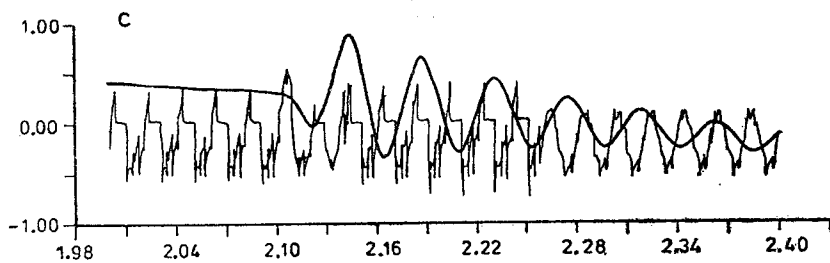
Rys. 10c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T7 (utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 0.3 s)



— $Y(51\uparrow 1) \times 20.00$ — $Y(53\uparrow 10) \times 7000$



— $Y(165) \times 4.000$ — $Y(174) \times 30.00$

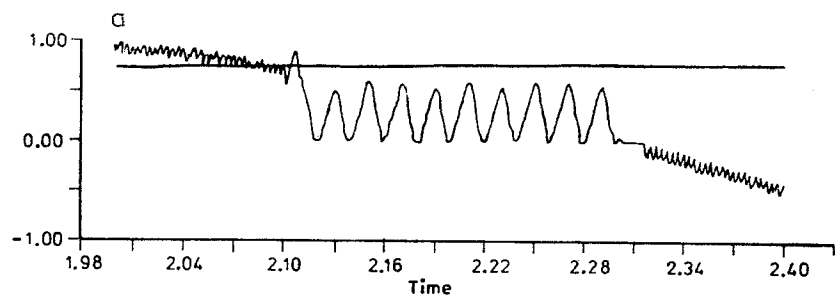


— $Y(153\uparrow 1) \times 5.0000E+04$ — $Y(53\uparrow 42) \times 2000$

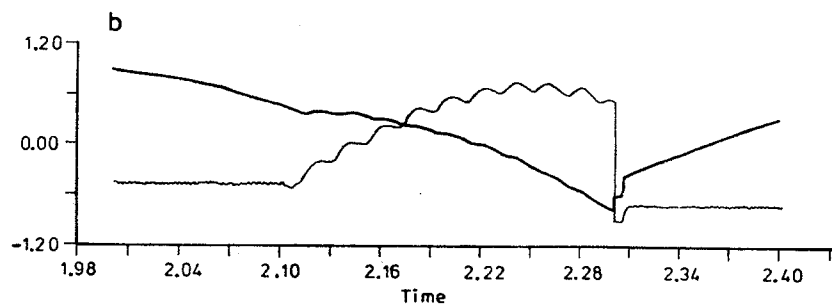
Rys. 11a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (brak impulsów sterujących na tyrystorze T7 w przedziale [2.10, 2.12] s)

Rys. 11b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (brak impulsów sterujących na tyrystorze T7 w przedziale [2.10, 2.12] s)

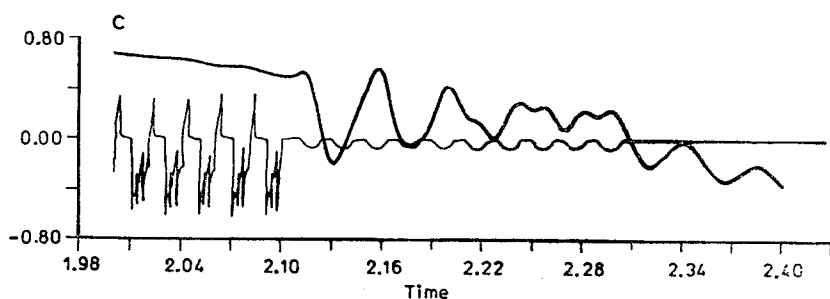
Rys. 11c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T7 (brak impulsów sterujących na tyrystorze T7 w przedziale [2.10, 2.12] s)



— $Y(51\uparrow 1) \times 20.00$ — $Y(53\uparrow 10) \times 5000$



— $Y(165) \times 4.000$ — $Y(174) \times 90.00$

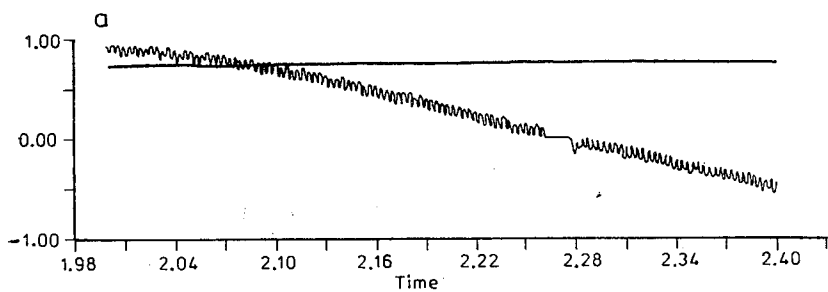


— $Y(153\uparrow 1) \times 3.0000E+04$ — $Y(53\uparrow 42) \times 2000$

Rys. 12a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (zwarcię tyrystora T7 w chwili 2.1 s)

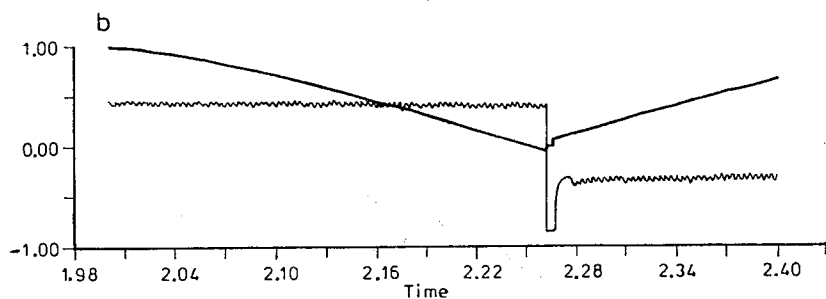
Rys. 12b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (zwarcię tyrystora T7 w chwili 2.1 s)

Rys. 12c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T7 (zwarcię tyrystora T7 w chwili 2.1 s)



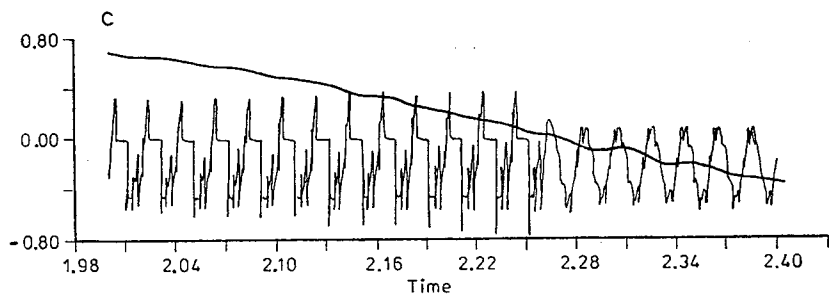
— $Y(51\uparrow 1) \times 20.00$

— $Y(53\uparrow 10) \times 5000$



— $Y(165) \times 4.000$

— $Y(174) \times 20.00$



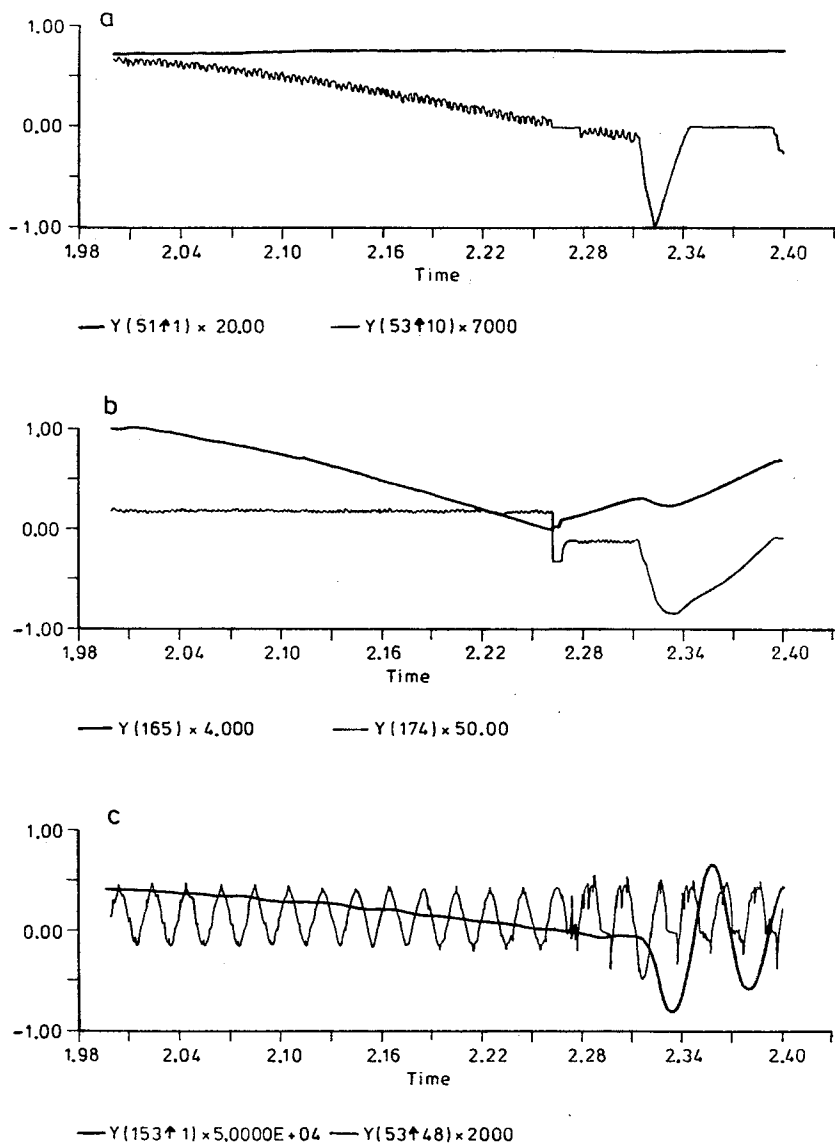
— $Y(153\uparrow 1) \times 3.0000E+04$

— $Y(53\uparrow 42) \times 2000$

Rys. 13a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.1 s)

Rys. 13b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.1 s)

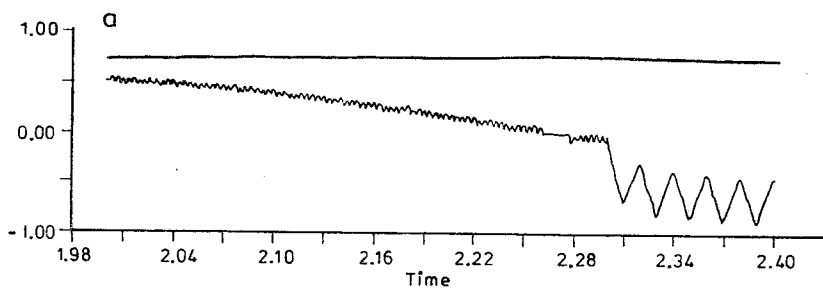
Rys. 13c. Moment skręcający wał i napięcie na tyrystorze T7 (utrata przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.1 s)



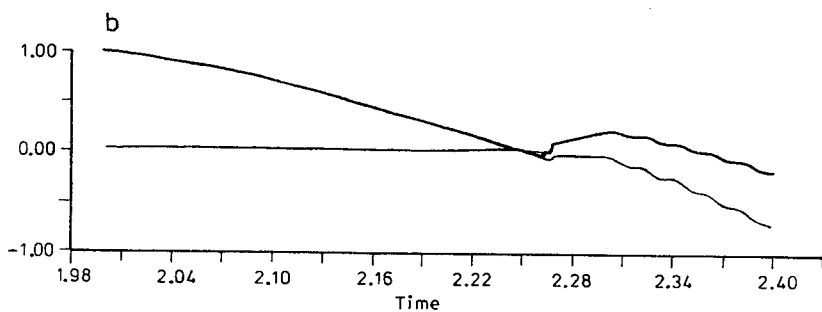
Rys. 14a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (brak impulsów sterujących na tyrystorze T13 w przedziale [2.30, 2.32] s)

Rys. 14b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (brak impulsów sterujących na tyrystorze T13 w przedziale [2.30, 2.32] s)

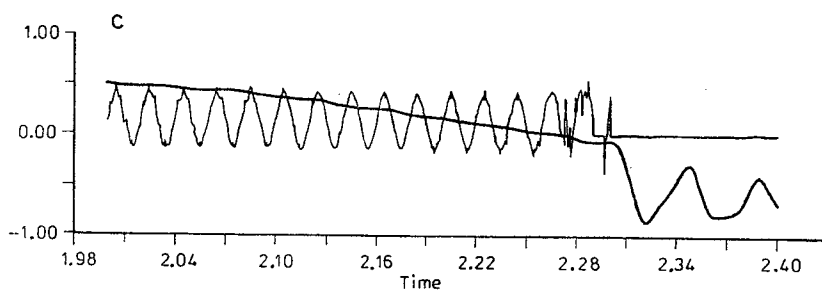
Rys. 14c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T13 (brak impulsów sterujących na tyrystorze T13 w przedziale [2.30, 2.32] s)



— $Y(51\uparrow 1) \times 20.00$ — $Y(53\uparrow 10) \times 9000$



— $Y(165) \times 4.000$ — $Y(174) \times 300.0$

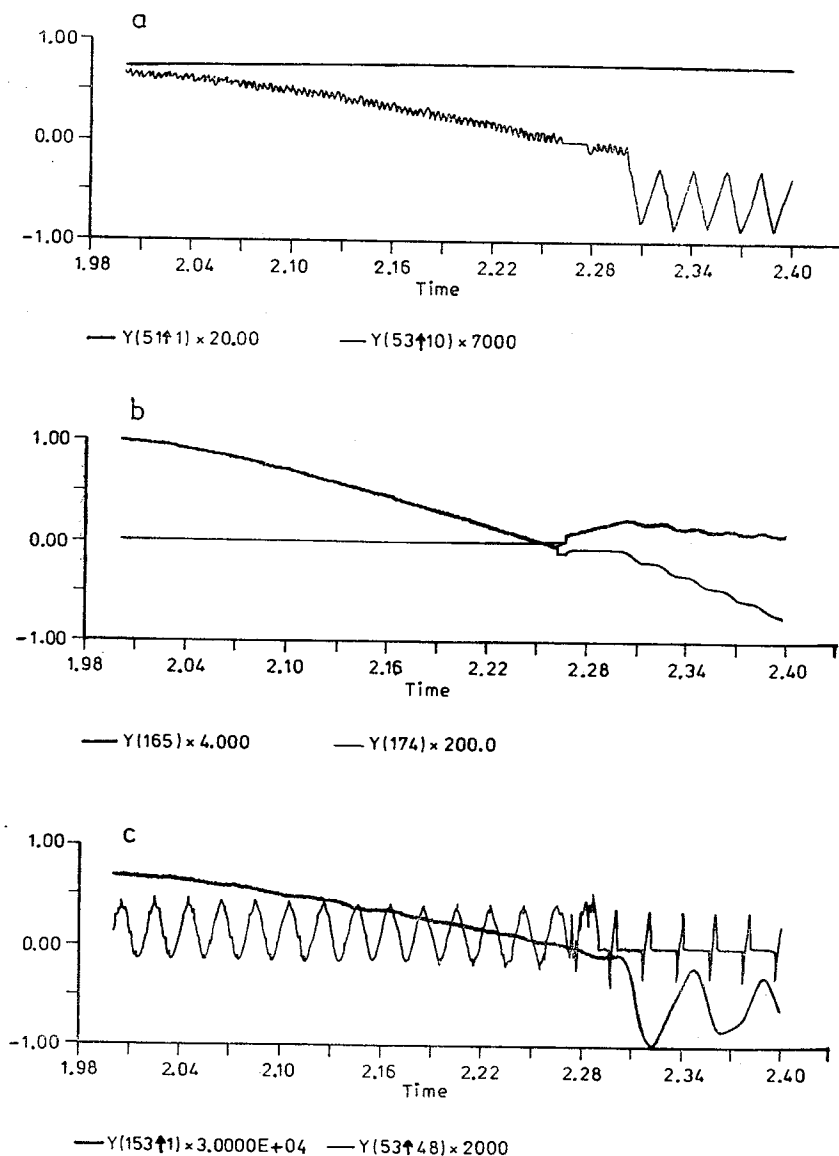


— $Y(153\uparrow 1) \times 4.0000E+0.4$ — $Y(53\uparrow 48) \times 2000$

Rys. 15a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (zwarcię tyrystora T13 w chwili 2.3 s)

Rys. 15b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (zwarcię tyrystora T13 w chwili 2.3 s)

Rys. 15c. Moment skracający wał i napięcie na tyrystorze T13 (zwarcię tyrystora T13 w chwili 2.3 s)



Rys. 16a. Prędkość kątowna silnika i prąd twornika (utrata przez tyrystor T13 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.3 s)

Rys. 16b. Napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika i napięcie regulacyjne (utrata przez tyrystor T13 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.3 s)

Rys. 16c. Moment skręcający wał i napięcie na tyrystorze T13 (utrata przez tyrystor T13 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.3 s)

moment skracający wał, napięcie na uszkodzonym tyrystorze. Symulowano między innymi rozruch i nawrót układu elektromechanicznego przy zerowym momencie obciążenia i sekwencyjnym sterowaniu mostów tyrystorowych w następujących przypadkach:

1. braku impulsów na tyrystorze T7 w przedziale [0.30, 0.32] s podczas rozruchu (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 8a, b, c),

2. zwarcia tyrystora T7 w chwili 0.3 s podczas rozruchu (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 9a, b, c),

3. utraty przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 0.3 s podczas rozruchu (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 10a, b, c),

4. braku impulsów na tyrystorze T7 w przedziale [2.10, 2.12] s przed inwersją (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 11a, b, c),

5. zwarcia tyrystora T7 w chwili 2.1 s przed inwersją (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 12a, b, c),

6. utraty przez tyrystor T7 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.1 s przed inwersją (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 13a, b, c),

7. braku impulsów na tyrystorze T13 w przedziale [2.30, 2.32] s po inwersji (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 14a, b, c),

8. zwarcia tyrystora T13 w chwili 2.3 s po inwersji (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 15a, b, c),

9. utraty przez tyrystor T13 zdolności blokowania przy napięciu 750 V na tyrystorze w chwili 2.3 s po inwersji (wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 16a, b, c).

Przyjęto na rysunkach 8a—16c oznaczenia:

$Y(51 \uparrow 1)$ — prędkość silnika $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right]$,

$Y(53 \uparrow 10)$ — prąd twornika [A],

$Y(165)$ — napięcie odpowiadające prądowi zadanemu twornika [V],

$Y(174)$ — napięcie regulacyjne [V],

$Y(153 \uparrow 1)$ — moment skracający wał [Nm],

$Y(53 \uparrow 42)$ — napięcie na tyrystorze T7 [V],

$Y(53 \uparrow 48)$ — napięcie na tyrystorze T13 [V].

Wartości ekstremalne pierwszego uderzenia prądu twornika w badanych stanach dynamicznych układu zestawiono w tablicy.

WNIOSKI

Badania symulacyjne stwarzają szansę uniknąć lub ograniczyć badania pomiarowe, a także wykonać badania niemożliwe do przeprowadzenia na rzeczywistym obiekcie z zakresu awaryjnych stanów pracy. Utworzony model matematyczny i opracowany algorytm rozwiązywania równań tego modelu pozwalają wykonać wielowariantowe obliczenia z zakresu awaryjnych stanów pracy układu elektromechanicznego z przekształtnikiem tyrystorowym typu H. Zbiór możliwych do symulacji stanów pracy może zostać rozszerzony w wyniku uzupełnienia modelu i algorytmu o inne elementy układu mechanicznego i uwzględnienia konfiguracji typu 2H. Dokładność obliczeń można zwiększyć głównie

poprzez zmniejszenie kroku całkowania równań różniczkowych (zarówno kroku maksymalnego jak i kroku minimalnego).

W oparciu o przeprowadzone analizy numeryczne można sformułować wnioski dotyczące pracy układu elektromechanicznego z przekształtnikiem typu H w warunkach uszkodzenia tyrystorów i nieprawidłowej pracy generatorów impulsów.

Z przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika, że zwarcie tyrystora, utrata przez tyrystor zdolności blokowania, brak impulsów sterujących tyrystora zmieniają jakościowo i ilościowo przebiegi prądów i napięć w układzie. Przy braku impulsów sterujących na tyrystorze mostuysterowanego falownikowo powstają uderzenia prądu twornika wskutek przedłużenia przewodzenia prądu przez tyrystor do zakresu dodatniej półfali napięcia transformatora i zwarcia mostu po stronie prądu stałego. W gałęzi zwierającej most występują tyrystory posiadające poprawne impulsy sterujące. Uderzenia prądu twornika przy braku impulsów sterujących są większe przy sterowaniu sekwencyjnym, niż przy sterowaniu jednoczesnym.

Z obliczeń numerycznych wynika, że zwarcie tyrystora lub utrata przez tyrystor zdolności blokowania powoduje zwarcie mostu po stronie prądu stałego i zwarcie faz transformatora przez tyrystor uszkodzony i przewodzący tyrystor nieuszkodzony.

Powstają duże uderzenia prądu twornika i prądu w zwartych fazach transformatora. Występują przy tym przekroczenia dopuszczalnych wartości zmiennych charakterystycznych w układzie sterowania tyrystorów i regulacji (przede wszystkim napięcia regulacyjnego bezpośrednio decydującego o kątachysterowania mostów tyrystorowych) i utrata sterowalności układu elektromechanicznego. Przy trwałym uszkodzeniu tyrystora układ elektromechaniczny staje się niestabilny.

BIBLIOGRAFIA

1. J. R. Cash: *A Class of Implicit Runge-Kutta Method for the Numerical Integration of Stiff Ordinary Differential Equations*. JACM, 1975, Vol. 22, No. 4
2. H. Eisenack, H. Hofmeister: *Digitale Nachbildung von elektrischen Netzwerken mit Dioden und Thyristoren*. Archiv f. Elektrotechnik, 1972, B. 55, H. 1
3. Z. Korzec: *Układy półprzewodnikowe*. Warszawa: WNT, 1979
4. Z. Kulski, A. Matras: *Analiza dynamiki prostownikowych układów mostkowych*. ZN AGH, nr 527, Automatyka, 1975, z. 12
5. J. Manitiusz, K. Biszyga, W. Grzybowski, J. Kardaszewicz, Z. Wąsowicz, H. Zygmunt: *Hutnicze napędy elektryczne, t. II: Automatyka napędów*. Katowice: Wyd. Śląsk, 1972
6. P. Mutschler: *Verfahren zur digitalen Simulation beliebiger Stromrichterschaltungen*. Elektrotechnische Zeitschrift, 1974, B. 95, H. 11
7. A. Napieralski, B. W. Kałmykow: *Modelowanie charakterystyk statycznych tyrystora dla celów analizy numerycznej*. Rozprawy Elektrotechniczne, 1976, t. 22, z. 4
8. M. Nieniewski: *Digital computer analysis of the SCR dc drive dynamics*. Prace Instytutu Elektrotechniki, 1978, z. 106
9. W. Paszek: *Stany nieustalone maszyn elektrycznych prądu przemiennego*. Warszawa: WNT, 1986
10. I. W. Sandberg, H. Shichman: *Numerical Integration of System of Stiff Nonlinear Differential Equations*. The Bell System Technical Journal, April 1968
11. W. Smółuch: *Cyfrowe modelowanie układów przekształtnikowych*. Rozprawy Elektrotechniczne, 1977, t. 23, z. 1

12. H. Tunia, B. Winiarski: *Podstawy energoelektroniki*. Warszawa: WNT, 1980
13. K. Wajs: *Zastosowanie sekwencji równań różniczkowych przy badaniu dynamiki układów tyrystorowych*. Prace Instytutu Elektrotechniki, 1977, z. 101
14. *Instrukcje rozruchowe firmy CEM*, Francja, 1978

M. NOGA, Z. GŁOWACZ

MATHEMATICAL MODEL AND COMPUTER ALGORITHM FOR THE ANALYSIS OF FAULT STATES OF COMPLEX ELECTROMECHANICAL SYSTEMS

Summary

A mathematical model of a complex electromechanical system provided with a thyristor converter of type H for analysing its fault states is developed. Every thyristor is approximated by a variable resistance element. The model comprises a set of rigid nonlinear differential equations with discontinuities. An algorithm of the solution of the model equations is formulated using the FORTRAN EXTENDED language. The variation of characteristic parameters of the concerned electromechanical system in fault conditions due to thyristor faults and the faulty performance of pulse generators is presented. A comparison of experimental and calculation results is made.

M. NOGA, Z. GŁOWACZ

MODÈLE MATHÉMATIQUE ET ALGORITHME DE CALCULS POUR L'ANALYSE DES ÉTATS DE PANNE DES SYSTÈMES ÉLECTROMÉCANIQUES COMPOSÉS

Résumé

On a fait le modèle mathématique d'un système électromécanique composé avec convertisseur à thyristor du type H pour analyser les états de panne. Chaque thyristor de ce modèle est approximé avec un élément à résistance variante. Le modèle est constitué d'un ensemble de non-linéaires rigides équations différentielles avec des discontinuités. On a fait l'algorithme de la résolution de ces équations en langue FORTRAN EXTENDED. On a présenté les parcours des grandeurs caractéristiques du système électromécanique examiné en états de panne dus aux thyristors endommagés ou au fonctionnement défectueux des générateurs. On a comparé les résultats des calculs à ceux des mesures.

M. NOGA, Z. GŁOWACZ

MATHEMATISCHES MODELL UND BERECHNUNGsalGORITHMUS FÜR DIE ANALYSE VON HAVARIEZUSTÄNDEN AN KOMPLIZIERTEN ELEKTROMECHANISCHEN SYSTEMEN

Zusammenfassung

Es wurde ein mathematisches Modell eines komplizierten elektromechanischen Systems mit Thyristorstromrichter Typ H für die Analyse von Havariezuständen gebildet. Beim Modell wird jeder Thyristor mit einem Element mit Wechselresistanz approximiert. Das Modell ist eine Sammlung von steifen nicht-linearen Differenzialgleichungen mit Unstetigkeiten. Es wurde ein Algorithmus zum Lösen dieser Gleichungen in der FORTRAN-EXTENDED-Sprache gebildet. Es wurden die Verläufe von Größencharakteristischen des erwogenen elektromechanischen Systems in Havariezuständen geschildert, die durch beschädigte Thyristoren und eine unordnungsmäßige Arbeit der Impulsgeneratoren verursacht wurden sind. Man verglich die Berechnungs- und Meßergebnisse.

М. НОГА, З. ГЛОВАЧ

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И РАСЧЕТНЫЙ АЛГОРИТМ ДЛЯ АНАЛИЗА
АВАРИЙНЫХ СОСТОЯНИЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Р е з ю м е

Составлена математическая модель электромеханической системы с тиристорным преобразователем типа Н для анализа аварийных состояний. В модели каждый тиристор аппроксимирован элементом с переменным резистансом. Модель является совокупностью жестких нелинейных разрывных дифференциальных уравнений. Составлен алгоритм решения этих уравнений на языке ФОРТРАН ЭКСТЭНДЕД.

Представлены пробеги характеристических величин рассматриваемой электромеханической системы в аварийных состояниях вызванных повреждениями тиристоров и неправильной работой генераторов импульсов. Сравнены результаты расчетов и измерений.

Blokowe i rekursywne algorytmy estymacji parametrów AR szeregów czasowych

JERZY SZABATIN, ANDRZEJ WOJTKIEWICZ

Instytut Podstaw Elektroniki, Politechnika Warszawska

Otrzymano 1988.12.21

Autoryzowano do druku 1989.04.14

W pracy dokonano przeglądu nowoczesnych metod AR modelowania sygnałów za pomocą liniowych filtrów predykcyjnych. W sposób krytyczny i jednolity pod względem formalnym omówiono problemy, rozproszone jak dotąd w literaturze periodycznej przedmiotu. Przedstawiono algorytmy estymacji współczynników filtrów o strukturze transwersalnej i kratowej na podstawie skończonej liczby próbek sygnału. Przeanalizowano algorytmy blokowe i rekursywne, skonstruowane przy przyjęciu różnych kryteriów optymalizacji filtru. Szczególną uwagę poświęcono algorytmom gradientowym i rekursywnym LS adaptacyjnego wyznaczania współczynników filtru. Większość omówionych algorytmów przedstawiono w formie tabelarycznej, umożliwiającą ich prostą implementację programową.

1. WPROWADZENIE

W ostatnich latach obserwuje się dynamiczny rozwój adaptacyjnych metod przetwarzania sygnałów stochastycznych, w których wykorzystuje się parametryczne modelowanie sygnałów za pomocą liniowych filtrów cyfrowych. Znajomość parametrów modelu oraz śledzenie ich ewentualnych zmian w czasie pozwala bowiem na szybkie pozyskanie informacji o wielkościach charakteryzujących sygnał. Mimo, że parametryczne metody modelowania i identyfikacji sygnału są znane od dawna i mają bogatą literaturę [1, 2, 3], to w ostatnich kilku latach nastąpił ich wyraźny renesans. Wiąże się on z szybkim rozwojem sprzętu mikroprocesorowego umożliwiającego realizację w czasie rzeczywistym złożonych algorytmów modelowania i ich praktyczne zastosowanie w wielu dziedzinach nauki i techniki.

Metody modelowania sygnałów, scharakteryzowanych statystykami rzędu drugiego, zwane są niekiedy w literaturze „*metodami nowoczesnymi*” w odróżnieniu od „*metod klasycznych*”, w których estymuje się funkcję autokorelacji:

$$R_y(k) = E[y(T)y(T-k)], \quad k = 0, \pm 1, \dots \quad (1.1)$$

lub gęstość widmową mocy (widmo mocy)

$$S_y(e^{j\theta}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_y(k) e^{-j\theta k} \quad (1.2)$$

rzeczywistego i stacjonarnego sygnału¹⁾ $\{y(T): T = 0, \pm 1, \dots\}$ o zerowej wartości średniej. Wielkość Θ występująca we wzorze (1.2) jest pulsacją unormowaną względem okresu próbkowania Δt , tzn. $\Theta = \omega \Delta t$, a E jest symbolem wartości oczekiwanej.

Istota problemu polega na tym, że w metodach klasycznych estymuje się funkcję (1.1) lub (1.2) na podstawie obserwacji skończonej liczby M wartości (próbek) sygnału $\{y(T): T = 0, \dots, M-1\}$, natomiast w tzw. metodach nowoczesnych sygnał $\{y(T)\}$ modeluje się za pomocą liniowego równania różnicowego, które w ogólnym przypadku (model ARMA) ma postać

$$y(T) = \sum_{j=1}^p a_j y(T-j) + \sum_{i=0}^q b_i \eta(T-i), \quad (1.3)$$

gdzie $\{\eta(T)\}$ jest szumem białym o zerowej wartości średniej i wariancji σ_η^2 , współczynniki a_j oraz b_i są parametrami modelu, zaś para liczb (p, q) jest rzędem modelu. Jeśli rząd modelu jest ustalony, to zagadnienie sprowadza się do optymalnej (w sensie przyjętego kryterium) estymacji jego parametrów przy założeniu, że obserwowana jest pojedyncza realizacja sygnału w skończonym zbiorze chwil czasu $T = 0, \dots, M-1$. Funkcję autokorelacji lub widmo mocy wyznacza się w tym przypadku pośrednio, poprzez obliczone parametry modelu.

Należy zwrócić uwagę na dwie istotne cechy metody modelowania.

1. Jeśli algorytm wyznaczania parametrów modelu nie jest zbyt złożony, to w takt napływających danych o sygnale mogą być modyfikowane jego parametry a_j, b_i ; otrzymuje się w ten sposób układ adaptacyjny, który zgodnie z przyjętym kryterium dopasowuje się do aktualnych danych o sygnale.

2. Idea modelowania sygnału równaniem (1.3) pozwala rozszerzyć niejako informację o sygnale poza przedział obserwacji i zerwać z podstawowym założeniem, przyjmowanym w metodach klasycznych, o zerowych wartościach sygnału poza tym przedziałem. W konsekwencji można spodziewać się (i tak też jest w istocie), że tak skonstruowane estymatory charakterystyk sygnału będą znacznie dokładniejsze i będą charakteryzować się lepszymi właściwościami. W szczególności, estymator widma mocy sygnału będzie mieć większą rozdzielczość w porównaniu z „klasycznym” estymatorem Blackmana-Tukey’a:

$$\hat{S}_y(e^{j\Theta}) = \sum_{k=-K}^K \hat{R}_y(k) e^{-jk\Theta}, \quad (1.4)$$

gdzie

$$\left. \begin{aligned} \hat{R}_y(k) &= \frac{1}{M} \sum_{T=0}^{M-k-1} y(T)y(T-k) \\ \hat{R}_y(-k) &= \hat{R}_y(k) \end{aligned} \right\} \quad k = 0, \dots, K \leq M-1 \quad (1.5)$$

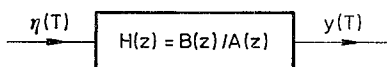
jest estymatorem funkcji autokorelacji (1.1), lub też z równie powszechnie przyjmowanym estymatorem (periodogramem):

¹⁾ W taki sam sposób oznaczana będzie pojedyncza realizacja sygnału, a to czy mowa jest o sygnale stochastycznym czy o jego realizacji, wynikać będzie jednoznacznie z kontekstu rozważań.

$$\hat{S}_y(e^{j\Theta}) = \frac{1}{M} \left| \sum_{T=0}^{M-1} y(T) e^{-jT\Theta} \right|^2, \quad (1.6)$$

którego wartości w M równoodległych punktach $\Theta_m = m\Delta\Theta$, $m = 0, 1, \dots, M-1$, $\Delta\Theta = 2\pi/\Delta t$ wyznacza się na ogół za pomocą szybkich algorytmów FFT.

Znane wady estymatorów (1.4) lub (1.6), wynikające z założenia zerowych wartości sygnału poza przedziałem obserwacji, można, jak wiadomo [14], częściowo wyeliminować np. przez zastosowanie różnego od prostokątnego okna danych, lub zastosowanie podziału sygnału na bloki i uśrednienie periodogramów wyznaczonych dla każdego bloku, lub też sztuczne zwiększenie czasu trwania sygnału przez uzupełnienie danych próbkami zerowymi itp. Mimo tych zabiegów pozostaje jednak podstawowa sprzeczność między dążeniem do poprawy dokładności np. estymatora (1.6) i dążeniem do uzyskania dużej rozdzielczości. Powyższe trudności można ominąć, stosując metodę modelowania.



Rys. 1. Filtr modelujący

Zależność (1.3) można traktować jako równanie opisujące pracę filtru cyfrowego (rys. 1) o transmitancji

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)}, \quad (1.7)$$

gdzie

$$B(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_q z^{-q}, \quad (1.8)$$

$$A(z) = 1 - (a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p}). \quad (1.9)$$

Jeśli filtr ten pobudzimy szumem białym $\{\eta(T)\}$, to na wyjściu filtru otrzymamy modelowany sygnał $\{y(T)\}$, który nazwiemy sygnałem ARMA(p, q), tzn. sygnałem ARMA rzędu (p, q). Widmo mocy analizowanego sygnału jest w tym przypadku proporcjonalne do kwadratu modułu funkcji (1.7) na okręgu jednostkowym, tzn. dla $z = e^{j\Theta}$.

Z zależności (1.7) wynika natychmiast koncepcja wyznaczania parametrów modelu sygnału. Jeśli sygnałem ARMA (p, q) pobudzimy filtr odwrotny o transmitancji²⁾

$$H^{-1}(z) = \frac{A(z)}{B(z)} \quad (1.10)$$

to na jego wyjściu otrzymamy szum biały.

Poszukiwanie skutecznych metod wyznaczania współczynników filtru analizującego w taki sposób, aby na jego wyjściu otrzymać szum biały, jest od dawna przedmiotem wielu prac z dziedziny identyfikacji i analizy statystycznej szeregów czasowych. Mimo, że teoria modelowania sygnałów opisanych statystykami rzędu drugiego jest dobrze opracowana i ma bogatą literaturę, por. np. [1, 4, 5, 6], to jej bezpośrednie zastosowanie do cyfrowego przetwarzania sygnałów (szczególnie w czasie rzeczywistym) jest dość ograniczone

²⁾ Z założenia stacjonarności sygnału wynika [7] minimalnofazowość filtru modelującego opisanego transmitancją $H(z)$, a więc i stabilność filtru odwrotnego, zwanego niekiedy filtrem wybielającym lub filtrem analizującym.

z uwagi na podstawowe założenie o znajomości funkcji autokorelacji sygnału. Można wprowadzić w odpowiednich zależnościach zastąpić funkcję $R_y(k)$ jej estymatorem $\hat{R}_y(k)$, jednak pojawiają się wówczas problemy dokładności i stabilności numerycznej algorytmów, a ponadto wydłuża się czas obliczeń, ponieważ parametry modelu są wyznaczone drogą okrężną — ogniwem pośrednim obliczeń jest bowiem estymacja funkcji $R_y(k)$.

Rozwój metod modelowania poszedł w kierunku poszukiwania szybkich algorytmów bezpośredniej estymacji parametrów modelu na podstawie kolejnych próbek (lub bloku próbek) pojedynczej realizacji analizowanego sygnału, bez konieczności jawnego obliczania estymatora funkcji autokorelacji.

Poszczególne metody i algorytmy estymacji parametrów modelu są zależne od stosowanego kryterium optymalności, od struktury filtru analizującego i od sposobu pobierania i wstępnego formowania danych. Podstawowym celem pracy jest omówienie i porównanie tych metod i algorytmów. Mimo, że praca ma charakter przeglądowy, to zawiera wiele przemyśleń autorów, wynikających zarówno z własnych doświadczeń badawczych, jak i z próby ujednolicenia i przejrzystego przedstawienia tych problemów, rozproszonych jak dotąd w literaturze periodycznej.

Względy zastosowań praktycznych zadecydowały o tym, że w pracy ograniczono się do modelu $AR(p)$ sygnału (tzn. modelu AR rzędu p), który jest szczególnym przypadkiem modelu $ARMA(p, q)$ dla $B(z) = 1$. O znaczeniu modelu $AR(p)$ decydują trzy czynniki:

- z twierdzenia o dekompozycji Wolda [8] wynika, że dla każdego modelu $ARMA(p, q)$ i każdego modelu $MA(q)$ ³⁾ istnieje równoważny model AR (w ogólnym przypadku rzędu nieskończonego),

- model AR jest ściśle związany z bardzo istotnym w praktyce zagadnieniem predykcji liniowej, a wyznaczenie parametrów tego modelu jest równoważne z rozwiązaniem odpowiedniego zagadnienia predykcyjnego,

- obliczenie parametrów modelu AR wymaga rozwiązania równań liniowych, a dla modelu $ARMA$ i MA odpowiednie równania są nieliniowe.

Ta ostatnia cecha modelu AR powoduje, że algorytmy estymacji parametrów tego modelu mają zazwyczaj mniejszą złożoność obliczeniową w porównaniu z modelami $ARMA$ i MA . Nie oznacza to jednak, że modele $ARMA$ i MA nie są w praktyce wykorzystywane. Niekiedy niski rząd modelu $ARMA$ lub modelu MA przesądza wybór modelu na korzyść jednego z nich.

W pierwszej części pracy krótko przedstawiono dobrze znane związki modelu AR z predykcją liniową oraz omówiono klasyczny algorytm Levinsona-Durbina i wynikającą z niego strukturę kratową filtru predykcyjnego. Mimo, że te wstępne rozważania mają znaczenie jedynie teoretyczne ze względu na założenie znanej funkcji autokorelacji sygnału, to odgrywają one kluczową rolę z punktu widzenia praktycznych metod i algorytmów modelowania. Rozważania te są bowiem w pewnym sensie „wzorcem” do poszukiwania metod estymacji parametrów modelu na podstawie skończonego zbioru próbek sygnału.

W dalszej części pracy przedstawiono próbę klasyfikacji metod i algorytmów estymacji parametrów filtrów predykcyjnych (parametrów modelu AR sygnału), a następnie omówiono różne algorytmy ich wyznaczania (algorytmy blokowe, gradientowe oraz najnowsze

³⁾ Model ten jest szczególnym przypadkiem modelu $ARMA(p, q)$ dla $A(z) = 1$.

algorytmy rekursywne typu LS). Ze względu na obszerny materiał zawarty w pracy, pominięto wiele istotnych problemów związanych z tą tematyką. Nie przedstawiono np. analizy zbieżności omawianych algorytmów oraz kryteriów i algorytmów szacowania rzędu modelu. Zrezygnowano także z przykładów ilustrujących efektywność działania poszczególnych algorytmów. Zamierzeniem autorów jest omówienie tych problemów w następnej pracy, która w pewnym sensie zamykałaby tematykę liniowych filtrów predykcyjnych w zastosowaniu do estymacji parametrów modelu AR szeregów czasowych.

2. ZWIĄZEK MODELU AR Z PREDYKCJĄ LINIOWĄ

Przypuśćmy, że szum biały $\{\eta(T)\}$ o wariancji σ_η^2 został podany na stabilny filtr rekursywny o transmitancji (1.7), przy czym $B(z) = 1$. Sygnał na jego wyjściu jest wówczas sygnałem AR(p), opisanym równaniem

$$y(T) = \sum_{j=1}^p a_j y(T-j) + \eta(T) \quad (2.1)$$

Jeśli z kolei sygnałem tym pobudzimy filtr odwrotny o transmitancji

$$H^{-1}(z) = 1 - \sum_{j=1}^p a_j z^{-j} \quad (2.2)$$

to jest oczywiste, że na jego wyjściu otrzymamy szum biały o wariancji σ_η^2 . Na działanie filtru wybielającego można spojrzeć nieco inaczej, wprowadzając pojęcie predykcji jednokrokowej. Jeśli zależność (2.1) przepiszemy w postaci

$$y(T) - \hat{y}(T) = \eta(T), \quad (2.3)$$

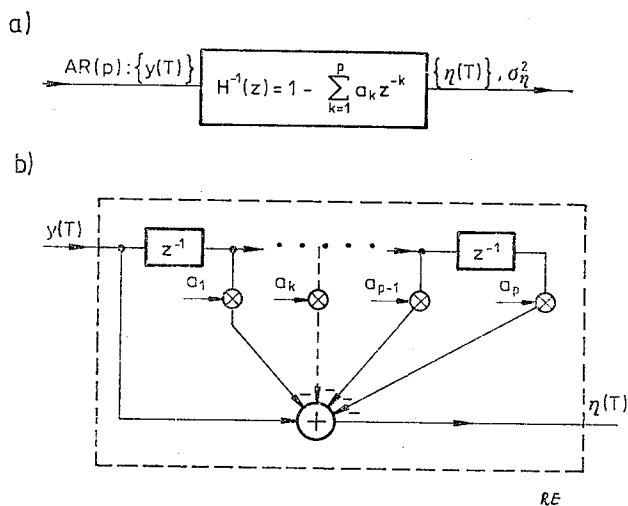
gdzie

$$\hat{y}(T) = \sum_{j=1}^p a_j y(T-j) \quad (2.4)$$

to wielkość $\hat{y}(T)$ można interpretować jako estymację (predykcję) próbki $y(T)$ za pomocą kombinacji liniowej p poprzednich próbek, przy czym błędem predykcji jest szum biały $\{\eta(T)\}$. Filtr wybielający realizuje zatem operację predykcji jednokrokowej, a jego sygnałem wyjściowym jest błąd predykcji. Z tego względu filtr ten jest także nazywany filtrem predykcyjnym rzędu p , a jego struktura, zwana strukturą transversalną (rys. 2) wynika bezpośrednio z zależności (2.3) i (2.4).

Szum biały na wyjściu filtru predykcyjnego rzędu p można oczywiście otrzymać jedynie wówczas, kiedy sygnałem wejściowym jest istotnie sygnał AR rzędu p (lub ogólniej — sygnał AR rzędu nie większego niż p). Jeśli $\{y(T)\}$ jest pewnym sygnałem stacjonarnym, niekoniecznie sygnałem AR, wówczas na wyjściu filtru predykcyjnego otrzymujemy w ogólnym przypadku pewien sygnał błędu $\{e(T)\}$, który dąży do szumu białego, gdy rząd filtru wzrasta nieograniczenie.

Klasyczny problem predykcji liniowej formułuje się w następujący sposób [1]. Próbkę



Rys. 2. Interpretacja filtru wybielającego jako filtru predykcyjnego: a) schemat blokowy, b) struktura transversalna

$y(T)$ stacjonarnego sygnału $\{y(T)\}$ estymujemy za pomocą kombinacji liniowej p poprzednich próbek

$$\hat{y}(T) = \sum_{j=1}^p f_j y(T-j) \quad (2.5)$$

tak, aby miara średniokwadratowa błędu estymacji

$$\varepsilon = E[e^2(T)] = E\{[y(T) - \hat{y}(T)]^2\} \quad (2.6)$$

osiągała minimum

$$\varepsilon_{\min} = \min_{\{f_j\}} \varepsilon \quad (2.7)$$

Rozwiązanie optymalne w sensie kryterium (2.7) — zwanego w literaturze kryterium MMSE (Minimum Mean Square Error) — prowadzi do dobrze znanego równania Wienera-Hopfa, którego rozwiązanie przyjmuje postać

$$f_{opt} = R^{-1}r, \quad (2.8)$$

gdzie $f_{opt} = [f_1, \dots, f_p]^T$ jest wektorem optymalnych współczynników filtru predykcyjnego rzędu p o strukturze transversalnej, $R = [R_{mn}]$, $R_{mn} = R_y(m-n)$, $m, n = 1, \dots, p$, jest macierzą autokorelacyjną sygnału, $r = [R_y(1), \dots, R_y(p)]^T$ jest wektorem współczynników autokorelacyjnych, zaś symbol t oznacza transpozycję.

Z teorii optymalnej estymacji średniokwadratowej wynika [9], że dla rozwiązania optymalnego:

1. błąd $e(T) = y(T) - \hat{y}(T)$ jest ortogonalny z każdą z poprzednich próbek sygnału, tzn.

$$E\{[y(T) - \hat{y}_{opt}(T)]y(T-k)\} = 0, \quad k = 1, \dots, p,$$

lub (co jest równoważne)

$$R_y(k) = \sum_{j=1}^p f_{j, opt} R_y(k-j). \quad (2.9)$$

2. minimalny błąd średniokwadratowy

$$\varepsilon_{min} = E\{[y(T) - \hat{y}_{opt}(T)][y(T) - \hat{y}_{opt}(T)]\} = E\{[y(T) - \hat{y}_{opt}(T)]y(T)\}$$

jest opisany zależnością

$$\varepsilon_{min} = R_y(0) - \sum_{j=1}^p f_{j,opt} R_y(j). \quad (2.10)$$

Jeśli $\{y(T)\}$ jest sygnałem $AR(p)$ opisanym równaniem (2.1), to zagadnienie liniowej predykcji, optymalnej w sensie MMSE, jest równoważne identyfikacji parametrów modelu $AR(p)$ sygnału. Istotnie, mnożąc równanie (2.1) przez $y(T-k)$, a następnie stosując operator wartości oczekiwanej, otrzymamy znane równania Yule'a-Walkera

$$R_y(k) = \begin{cases} \sum_{j=1}^p a_j R_y(k-j), & k \neq 0 \\ \sum_{j=1}^p a_j R_y(j) + \sigma_\eta^2, & k = 0. \end{cases} \quad (2.11)$$

$$R_y(k) = \begin{cases} \sum_{j=1}^p a_j R_y(j) + \sigma_\eta^2, & k = 0. \end{cases} \quad (2.12)$$

Równania (2.11) można zapisać w postaci macierzowej

$$Ra = r \quad (2.13)$$

Z równań (2.11) wyznaczone są parametry modelu, a z równań (2.12) wariancja σ_η^2 . Z porównania wzorów (2.11) i (2.12) z wzorami (2.9) i (2.10) wynika, że są one identyczne, a tym samym, że zagadnienie wyznaczania parametrów modelu $AR(p)$ sygnału jest równoważne obliczeniu współczynników filtra predykcyjnego rzędu p , przy czym

$$a = f_{opt} \quad \text{oraz} \quad \sigma_\eta^2 = \varepsilon_{min}. \quad (2.14)$$

Z powyższego rozumowania wynika ponadto, że jeśli sygnałem wejściowym filtra predykcyjnego rzędu p jest sygnał $AR(k)$, przy czym $k > p$, lub też w ogóle nie jest sygnałem AR , wówczas sygnał błędu predykcji nie jest szumem białym oraz $\varepsilon_{min} > \sigma_\eta^2$. Jeśli jednakże rząd filtra będzie wzrastać nieograniczenie, to zgodnie ze wspomnianym już twierdzeniem Wolda, sygnał błędu będzie dążyć do szumu białego.

Pominiemy na razie problem estymacji funkcji autokorelacji sygnału i założymy, że jest ona znana. Zagadnienie sprowadza się wówczas do znalezienia efektywnych metod wyznaczania optymalnych współczynników filtra predykcyjnego. Istnieje wiele skutecznych metod rozwiązania układu równań (2.13) bez konieczności odwracania macierzy R , w których wykorzystuje się fakt, że R jest macierzą Toeplitza, tzn. spełnia warunek $R_{mn} = R_y(m-n)$, $m, n = 1, \dots, p$. Omówimy jedną z tych metod, znaną pod nazwą algorytmu Levinsona-Durbina [10, 11]. Znaczenie tej metody w teorii filtrów adaptacyjnych wynika niewątpliwie stąd, że prowadzi ona do tzw. struktury kratowej filtra predykcyjnego⁴⁾, mającej szereg interesujących właściwości i coraz powszechniejsze zastosowanie w analizie i syntezie sygnałów [12, 13] oraz w syntezie filtrów cyfrowych [15]. Algorytm ten polega

⁴⁾ Strukturę kratową można również otrzymać na gruncie odmiennego rozumowania, jako wynik poszukiwania bazy ortogonalnej w przestrzeni liniowej rozpiętej na odpowiednio zdefiniowanych wektorach próbek sygnału [14].

na rekursywnym rozwiązaniu (względem rzędu filtru) równania $Rf_{opt} = r$ i wyznaczeniu ciągu zbiorów

$$\{f_1(1), \varepsilon(1)\}; \{f_1(2), f_2(2), \varepsilon(2)\}, \dots, \{f_1(p), \dots, f_p(p), \varepsilon(p)\},$$

gdzie dodatkowy indeks w nawiasie oznacza rząd filtru.

ALGORYTM LEVINSONA-DURBINA

WARUNKI POZĄTKOWE: $\varepsilon(0) = R_y(0)$, $f_1(1) = R_y(1)/R_y(0)$

$$\varepsilon(1) = [1 - f_1^2(1)] R_y(0)$$

REKURSJE ($n = 2, \dots, p$)

$$f_n(n) = \frac{R_y(n) - \sum_{j=1}^{n-1} f_j(n-1) R_y(n-j)}{\varepsilon(n-1)}$$

$$f_j(n) = f_j(n-1) - f_n(n) f_{n-j}(n-1), \quad j = 1, \dots, n-1$$

$$\varepsilon(n) = [1 - f_n^2(n)] \varepsilon(n-1)$$

Poszukiwanym rozwiązaniem jest wektor

$$f_{opt} \triangleq f(p) = [f_1(p), \dots, f_p(p)]^T, \quad \varepsilon_{min} = \varepsilon(p). \quad (2.15)$$

Rozważmy ciąg błędów predykcji

$$e_f(T|n) = y(T) - \sum_{j=1}^n f_j(n) y(T-j), \quad n = 1, \dots, p \quad (2.16)$$

W oznaczeniu błędu predykcji dodatkowym indeksem n zaznaczono zależność tego błędu od rzędu filtru, a ponadto wprowadzono indeks f oznaczający, że jest to tzw. błąd predykcji w przód. Wyróżnienie takie jest konieczne ze względu na wprowadzone później pojęcie błędu predykcji wstecz. Podstawiając drugą rekursję Levinsona-Durbina do wzoru (2.16) otrzymamy po prostych przekształceniach

$$e_f(T|n) = e_f(T|n-1) - f_n(n) \left[y(T-n) - \sum_{j=1}^{n-1} f_{n-j}(n-1) y(T-j) \right]. \quad (2.17)$$

Wyrażenie w nawiasie kwadratowym można interpretować jak błąd estymacji próbek $y(T-n)$ kombinacją liniową próbek $y(T-n+1), \dots, y(T-1)$. Estymację tę można zatem nazwać predykcją wstecz, rzędu n i błąd predykcji wstecz zdefiniować ogólnym wzorem

$$e_b(T|n) = y(T-n) - \sum_{j=1}^n b_j(n) y(T-j+1), \quad (2.18)$$

gdzie:

$$b_j(n) = f_{n-j+1}(n), \quad j = 1, \dots, n. \quad (2.19)$$

Korzystając z ostatniej zależności, wzór (2.17) przepisujemy w postaci

$$e_f(T|n) = e_f(T|n-1) - f_n(n) e_b(T-1|n-1). \quad (2.20)$$