

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

wych
ch

KWARTALNIK
ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND
TELECOMMUNICATIONS
QUARTERLY

TOM 47 — ZESZYT 3

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN
WARSZAWA 2001

RADA REDAKCYJNA

Przewodniczący

Prof. dr hab. inż. STEFAN HAHN
czł. koresp. PAN

Członkowie

prof. dr hab. inż. DANIEL JÓZEF BEM — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. MICHAŁ BIAŁKO — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. JAN CHOJCAN, prof. dr hab. inż. MAREK DOMAŃSKI, prof. dr hab. inż. ANDRZEJ HAŁAS, prof. dr inż. WŁADYSŁAW MAJEWSKI, prof. dr hab. inż. JÓZEF MODELSKI, prof. dr inż. JERZY OSIOWSKI, prof. dr hab. inż. EDWARD SĘDEK, prof. dr hab. inż. MICHAŁ TADEUSIEWICZ, prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. MARIAN ZIENTALSKI

REDAKCJA

Redaktor Naczelny

prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI

Zastępca Redaktora Naczelnego

doc. dr inż. KRYSTYN PLEWKO

Sekretarz Odpowiedzialny

mgr ELŻBIETA SZCZEPANIAK

ADRES REDAKCJI

00-665 Warszawa, ul. Nowowiejska 15/19 Politechnika, pok. 470
Instytut Telekomunikacji, Gmach im. prof. JANUSZA GROSZKOWSKIEGO

Dyżury Redakcji: środy i piątki, godz. 14–16

tel/fax (022) 660 77 37

Telefony domowe: Redaktora Naczelnego: 812 17 65

Zast. Red. Naczelnego: 826 83 41

Sekretarza Odpowiedzialnego: 633 92 52

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN SA

Warszawa, ul. Miodowa 10

Ark. wyd. 8,5 Ark. druk. 7,25	Podpisano do druku we wrześniu 2001 r.
Papier offset. kl. III 80 g. B-1	Druk ukończono w październiku 2001 r.

SKŁAD I ŁAMANIE: PHOTOTEXT, Warszawa, ul. Chmielna 120

DRUK I OPRAWA: Zakład Poligraficzny Oja Druk, ul. Sporna 2F, Warszawa

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji” — Electronics and Telecommunications Quarterly jest kontynuatorem tradycji powstałego 47 lat temu kwartalnika p.t. „Rozprawy Elektrotechniczne”.

Kwartalnik jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk. Wydawany jest przez Wydawnictwo Naukowe PWN SA w Warszawie. Kwartalnik jest czasopismem naukowym, na którego łamach są publikowane artykuły i komunikaty prezentujące wyniki oryginalnych prac teoretycznych i doświadczalnych, a także przeglądowych. Związane są one z szeroko rozumianymi dziedzinami współczesnej elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Autorami publikacji są wybitni naukowcy, znani specjaliści o wieloletnim doświadczeniu, a także młodzi badacze — głównie doktoranci.

Artykuły charakteryzują się oryginalnym ujęciem zagadnienia, interesującymi wynikami badań, krytyczną oceną teorii lub metod, omówieniem aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówieniem perspektyw rozwojowych. Sposób pisania matematycznej części artykułów zgodny jest z wytycznymi IEC (International Electronics Commission) oraz ISO (International Organization of Standardization).

Wszystkie publikowane w Kwartalniku artykuły są recenzowane przez znanych krajowych specjalistów, co zapewnia że publikacje te są uznawane jako autorski dorobek naukowy. Opublikowanie w kwartalniku wyników prac naukowych zrealizowanych w ramach „GRANTów” Komitetu Badań Naukowych spełnia więc jeden z wymogów stawianych tym pracom.

Czasopismo dociera do wszystkich zajmujących się elektroniką i telekomunikacją krajowych ośrodków naukowych oraz technicznych, a także szeregu instytucji zagranicznych. Jest ponadto prenumerowane przez liczne grono specjalistów i biblioteki.

Każdy Autor otrzymuje bezpłatnie 20 egzemplarzy nadbitek swojego artykułu, co ułatwia przesłanie go do indywidualnych wybranych przez Autora osób i instytucji w kraju lub za granicą. Ułatwia to dodatkowo fakt, że w Kwartalniku są publikowane artykuły w języku angielskim.

Nadesłane do redakcji artykuły są publikowane w terminie około pół roku, w przypadku sprawnej współpracy Autora z Redakcją. Wytyczne dla Autorów dotyczące formy publikacji są zamieszczone w zeszytach Kwartalnika, można je także otrzymać w siedzibie Redakcji.

Artykuły można dostarczać osobiście, lub pocztą pod adresem zamieszczanym na stronie redakcyjnej w każdym zeszycie.

Redakcja

BIAŁKO — czł.
prof. dr hab. inż.
DELSKI, prof. dr
ADEUSIEWICZ,
IENTALSKI

r.
r.

zam
tran
czło
dyn
wyn

Słow

Regi
z opóźni
stawiony
z układu
występuj

$G_b(s) = -$

mitancja

Zgo
sterowan

Dynamika zamkniętego układu sterowania z regulatorem Reswicka

JANUSZ HALAWA

*Institut Cybernetyki Technicznej, Politechnika Wrocławska
50-361 Wrocław, ul. Janiszewskiego 11/17*

*Otrzymano 2001.01.15
Autoryzowano 2001.04.01*

Regulator Reswicka można stosować do sterowania układów z opóźnieniem. Odpowiedź zamkniętego układu proponuje się kształtować drogą lokalizacji pierwiastków mianowników transmitancji opisujących zamknięty układ sterowania z zakłóceniem. Transmitancję opisującą człon opóźniający zastąpiono jej rozwinięciem Pade'go. Pokazano wpływ parametru β na dynamikę zamkniętego układu sterowania z obiektem inercyjnym pierwszego rzędu i podano wyniki badań symulacyjnych.

Słowa kluczowe: dynamika układów sterowania, regulator Reswicka

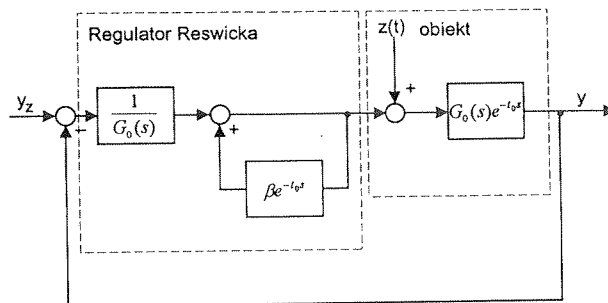
1. WPROWADZENIE

Regulator Reswicka jest proponowany w literaturze [1] do sterowania obiektami z opóźnieniem. Schemat blokowy układu sterowania z regulatorem Reswicka przedstawiony jest na rys. 1. Regulator ten posiada tzw. „część przewidującą” złożoną z układu z pomocniczym dodatnim sprzężeniem zwrotnym. W torze tego sprzężenia występuje człon opóźniający. Istotną trudność stanowi konstrukcja bloku o transmitancji

$G_b(s) = \frac{1}{G_0(s)}$. Na przykład w przypadku obiektu o transmitancji $G_b(s) = \frac{k_0}{Ts + 1}$ transmitancja $G_b(s)$ jest postaci

$$G_b(s) = \frac{T}{k_0}s + \frac{1}{k_0}.$$

Zgodnie z literaturą [1] regulator Reswicka realizuje dynamikę zamkniętego układu sterowania zbliżoną do otrzymywanej w wyniku zastosowania regulatora Smitha [1].



Rys. 1. Schemat blokowy układu sterowania z regulatorem Reswicka

Sygnał wyjściowy $y(s)$ jest powiązany z sygnałem wejściowym $y_z(s)$ i zakłóceniem $z(s)$ zależnością

$$y(s) = \frac{e^{-s t_0}}{1 + (1 - \beta)e^{-s t_0}} y_z(s) + \frac{G_0(s)e^{-s t_0}(1 - \beta e^{-s t_0})}{1 + (1 - \beta)e^{-s t_0}} z(s) = A(s)y_z(s) + B(s)z(s) =$$

$$= \frac{L_1(s)}{M_1(s)} y_z(s) + \frac{L_2(s)}{M_2(s)} z(s). \quad (1)$$

Dla $\beta = 1$ ze wzoru (1) wynika, że

$$y(s) = e^{-s t_0} y_z(s) + G_0(s)(e^{-s t_0} - e^{-2s t_0}) z(s). \quad (2)$$

2. PRZYBLIŻONA ANALIZA DYNAMIKI ZAMKNIĘTEGO UKŁADU REGULACJI

W niniejszej pracy spróbujemy rozważyć działanie regulatora Reswicka zastępując funkcję $e^{-s t_0}$ jej przybliżeniem Pade'go postaci

$$e^{-s t_0} \approx \frac{-\frac{2}{t_0} + \frac{6}{t_0^2}}{s^2 + \frac{4}{t_0}s + \frac{6}{t_0^2}} = \frac{L_p(s)}{M_p(s)}. \quad (3)$$

Przyjęcie przybliżenia Pade'go rzędu większego niż 2 spowoduje otrzymanie zbyt skomplikowanych wzorów do przybliżonej analizy. Własności dynamiczne zamkniętego układu sterowania przedstawionego na rysunku 1 będziemy kształtować drogą lokalizacji pierwiastków mianowników transmitancji (1). Pierwiastki te mają istotny wpływ na dynamikę zamkniętego układu sterowania w porównaniu z pierwiastkami

liczników wspomnianych transmitancji. Mianownik $M_1(s)$ składnika $A(s)$ wzoru (1) jest funkcją

$$M_1(s) = 1 + (1 - \beta)e^{-sto}.$$

Po podstawieniu (3) do $M_1(s)$ otrzymujemy

$$M_1(s) = s^2 + 2\left(\frac{1 + \beta}{t_0}\right)s + 6\left(\frac{2 - \beta}{t_0^2}\right). \quad (4)$$

Mianownik $M_2(s)$ członu $B(s)$ wzoru (1) jest funkcją

zakłóceniem

$$M_2(s) = M_0(s)[(M_p(s))^2 + (1 - \beta)L_p(s)M_p(s)], \quad (5)$$

gdzie $M_0(s)$ jest mianownikiem transmitancji $G_0(s)$.

)z(s) =

Warunkiem stabilności (4) jest

$$2 > \beta > -1. \quad (6)$$

(1)

Stąd po uwzględnieniu, że

$$\beta > 0 \quad (7)$$

mamy

$$2 > \beta > 0. \quad (8)$$

(2)

W regulatorze Reswicka (rys. 1) występuje układ z dodatnim sprzężeniem zwrotnym $\beta e^{-t_0 s}$. Układ ten jest stabilny dla

$$1 > \beta > 0. \quad (9)$$

ka zastępując

Warunek (8) należy więc zaostrzyć i przyjąć jako warunek stabilności (9).

Przyjmijmy $M_1(s)$ postaci

$$M_1(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2. \quad (10)$$

(3)

Zakładając ξ i ω_0 można próbować kształtować odpowiedź zamkniętego układu sterowania na wymuszenie $y_z(s)$.

Z porównania współczynników wielomianów (4) i (10) mamy

zymanie zbyt

e zamknięte-

tować drogę

mają istotny

ierwiastkami

$$\xi\omega_0 = \frac{1 + \beta}{t_0} \quad (11)$$

$$\omega_0^2 = \frac{12 - 6\beta}{t_0^2}. \quad (12)$$

Z (11) i (12) otrzymuje się

$$\xi = \frac{1+\beta}{\sqrt{6(2-\beta)}}. \quad (13)$$

Dla $\beta = 1$

$$\xi = 0,8165. \quad (14)$$

Z (12) wynika, że

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6(2-\beta)}}{t_0}. \quad (15)$$

Jeśli $0 < \beta < 1$ to

$$\frac{\sqrt{6}}{t_0} < \omega_0 < \frac{\sqrt{12}}{t_0}. \quad (16)$$

Wartość stanu ustalonego członu $A(s)$ dla $y_z(t) = 1$ zależy od β . Mianowicie

$$\lim_{t \rightarrow \infty} A(t) = \frac{6}{12-6\beta}, \quad (17)$$

A więc należy przyjmować β bliskie jedności.

W wypadku obiektu inercyjnego pierwszego rzędu opisanego transmitancją

$$G_0(s) = \frac{k_0}{Ts+1} = \frac{k}{s+a}, \quad (18)$$

gdzie $k = \frac{k_0}{T}$ i $a = \frac{1}{T}$.

Mianownik członu $B(s)$ transmitancji (1) jest wielomianem

$$M_2(s) = (s+a) \left[s^2 + 2 \left(\frac{1+\beta}{t_0} \right) s + 6 \left(\frac{2-\beta}{t_0^2} \right) \right] \left(s^2 + \frac{4}{t_0} s + \frac{6}{t_0^2} \right) = (s+a) M_1(s) M_p(s). \quad (19)$$

Pierwiastki tego mianownika można zmieniać drogą zmiany β w $M_1(s)$. Jeśli przyjąć $M_1(s)$ postaci (10), to współczynnik ξ występujący w (10) dla $0 < \beta < 1$ zmienia się w przedziale

$$0,2887 < \xi < 0,8165. \quad (20)$$

Współczynnik ξ dla $M_1(s)$ postaci jest stały i wynosi

$$(13) \quad \xi = 0,8165. \quad (21)$$

Aby odpowiedź członu $B(s)$ na wymuszenie skokowe miała charakter jak najmniej oscylacyjny współczynnik β powinien być możliwie bliski jedności.

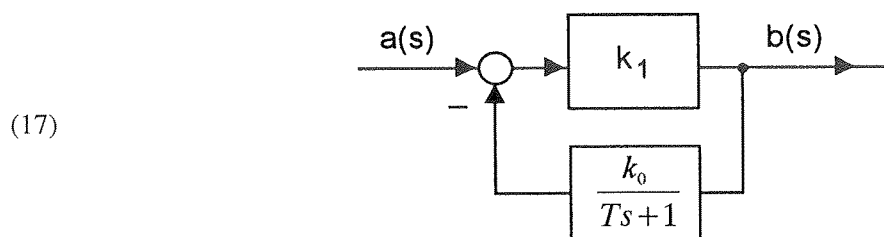
W regulatorze Reswicka występuje człon o transmitancji

$$(14) \quad G_b(s) = \frac{1}{G_0(s)}. \quad (22)$$

(15) W przypadku obiektu opisanego transmitancją (18) transmitancja (22) powinna być postaci

$$(16) \quad G_b(s) = \frac{Ts+1}{k_0}. \quad (23)$$

(16) Transmitancję tę przybliżymy za pomocą układu przedstawionego na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy układu o transmitancji aproksymującej transmitancję (23)

(18) Transmitancja układu przedstawionego na rys. 2 jest równa

$$(19) \quad \frac{b(s)}{a(s)} = \frac{k_1}{1 + \frac{k_1 k_0}{Ts+1}} = \frac{1}{\frac{1}{k_1} + \frac{k_0}{Ts+1}}. \quad (24)$$

Dla $k_1 \gg 1$ transmitancja (24) jest w przybliżeniu równa

$$(20) \quad \frac{b(s)}{a(s)} \approx \frac{1}{\frac{k_0}{Ts+1}} = \frac{Ts+1}{k_0}. \quad (25)$$

Jeśli przyjąć
zmienia się

Analiza dynamiki zamkniętego układu sterowania z regulatorem Reswicka przeprowadzona w wyniku zastąpienia funkcji e^{-sto} jej rozwinięciem w szereg Pade'go postaci (3) pozwala na otrzymanie wyników przybliżonych. Dlatego też trzeba otrzyma-

ne wyniki poprzeć badaniami symulacyjnymi. Przedstawione zostaną teraz wyniki badań symulacyjnych zamkniętego układu sterowania z regulatorem Reswicka o schemacie blokowym przedstawionym na rysunku 1. Transmitancję obiektu przyjmujemy w postaci (18). Transmitancją tą aproksymuje się wiele obiektów przemysłowych.

Blok o transmitancji $G_b(s) = \frac{1}{G_0(s)}$ realizuje układ o schemacie blokowym przedstawionym na rysunku 2.

Transmitancję (23) można również aproksymować przyjmując

$$Ts \approx \frac{Ts}{\alpha Ts + 1}, \quad \text{gdzie} \quad \alpha \ll 1 \quad \text{np. } \alpha = 0,1.$$

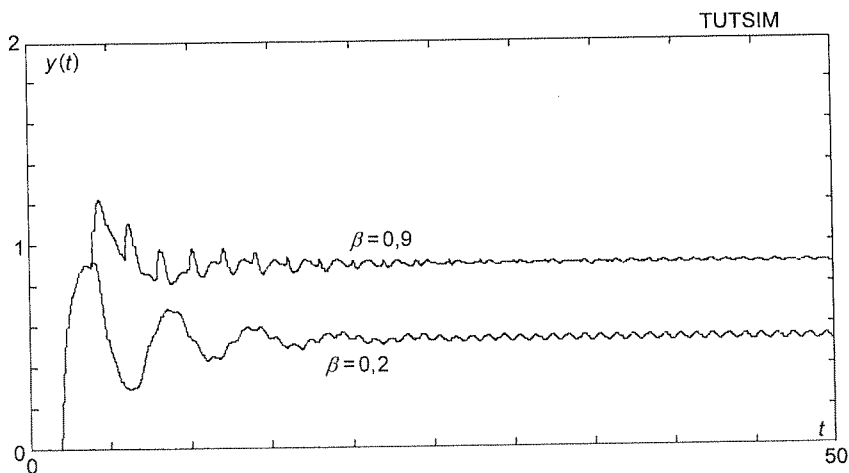
Wówczas

$$G_b(s) \approx \frac{\frac{1+\alpha}{k_0} Ts + \frac{1}{k_0}}{\alpha Ts + 1} \approx \frac{Ts + 1}{k_0}. \quad (26)$$

Z badań symulacyjnych wynika, że przyjęcie (25) lub (26) daje bardzo zbliżone wyniki odpowiedzi zamkniętego układu regulacji.

Na rysunkach 3, 4 i 5 przedstawiono odpowiedź zamkniętego układu sterowania, którego schemat blokowy przedstawiony jest na rysunku 1 na wymuszenie skokowe $y_z(t) = 1(t)$ w obecności zakłócenia $z(t) = 0,5 \sin 2\pi t$.

Wykresy odpowiedzi przedstawione na rysunku 3 uzyskane są dla $k_0 = 1$, $t_0 = 2$, $T = 5$ i β równych 0,2, i 0,9. Wykres przedstawiony na rysunku 4 otrzymano dla $k_0 = 1$, $t_0 = 2$, $T = 5$ i β równych 0,8 i 0,95. Wykres przedstawiony na rysunku 5 uzyskano dla $k_0 = 1$, $T = 5$, $\beta = 0,9$ i t_0 równy 4 oraz $yz(s) = \frac{1}{0,55 + s}$.



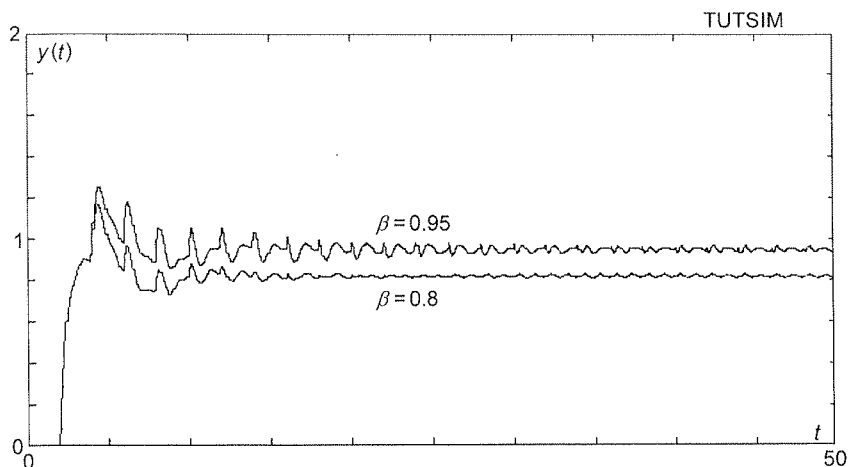
Rys. 3. Wykresy odpowiedzi dla $k_0 = 1$, $t_0 = 2$, $T = 5$ i $\beta = 0,2$ i $0,9$ na wymuszenie $y_z(t) = 1(t)$

Rys.

Wsp
zarówn
nik β p
że ukł
wuje się
 $y_z(s)$ jes

wyniki badań
o schemacie
emy w postaci

owym przed-



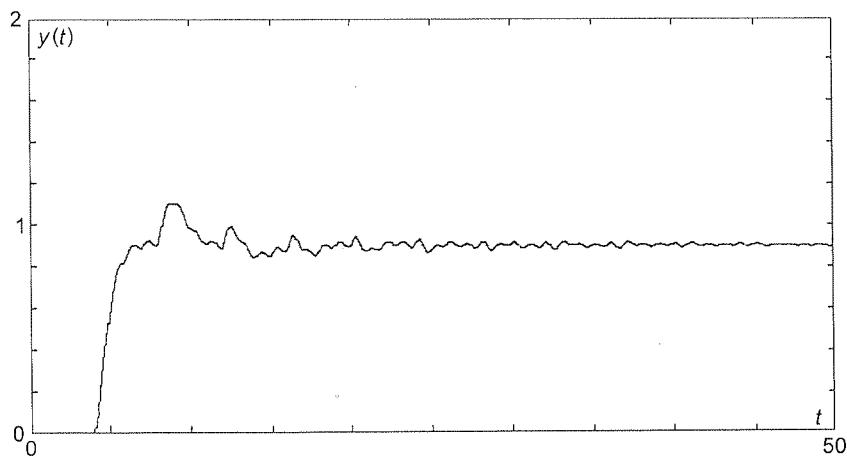
Rys. 4. Wykresy odpowiedzi dla $k_0 = 1$, $t_0 = 2$, $T = 5$ i $\beta = 0.8$ i 0.95 na wymuszenie $y_z(t) = 1(t)$

(26)

olizone wyniki

du sterowania,
enie skokowe

$k_0 = 1$, $t_0 = 2$,
no dla $k_0 = 1$,
uzyskano dla



Rys. 5. Wykres odpowiedzi dla $k_0 = 1$, $\beta = 0.9$, $t_0 = 4$, $T = 5$ i $y_z(s) = \frac{1}{0.5s + 1}$

3. WNIOSKI

Współczynnik β wpływa istotnie na odpowiedzi zamkniętego układu sterowania zarówno na wielkość przeregulowania jak i na wartość stanu ustalonego. Współczynnik β powinien być możliwie duży tzn. około 0.9. Z badań symulacyjnych wynika, że układ sterowania z regulatorem Reswicka pracuje poprawnie dla $t_0 \leq 2T$. Obserwuje się duży skok amplitudy w pierwszym okresie wynoszący około 30% $y_z(t)$. Jeśli $y_z(s)$ jest wymuszeniem typu inercyjnego otrzymujemy wówczas lepszą odpowiedź

zamkniętego układu sterowania. Na przykład dla $k_0 = 1$, $\beta = 0.9$, $t_0 = 4$, $T = 5$ i $y_z(s) = \frac{1}{0.5s+1}$ wykres odpowiedzi zamkniętego układu sterowania przedstawiony jest na rysunku 5.

4. BIBLIOGRAFIA

1. H. Górecki: *Analiza i synteza układów z opóźnieniem*. Warszawa, WNT, 1971.
2. J. Halawa: *Dynamika zamkniętego układu sterowania z regulatorem Reswicka*. Raport Serii: Preprinty nr 110/99 Instytutu Cybernetyki Technicznej Politechniki Wrocławskiej.

J. HALAWA

DYNAMICS OF CLOSED-LOOP SYSTEM WITH RESWICK'S CONTROLLER

Summary

The Reswick's controller can be used in control feedback systems with delay. The response of the system can be shaped by locating the roots of nominator of transfer function describing the system with disturbance. The transfer function e^{st_0} is approximated by its Pade's extension.

The influence of parameter β on dynamics of closed-loop system with first order process has been shown. The computer simulation investigations have been presented.

Keywords: dynamics of control system, Reswick's controller

neg
stru
nał
blok
z w
czę

Słow

Jako
od waru
radioweg
traktowa
również
przesyła
działywa
tycznych
Syg

losowyn

nym $n(t)$

$t_0 = 4, T = 5$

dstawiony jest

Serii: Preprinty nr

LER

onse of the system
with disturbance.

s has been shown.

Prawdopodobieństwo błędnego bloku dla transmisji w kanale z wolnymi zanikami Nakagamiego i wielostanowej modulacji

KRYSTYNA NOGA

Wyższa Szkoła Morska, Katedra Automatyki Okrętowej,
e-mail: jagat@vega.wsm.gdynia.pl

Otrzymano 2001.02.08
Autoryzowano 2001.04.17

Podstawową cechą transmisji cyfrowej przez kanał radiowy jest powstawanie niejednorodnego strumienia błędów, czyli grupowanie się błędów w serie. Jedną z miar charakteryzującą strumień błędów jest prawdopodobieństwo wystąpienia w ciągu kodowym o długości N sygnałów elementarnych więcej niż t błędów, które nazywamy prawdopodobieństwem błędnego bloku. W pracy przedstawiono dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku w kanale z wolnymi zanikami Nakagamiego dla odbioru niekoherentnego i wielostanowego kluczenia częstotliwości.

Słowa kluczowe: kanał radiokomunikacyjny, kanał z zanikami, wielostanowa modulacja, prawdopodobieństwo błędnego bloku

1. WPROWADZENIE

Jakościowy opis zjawisk towarzyszących transmisji w kanale radiowym jest zależny od warunków propagacyjnych, które uwarunkowane są między innymi stanem kanału radiowego, zakresem częstotliwości, czasem. Dlatego też sygnał odebrany należy traktować jako realizację procesu stochastycznego. Z punktu widzenia strony odbiorczej również sygnał nadany $u(t)$ jest realizacją procesu stochastycznego. Analiza systemu przesyłania informacji przez kanał radiokomunikacyjny, ze względu na losowe oddziaływanie ośrodka propagacyjnego, wymaga więc zastosowania metod probabilistycznych.

Sygnał nadany $u(t)$ podczas przesyłania przez kanał radiokomunikacyjny podlega losowym zakłóceniom multiplikatywnym $k(t)$, które nazywamy zanikami, oraz addytywnym $n(t)$. Wówczas sygnał $y(t)$ odebrany przez odbiornik możemy zapisać jako

$$y(t) = k(t)u(t) + n(t) = s(t) + n(t) = r(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] + n(t) \quad (1)$$

gdzie: ω_0 jest pulsacją nośnej,

$r(t)$, $\phi(t)$ są odpowiednio obwiednią oraz fazą sygnału użytecznego $s(t)$.

Na skutek działania losowych zakłóceń multiplikatywnych obwiednia $r(t)$ oraz faza $\phi(t)$ sygnału użytecznego $s(t)$ są także realizacjami procesu stochastycznego. W dalszej części artykułu zakładamy lokalną stacjonarność wszystkich procesów losowych reprezentujących odpowiednie sygnały oraz wolną zmienność $k(t)$ w porównaniu z czasem trwania pojedynczego sygnału elementarnego lub ciągu kodowego.

2. DYNAMICZNE PRAWDOPODOBIENSTWO BŁĘDU

Do opisu zaników najczęściej stosuje się rozkłady Rayleigha, Rice'a, Nakagamię [1, 2, 4, 8, 9], chociaż najszerszą klasę mechanizmów propagacyjnych opisuje rozkład czteroparametrowy [6, 7]. Rozkład ten charakteryzuje się jednak dość złożoną postacią funkcji gęstości prawdopodobieństwa. W szczególnym przypadku rozkład ten aproksymuje również dobrze rozkład Nakagamię [7]. Natomiast do opisu zakłóceń addytywnych najczęściej przyjmuje się rozkład normalny o zerowej wartości średniej. Chwilowy stosunek mocy sygnału użytecznego do średniej mocy zakłócenia addytywnego N_0 zdefiniowany jako

$$\varrho = \frac{r^2}{2N_0} \quad (2)$$

w kanale z zanikami Nakagamię posiada rozkład gamma o gęstości prawdopodobieństwa

$$p(\varrho) = \frac{1}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\varrho_0} \right)^m \varrho^{m-1} \exp\left(-\frac{m}{\varrho_0} \varrho\right); \quad \varrho \geq 0 \quad (3)$$

gdzie: $\varrho_0 = E(\varrho) = \frac{\Omega}{2N_0}$,

$$\Omega = E(r^2),$$

$$m = \frac{\Omega^2}{\text{Var}(r^2)} \geq 1/2,$$

$\Gamma(m)$ jest funkcją gamma [3],

$E(*)$ jest operatorem uśredniania.

Dla odbioru niekoherentnego z M — stanowym kluczowaniem częstotliwości (MNCFSK, ang. *M-ary noncoherent frequency shift keying*) statyczne prawdopodobieństwo błędu symbolowego (prawdopodobieństwo błędu w kanale bez zaników) dla addytywnego zakłócenia normalnego określone jest zależnością [1]

$$P_s(M, \varrho) = \sum_{i=1}^{M-1} \binom{M-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \exp\left(-\frac{i^* \varrho}{i+1}\right). \quad (4)$$

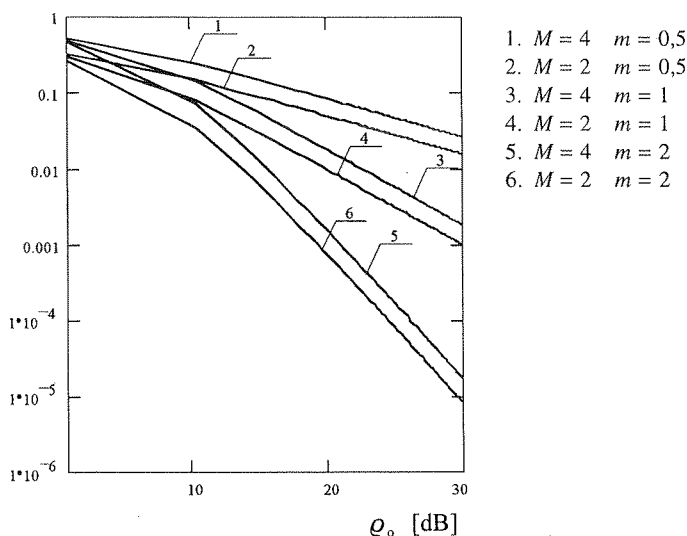
- (1) W celu uwzględnienia zaników sygnału użytecznego należy obliczyć wartość średnią wyrażenia (4), otrzymujemy wówczas dynamiczne (średnie) prawdopodobieństwo błędu symbolowego określone zależnością

$$P_D(M, \varrho_0) = \int_0^{\infty} P_s(M, \varrho) p(\varrho) d\varrho. \quad (5)$$

W kanale z zanikami Nakagamiego wzór (5) przyjmuje postać

$$P_D(M, \varrho_0) = \sum_{i=1}^{M-1} \binom{M-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \left[\frac{m}{\frac{i^* \varrho_0}{i+1} + m} \right]^m \quad (6)$$

Dynamiczne prawdopodobieństwo błędu symbolowego określone zależnością (6) zostało przedstawione na rysunku 1 dla różnych wartości M oraz m .



Rys. 1. Dynamiczne prawdopodobieństwo błędu symbolowego dla niekoherentnego odbioru sygnałów FSK dla różnych wartości m oraz M

W literaturze często wprowadza się pojęcie stosunku mocy sygnału użytecznego do średniej mocy zakłócenia addytywnego na bit oraz wielkość określającą dynamiczne prawdopodobieństwo błędu bitowego określone odpowiednio jako [1, 5, 8]

$$\varrho_b = \varrho / \log_2 M \quad (7)$$

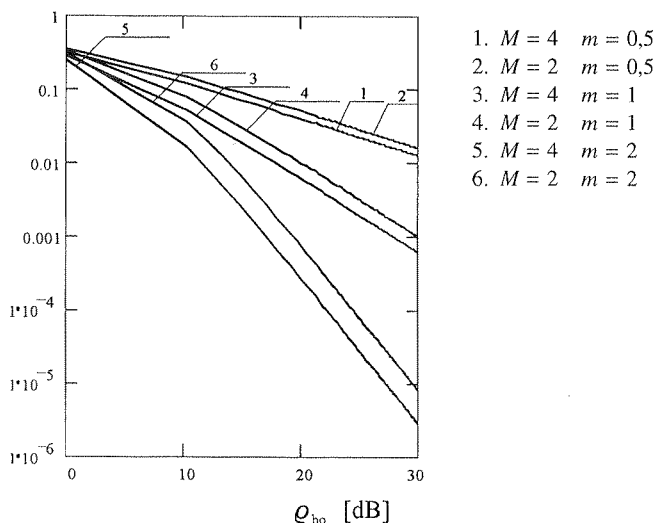
$$P_{bD}(M, \varrho_{b0}) = \frac{M}{2(M-1)} P_D(M, \varrho_0). \quad (8)$$

Po uwzględnieniu (6) i (7) wzór (8) przyjmuje postać

$$P_{bD}(M, \varrho_{b0}) = \frac{M}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} \binom{M-1}{i} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \left[\frac{m}{\frac{i \cdot \varrho_{b0} \cdot \log_2 M}{i+1} + m} \right]^m \quad (9)$$

gdzie $\varrho_{b0} = \varrho_0 / \log_2 M$.

Dynamiczne prawdopodobieństwo błędu bitowego określone zależnością (9) zostało przedstawione na rysunku 2 dla różnych wartości M oraz m . Z wykresów wynika, że poprzez zwiększanie krotności modulacji M uzyskuje się zmniejszenie ϱ_{b0} wymaganego do osiągnięcia określonego dynamicznego prawdopodobieństwa błędu bitowego.



Rys. 2. Dynamiczne prawdopodobieństwo błędu bitowego dla niekoherentnego odbioru sygnałów FSK dla różnych wartości m oraz M

3. DYNAMICZNE PRAWDOPODOBIENSTWO BŁĘDNEGO BLOKU

Dynamiczne prawdopodobieństwo błędu nie charakteryzuje właściwości strumienia błędów. Zakładamy, że zastosowano kod mogący wykryć i skorygować w ciągu kodowym o długości N sygnałów elementarnych mniej niż t błędów ($t \leq N$). Odebrany ciąg kodowy będzie błędny, gdy ilość błędnie odebranych elementów jest większa lub równa t . Prawdopodobieństwo błędnie odebranego ciągu kodowego w kanale bez zaników określa zależność

$$P_s(M, N, t, \varrho) = 1 - \sum_{i=0}^{t-1} \binom{N}{i} P_s^i(M, \varrho) [1 - P_s(M, \varrho)]^{N-i} =$$

$$= 1 - \sum_{i=0}^{t-1} \binom{N}{i} \sum_{j=0}^{N-i} (-1)^j \binom{N-i}{j} P_s^{i+j}(M, \varrho). \quad (10)$$

(9)

W celu uwzględnienia zaników sygnału użytecznego należy obliczyć wartość średnią wyrażenia (10), otrzymujemy wówczas dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku określone zależnością

$$P_D(M, N, t, \varrho_0) = \int_0^\infty P_s(M, N, t, \varrho) p(\varrho) d\varrho. \quad (11)$$

Dla modulacji dwuwartościowej ($M = 2$) dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku określone jest zależnością

$$P_D(2, N, t, \varrho_0) = 1 - \sum_{i=0}^{t-1} \binom{N}{i} \sum_{j=0}^{N-i} (-1)^j \binom{N-i}{j} \left(\frac{1}{2}\right)^{i+j} F_i(j) \quad (12)$$

gdzie

$$F_i(j) = \int_0^\infty p(\varrho) \exp\left[-\frac{\varrho}{2}(i+j)\right] d\varrho.$$

Natomiast dla modulacji czterowartościowej ($M = 4$) dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku określone jest zależnością

$$P_D(4, N, t, \varrho_0) = 1 - \sum_{i=0}^{t-1} \binom{N}{i} \sum_{j=0}^{N-i} \sum_{k=0}^{i+j} \sum_{l=0}^k (-1)^{j+k+l} \binom{N-i}{j} \binom{i+j}{k} \left(\frac{3}{2}\right)^{i+j-k} \left(\frac{1}{4}\right)^l \binom{k}{l} F_i(j, k, l) \quad (13)$$

gdzie

$$F_i(j, k, l) = \int_0^\infty p(\varrho) \exp\left[-\frac{\varrho}{2}\left(i+j+\frac{k}{3}+\frac{l}{6}\right)\right] d\varrho.$$

Prawdopodobieństwo, że w ciągu kodowym o długości N pojawi się co najmniej jeden błąd ($t = 1$) wynosi odpowiednio:

- dla modulacji dwuwartościowej

$$P_D(2, N, 1, \varrho_0) = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} (-1)^{i+1} \left(\frac{1}{2}\right)^i F(i) \quad (14)$$

gdzie

$$F(i) = \int_0^\infty p(\varrho) \exp\left[-\frac{\varrho^* i}{2}\right] d\varrho$$

- dla modulacji czterowartościowej

$$P_D(4, N, 1, \varrho_0) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=0}^j \sum_{l=0}^k (-1)^{1+j+k+l} \binom{N}{j} \binom{j}{k} \left(\frac{1}{4}\right)^l \binom{k}{l} \left(\frac{3}{2}\right)^{j-k} F_1(j, k, l) \quad (15)$$

gdzie

$$F_i(j, k, 1) = \int_0^\infty p(\varrho) \exp\left[-\frac{\varrho}{2} \left(j + \frac{k}{3} + \frac{l}{6}\right)\right] d\varrho.$$

W kanale z zanikami Nakagamię wyrażenia występujące we wzorach (12–15) przyjmują odpowiednio:

$$F_i(j) = \left[\frac{2m}{2m + \varrho_0(i+j)} \right]^m \quad (16)$$

$$F_i(j, k, 1) = \left[\frac{12m}{12m + \varrho_0(6i + 6j + 2k + 1)} \right]^m \quad (17)$$

$$F(j) = \left[\frac{2m}{2m + \varrho_0 j} \right]^m \quad (18)$$

$$F(j, k, 1) = \left[\frac{12m}{12m + \varrho_0(6j + 2k + 1)} \right]^m. \quad (19)$$

Po podstawieniu (16) do zależności (12) dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku dla modulacji dwuwartościowej można obliczyć na podstawie wzoru

$$P_D(2, N, t, \varrho_0) = 1 - \sum_{i=0}^{t-1} \binom{N}{i} \sum_{j=0}^{N-i} (-1)^j \binom{N-i}{j} \left(\frac{1}{2}\right)^{i+j} \left[\frac{2m}{2m + \varrho_0(i+j)} \right]^m \quad (20)$$

natomiast dla modulacji czterowartościowej, uwzględniając (13) oraz (17), otrzymujemy

$$\begin{aligned} P_D(4, N, t, \varrho_0) = \\ = 1 - \sum_{i=0}^{t-1} \binom{N}{i} \sum_{j=0}^{N-i} \sum_{k=0}^{i+j} \sum_{l=0}^k (-1)^{j+k+l} \binom{N-i}{j} \binom{i+j}{k} \left(\frac{3}{2}\right)^{i+j-k} \left(\frac{1}{4}\right)^l \binom{k}{l} \left[\frac{12m}{12m + \varrho_0(6i + 6j + 2k + l)} \right]^m. \end{aligned} \quad (21)$$

Ponadto w kanale z zanikami Nakagamię prawdopodobieństwo, że w ciągu kodowym o długości N pojawi się co najmniej jeden błąd określa zależność:

- dla modulacji dwuwartościowej

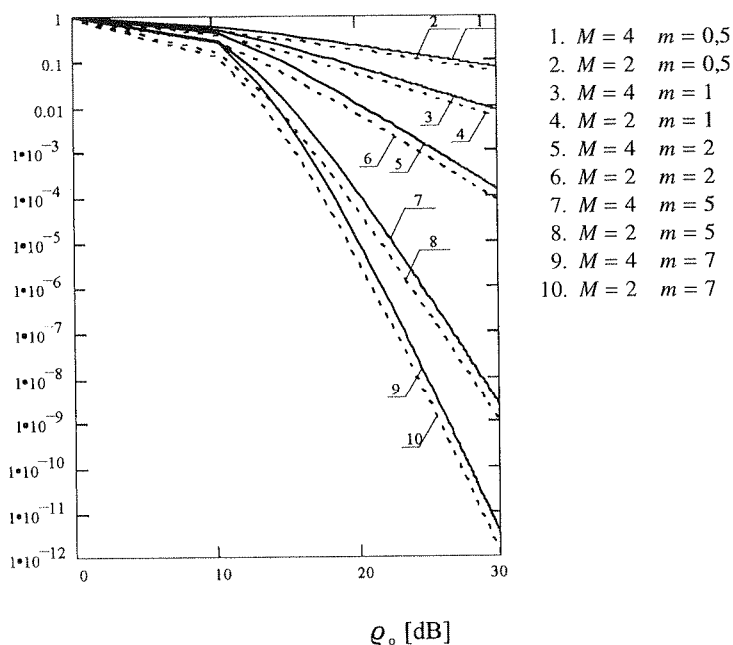
$$P_D(2, N, 1, \varrho_0) = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} (-1)^{i+1} \left(\frac{1}{2}\right)^i \left[\frac{2m}{2m + \varrho_0 i}\right]^m \quad (22)$$

- dla modulacji czterowartościowej

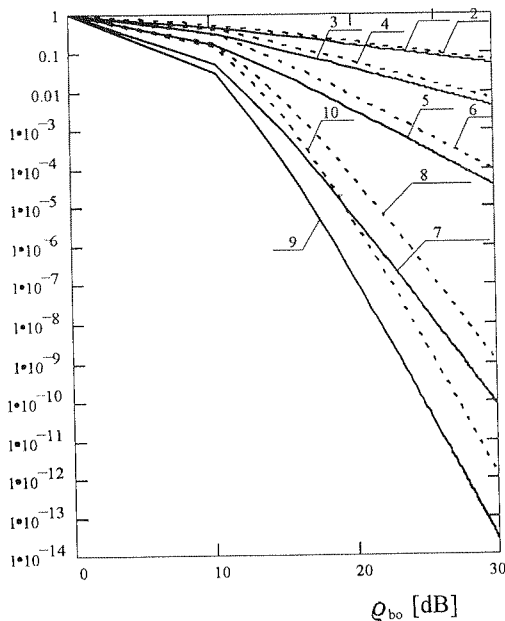
$$P_D(4, N, 1, \varrho_0) =$$

$$= \sum_{j=1}^N \sum_{k=0}^j \sum_{l=0}^k (-1)^{1+j+k+l} \binom{N}{j} \binom{j}{k} \left(\frac{1}{4}\right)^l \left(\frac{3}{2}\right)^{j-k} \binom{k}{l} \left[\frac{12m}{12m + \varrho_0(6j+2k+l)}\right]^m. \quad (23)$$

Dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku dla modulacji dwuwartościowej oraz czterowartościowej, obliczone na podstawie (22) oraz (23), zostało przedstawione na rysunkach 3, 4 dla $N = 21$ oraz $t = 1$, przy czym na rysunku 4 wykorzystano zależność $\varrho_0 = \varrho_{b0} \log_2 M$.

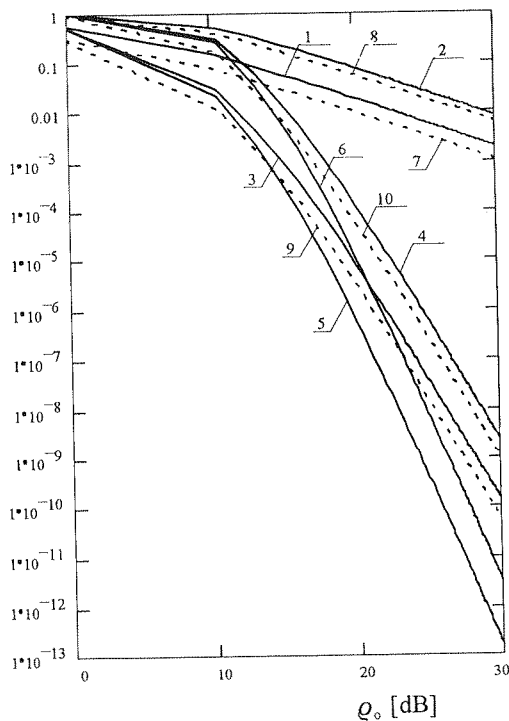


Rys. 3. Dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku dla modulacji dwuwartościowej oraz czterowartościowej, $N = 21$, $t = 1$



1. $M = 4$ $m = 0,5$
2. $M = 2$ $m = 0,5$
3. $M = 4$ $m = 1$
4. $M = 2$ $m = 1$
5. $M = 4$ $m = 2$
6. $M = 2$ $m = 2$
7. $M = 4$ $m = 5$
8. $M = 2$ $m = 5$
9. $M = 4$ $m = 7$
10. $M = 2$ $m = 7$

Rys. 4. Dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku dla modulacji dwuwartościowej oraz czterowartościowej, $N = 21$, $t = 1$



1. $M = 4$ $m = 1$ $N = 1$
2. $M = 4$ $m = 1$ $N = 21$
3. $M = 4$ $m = 5$ $N = 1$
4. $M = 4$ $m = 5$ $N = 21$
5. $M = 4$ $m = 7$ $N = 1$
6. $M = 4$ $m = 7$ $N = 21$
7. $M = 2$ $m = 1$ $N = 1$
8. $M = 2$ $m = 1$ $N = 21$
9. $M = 2$ $m = 5$ $N = 1$
10. $M = 2$ $m = 5$ $N = 21$

Rys. 5. Dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku dla modulacji dwuwartościowej oraz czterowartościowej, $t = 1$ oraz dla różnych wartości N i m

Oczywiście, dla $N = 1$ zależności (22) oraz (23) określają dynamiczne prawdopodobieństwo błędu symbolowego odpowiednio dla:

- modulacji dwuwartościowej

$$P_D(2, 1, 1, \varrho_0) = \frac{1}{2} \left(\frac{2m}{2m + \varrho_0} \right)^m \quad (24)$$

- modulacji czterowartościowej

$$P_D(4, 1, 1, \varrho_0) = \frac{3}{2} \left(\frac{2m}{2m + \varrho_0} \right)^m - \left(\frac{3m}{3m + 2\varrho_0} \right)^m + \frac{1}{4} \left(\frac{4m}{4m + 3\varrho_0} \right)^m. \quad (25)$$

Wzór (6) jest zgodny z zależnością (24) dla $M = 2$ oraz z zależnością (25) dla $M = 4$.

Ponadto na rysunku 5 przedstawiono dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku dla modulacji dwuwartościowej oraz czterowartościowej dla różnej długości N ciągu kodowego. Z wykresów wynika, że dla stałej wartości m , ϱ_0 oraz M prawdopodobieństwo pojawienia się co najmniej jednego błędu w ciągu kodowym o długości N rośnie wraz ze wzrostem długości ciągu.

4. PODSUMOWANIE

W pracy przedstawiono dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku w kanale z wolnymi zanikami Nakagami dla odbioru niekoherentnego i wielostanowego kluczowania częstotliwości. Uzyskane zależności zostały przedstawione w postaci graficznej. Z analizy literatury wynika, że czasami autorzy wyraźnie nie zaznaczają, czy analiza dotyczy dynamicznego prawdopodobieństwa błędu symbolowego czy też dynamicznego prawdopodobieństwa błędu bitowego. Również często brak jest informacji czy w rozważaniach uwzględniono ϱ_0 czy też ϱ_{b0} . Dlatego też w artykule przedstawiono dynamiczne prawdopodobieństwo błędnego bloku oddzielnie w zależności od ϱ_0 oraz ϱ_{b0} . Przedstawione zależności można wykorzystać do opisu kodów detekcyjnych lub korekcyjnych, które odgrywają ważną rolę w systemach transmisji cyfrowej. Wybór odpowiedniego kodowania nadmiarowego oraz protokołu transmisyjnego powinien umożliwić efektywną transmisję cyfrową w trudnych warunkach, powinien zwiększyć odporność sygnału na wpływ czynników zewnętrznych. Oczywiście wybór kodowania jest zależny od rodzaju zastosowań oraz od warunków jakie powinien spełniać określony system transmisji informacji. Ponadto przedstawione zależności mogą być przydatne przy wyznaczaniu parametrów modeli symulacyjnych kanałów cyfrowych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. P. J. Crepeau: *Uncoded and coded performance of MFSK and DPSK in Nakagami fading channel*. IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-40, pp. 487–493, No 3, March 1992
2. R. E. Eaves, A. H. Levesque: *Probability of block error for very slow Rayleigh fading in Gaussian noise*. IEEE Transactions on Communications, March 1977, pp. 368–374
3. I. S. Gradsztejn, M. Ryżyk: *Tablice całek, sum, szeregów i iloczynów*. Warszawa, PWN, 1964
4. H. E. Korotkow: *Charakteristiki pomiechoustojczivosti diskrietnoj swiazi pri słuczajnom koeficientie pieriedaczi kanala*. Radiotekhnika, No 7, 1976, Moskwa
5. K. Noga: *Odbiór niekoherentny sygnałów ortogonalnych w kanale z wolnymi, nieselektywnymi zanikami Nakagami dla wielostanowej modulacji*. VIII Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych Sympozjum URSII, luty 1996, Wrocław, ss. 145–148
6. K. Noga: *Ocena jakości transmisji w kanale z zanikami opisanymi rozkładem czteroparametrowym dla odbioru niekoherentnego i wielostanowego kluczowania częstotliwości*. Krajowe Sympozjum Telekomunikacji, Bydgoszcz 1994, tom B, ss. 248–255
7. K. Noga: *Właściwości strumienia błędów dla transmisji binarnej w kanale z wolnymi zanikami opisanymi rozkładem czteroparametrowym*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, t. 40, z. 3, ss. 357–368, 1994
8. J. G. Proakis: *Digital communication*. New York, McGraw-Hill, 1995
9. C. E. Sundberg: *Block error probability for noncoherent FSK with diversity for slow Rayleigh fading in Gaussian noise*. IEEE Transactions on Communications, Vol. Com-29, No 1, January 1981, pp. 57–60

K. NOGA

PROBABILITY OF BLOCK ERROR FOR TRANSMISSION IN SLOW NAKAGAMI FADING AND MNCFSK

Summary

The signal in the radio channel is deformed by additive and multiplikative (called fading) disturbances. Due to random action of the propagating medium, the analysis of the system information transmission in a radio communication channel requires probabilistic methods.

For digital transmission over a fading channel, the time variation causes a changing error probability with the effect of clustering errors at the receiver output. In this paper expressions are derived for the average probability of block error, i.e., the probability of more than t errors in a block of N symbols. The average is formed over the instantaneous receiver signal – to – noise ratio. M – ary frequency shift keying with noncoherent detection is transmitted over slow Nakagami fading channel and received in additive Gaussian noise with zero average. Graphical result and the influence of fading on block error probabilities for error detection are presented. The results presented in this paper provide useful design data and establish the need for specialised treatment of block error in a fading environment.

Keywords: radio communication channel, Nakagami fading, M – ary modulation, probability of block error

Estymacja strat energii w układach cyfrowych CMOS

JACEK KOŁODZIEJ, ANDRZEJ KOS

*Katedra Elektroniki, Akademia Górniczo – Hutnicza
Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków,
email: {jackolo,kos}@uci.agh.edu.pl*

*Otrzymano 2001.01.24
Autoryzowano 2001.05.10*

W pracy przedstawiono analizę strat energii (mocy) występującą w układach cyfrowych VLSI CMOS. Zaproponowano algorytm do oszacowania tych strat, a na jego bazie napisano program MPET, który może współpracować z programem PSPICE. Przedstawiono przykłady i wnioski płynące z analizy wielu układów cyfrowych. Opisana analiza i oprogramowanie może być przydatne do oceny strat występujących w układach cyfrowych VLSI w szczególności przy projektowaniu układów „low power”.

Słowa kluczowe: układy cyfrowe CMOS, estymacja strat energii, starty statyczne, straty dynamiczne, program MPET, projektowanie układów „low power”.

1. WPROWADZENIE

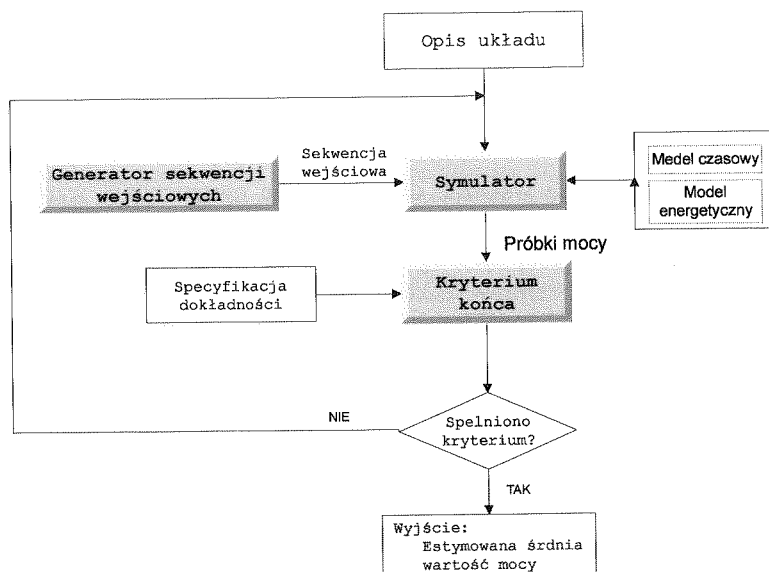
W chwili obecnej można wskazać dwa poważne ograniczenia wzrostu szybkości pracy scalonych układów i systemów cyfrowych: połączenia między elementami i straty energii elektrycznej zamienianej na ciepło. Nie tak dawno przewidywano, że w roku 2012 częstotliwość pracy systemów wykonanych w technologii 50 nm wynosić będzie 10 GHz, a gęstość mocy strat w modułach scalonych osiągnie 100 W/cm² [1]. Obecnie eksperti w Dolinie Krzemowej obiecują wprowadzenie nowej generacji procesorów o częstotliwości 10 GHz już w 2005 roku. Pokonanie bariery termicznej może być osiągnięte w dwojaki sposób. Po pierwsze, przez usprawnienie chłodzenia modułów scalonych [2], [3], [4]. Po drugie, przez zredukowanie strat energii tak dalece jak to tylko możliwe [5], [6], [7]. W niniejszej pracy zaproponowano narzędzie do obliczania strat energii występujących w układach cyfrowych VLSI.

Dyskusja mocy rozpraszanej w cyfrowym układzie scalonym może przebiegać na jednym z czterech poziomów modelowania układu: poziomie architektury, poziomie makrobloków, poziomie bramek logicznych, poziomie tranzystorów.

Dla modelowania na poziomie bramek logicznych i tranzystorów estymacja mocy, bazująca na technikach statystycznych jest bardzo atrakcyjna ze względu na swoją efektywność, dokładność i prostotę. Typowe statystyczne narzędzie do estymacji wartości mocy składa się z trzech głównych komponentów [8]: generatora sekwencji wejściowych, symulatora elektrycznego, kryterium końca symulacji.

W zależności od środowiska w jakim pracuje analizowany obwód, generator wejściowy może wytwarzać sekwencje skorelowane czasowo lub przestrzennie. Możliwe jest również równoczesne wystąpienie obu tych korelacji. Generator odpowiedzialny jest za wygenerowanie sekwencji wejściowej skorelowanej ze strumieniem danych, jaki wystąpiłby w warunkach normalnej pracy układu. Symulator elektryczny pobiera sekwencję wejściową i na tej podstawie wyznacza odpowiedź układu, zawierającą wartość rozpraszanej mocy. W tej fazie, korelacja sygnałów występująca między wartością rozpraszanej mocy. W tej fazie, korelacja sygnałów występująca między wewnętrznymi węzłami jest brana pod uwagę kolejno (dziedzicznie). Wraz ze wzrostem liczby próbek mocy (wyników symulacji dla kolejnych wymuszeń), wyznaczana wartość średnia mocy zmierza do wartości rzeczywistej. Kryterium końca wyłącza symulację w momencie gdy zostaje osiągnięta założona dokładność i powoduje edycję wyników symulacji.

Implementacja sieci działań, prowadzących do wyznaczenia wartości średniej mocy (rys. 1) jest bardzo elastyczna. Przedstawione wyżej trzy główne elementy ściśle determinują dokładność symulacji i numeryczną efektywność systemu. Głównym zadaniem symulatora elektrycznego jest wygenerowanie danych o wartości rozpraszanej mocy w badanym układzie. W zależności od założonego związku pomiędzy dokładnością



Rys. 1. Struktura statystycznego systemu wyznaczenia wartości średniej mocy rozpraszanej w układzie cyfrowym

cią a czas
SMASH,
bramek lo
w rozdzia
w sposób
przez pros

Innymi
system est
wym eler
kryterium
czas i do
liczba pr
wartości s
powinno
na dokład
duży, gwa
zaś na efe
aby reduk

Przece
który łącz
na wyzn
o rozkład
symulacji
dzie.

Prac
tranzysto
charakter
ustalony
składowa
konkretn
jak częst
czeń każ
Analiza
stanu na
względem
sumarycz
bramek,
stosunko
również

macja mocy,
du na swoją
macji warto-
kwencji wej-

d, generator
zennie. Moż-
dpowiedzial-
niem danych,
czny pobiera
zawierającą
jąca między
ze wzrostem
zana wartość
za symulację
cję wyników

średniej mocy
menty ściśle
ównym zada-
rozpraszanej
y dokładność

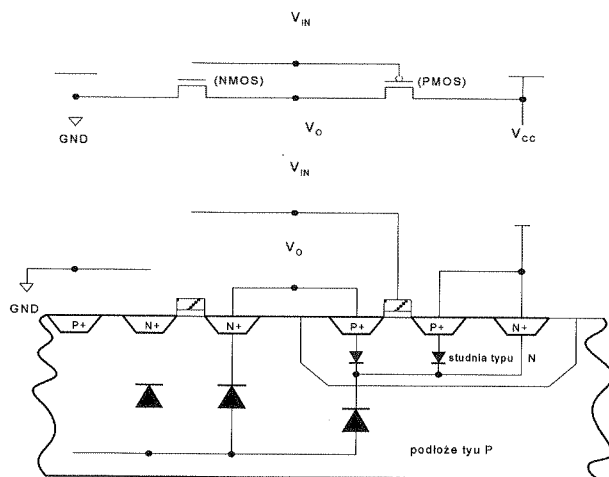
cią a czasem obliczeń, można wybierać między symulatorami elektrycznymi (SPICE, SMASH, itp.), szybkimi symulatorami czasowymi lub symulatorami na poziomie bramek logicznych, jak zaproponowany przez autorów symulator MPET (opis programu w rozdziale 3). Również generator słów wejściowych może być implementowany w sposób dokładnie odzwierciedlający statystykę wejściowego strumienia danych, albo przez prosty generator losowy.

Innymi słowy szczegóły implementacyjne poszczególnych elementów, tworzących system estymacji, decydują o jego możliwościach obliczeniowych. Niewątpliwie kluczowym elementem narzędzi opierających się na analizie statystycznej jest odpowiednie kryterium zakończenia symulacji. Warunek ten odgrywa ważną rolę, ponieważ określa czas i dokładność symulacji. Korzystając z prawa wielkich liczb wiadomo, że kiedy liczba próbek rośnie, ich wartość średnia zmierza asymptotycznie do rzeczywistej wartości średniej, ale jednocześnie rośnie czas symulacji. Toteż dobre kryterium końca powinno wyważyć kompromis między czasem symulacji, a dokładnością. Ze względu na dokładność należy zakończyć symulację, gdy rozmiar próbek stanie się wystarczająco duży, gwarantując wyznaczenie wartości średniej z założoną dokładnością. Ze względu zaś na efektywność, należy utrzymywać rozmiar próbek tak mały jak to tylko możliwe, aby zredukować czas symulacji [8].

Przedmiotem dalszych rozważań będzie przedstawienie symulatora sieci logicznej, który łącząc symulację funkcjonalną oraz energetyczny model bramki CMOS pozwoli na wyznaczenie średniej mocy strat w systemie pobudzonym wektorem losowym o rozkładzie równomiernym. Dzięki temu stało się możliwe znaczne skrócenie czasu symulacji, dające wysoką dokładność oszacowania średniej mocy rozpraszanej w układzie.

2. ESTYMACJA ŚREDNIEJ MOCY STRAT W UKŁADACH CMOS

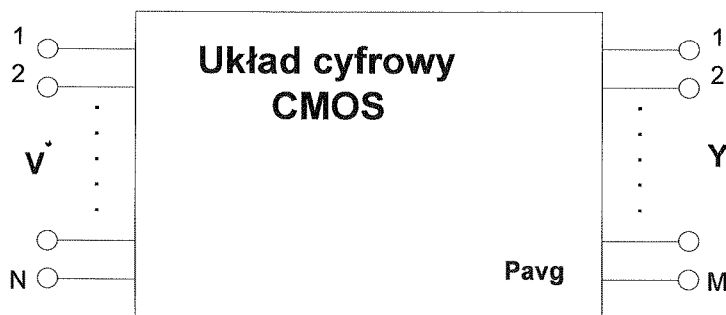
Praca układu cyfrowego CMOS polega na przewodzeniu i nie przewodzeniu tranzystorów nMOS i pMOS tworzących strukturę elementarnej bramki (rys. 2). Układ charakteryzuje się bardzo małym poborem mocy gdy na jego wejściu występuje stan ustalony (moc P_{STATIC}) oraz jego znacznym wzrostem przy zmianach stanu (pojawia się składowa P_{DYNAMIC}). O ile wielkość statycznego poboru mocy jest niezmienna dla konkretnej sieci logicznej, to pobór mocy wywołwany przełączeniami zależy od tego jak często następują zmiany stanu na wyjściach poszczególnych bramek. Ilość przełączeń każdej z nich zależy od realizowanej funkcji oraz statystyki sygnału wejściowego. Analiza funkcjonalna układu pozwala na określenie liczby przełączeń (liczba zmian stanu na wyjściach poszczególnych bramek), co umożliwi porównanie układów pod względem sumarycznej liczby przełączeń. Nasuwa się teza, że układ, w którym sumaryczna liczba przełączeń jest niewielka (mała jest aktywność poszczególnych bramek, czyli liczba przełączeń [5]) w rozpatrywanym przedziale czasu, to pobiera stosunkowo niedużą moc. Rozwijając postawioną tezę można by dojść do wniosku, że również i średnia wartość mocy rozpraszanej w układzie będzie mniejsza. Niestety

Rys. 2. Źródła statycznej mocy strat (P_{STATIC})

zagadnienie jest bardziej złożone, gdyż występujące bramki różnią się oraz obciążają siebie nawzajem. Czynniki te powodują, że przełączenie każdej z bramek to inna porcja energii pobrana ze źródła zasilania.

Symulacja funkcjonalna wykorzystana do wyznaczenia liczby przełączeń jest jednak bardzo atrakcyjna ze względu na małe nakłady obliczeniowe, nawet w przypadku analizy rozbudowanych sieci logicznych. Wykorzystanie liczby przełączeń bramki logicznej do oszacowania wartości mocy przez nią pobranej, wymaga konstrukcji specjalnego energetycznego modelu bramki. Musi on zawierać relacje między liczbą przełączeń, częstotliwością pracy bramki, wartością prądu obciążenia bramki oraz wielkością napięcia zasilającego.

Przeanalizujmy w jaki sposób można wyznaczyć wartość mocy pobieranej przez bramkę mając daną jej liczbę przełączeń. Rozpatrzmy dowolny układ kombinacyjny – rys. 3.

Rys. 3. Układ cyfrowy o N zmiennych wejściowych i M wyjściach

Wyzn...
funkcji o...
Polega o...
określone...
wejściowe...
narzuca k...
go zmian...
między o...
układu o...
wejściow...

Uwzględ...
następow...
symulacj...

W a...
nych br...
wejściow...
symulacj...
wektora...
stwierdz...
liczbę w...
1 a prze...
skojarzc...

gdzie:
 S_i —
 N_{li} —
 N_{oi} —
 N_g —

2.1. OBLICZENIE LICZBY PRZEŁĄCZEŃ

Wyznaczenie liczby przełączeń bramek sieci logicznej dla zrealizowania zadanej funkcji opiera się na funkcjonalnej symulacji zachowania poszczególnych bramek. Polega ono na wyznaczeniu liczby zmian stanu w każdym węźle sieci (wyjściu określonej bramki logicznej) dla kolejno następujących po sobie sekwencji wektora wejściowego. Przełączenie bramki, interpretowane jako zmiana stanu w węźle sieci, narzuca konieczność dwukrotnej symulacji układu. Najpierw dla wektora poprzedzającego zmianę $V(n-1)$, a później dla wektora następującego $V(n)$. Zmiana stanu węzła między odpowiedzią na wektor $V(n-1)$ i $V(n)$ jest traktowana jako przełączenie. Dla układu o N wejściach (wektor binarny o długości N) liczba możliwych wektorów wejściowych (L) określona jest jako:

$$L = 2^N \quad (2.1)$$

Uwzględniając dodatkowo sekwencję następowania po sobie wektorów (wykluczając następowanie po sobie tych samych wektorów) liczba koniecznych do wykonania symulacji S wynosi:

$$S = 2 \cdot \binom{L}{2} = 2 \cdot \frac{L!}{2! \cdot (L-2)!} = L \cdot (L-1) \quad (2.2)$$

W analizowanym zagadnieniu istotne są różnice stanów na wyjściach poszczególnych bramek (stany w węzłach sieci) między dowolnie zestawianymi wektorami wejściowymi, dlatego istnieje możliwość znacznego ograniczenia całkowitej liczby symulacji. Zestawiając odpowiedzi każdego z węzłów dla wszystkich kombinacji wektora wejściowego $V(n)$ otrzymamy tablicę stanu. Jej dokładna analiza pozwala stwierdzić, iż liczba możliwych w węźle przełączeń, jest jednoznacznie określona przez liczbę wystąpień stanów 1 oraz 0. Jeżeli oznaczymy przez N_{1i} liczbę wystąpień stanu 1 a przez N_{0i} liczbę wystąpień stanu 0 w i -tym węźle sieci logicznej (i -tej bramce skojarzonej z węzłem) to:

$$S_i = 2 \cdot N_{1i} \cdot N_{0i} = 2 \cdot (L - N_{1i}) \cdot N_{1i} \quad (2.3)$$

$$S = \sum_{i=N_g-N}^{N_g} S_i \quad (2.4)$$

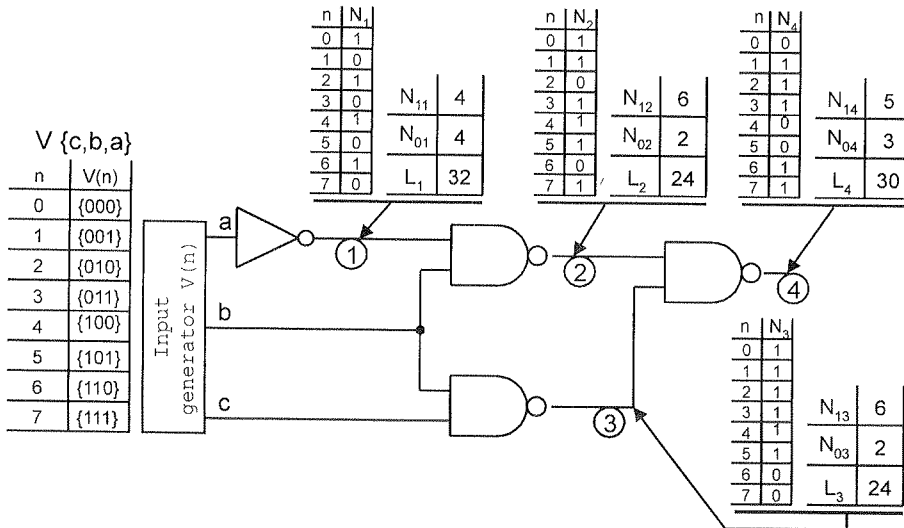
gdzie:

- S_i — liczba przełączeń w i -tym węźle sieci,
- N_{1i} — liczba jedynek w i -tym węźle sieci,
- N_{0i} — liczba zer w i -tym węźle sieci,
- N_g — liczba bramek w sieci logicznej.

Można więc dokonać symulacji układu dla wszystkich kombinacji zmiennych wejściowych, a następnie zestawzić wyniki symulacji dla ich kolejnych sekwencji. Liczba symulacji zostanie ograniczona w tym przypadku do:

$$S = L = 2^N \quad (2.5)$$

Liczby przełączeń bramek dla przykładowego układu scalonego przedstawia rysunek 4.



Rys. 4. Liczby przełączeń dla wybranego przykładu

2.2. ENERGETYCZNY MODEL BRAMKI

O wartości mocy pobieranej przez bramkę CMOS stanowią dwie komponenty:

- statyczny pobór mocy (określany dalej jako P_{STATIC}),
- dynamiczny pobór mocy (określany dalej jako P_{DYNAMIC}).

Układy CMOS posiadają bardzo mały statyczny pobór mocy, który jest głównie efektem prądów upływu [9], [10]. Występuje on w czasie, kiedy wszystkie wejścia znajdują się w tym samym, ustalonym stanie logicznym i obwód nie znajduje się w fazie przeładowywania pojemności pasożytniczych wejścia lub wyjścia. Pobór mocy uwydatnia się podczas przełączania stanu pracy tranzystorów. Ładowanie i rozładowywanie obciążającej wyjście pojemności, dodatkowo zwiększa tą składową.

2.2.1. Statyczny pobór mocy

Praca układu cyfrowego CMOS polega na przewodzeniu i nie przewodzeniu tranzystorów nMOS i pMOS. Nigdy jednak oba nie są włączone jednocześnie z wyjątkiem krótkiego czasu, podczas dynamicznego procesu przełączania bramki (rys. 5) [9].

$V_{\text{OH}} = V_{\text{DD}}$

$V_{\text{OL}} = 0$

Rys.

Tak więc
(dc path)
prądu w
mocy stat
wsteczne
bramki. V
podstawie
Między c
diody pas
jedynie p
będący w

gdzie:

I_s — pra

V — nap

K — sta

q — ład

T — ten

Wielkość

cego ukł

gdzie:

I_{LKGn} —

ennych we-
ncji. Liczba

(2.5)

a rysunek 4.

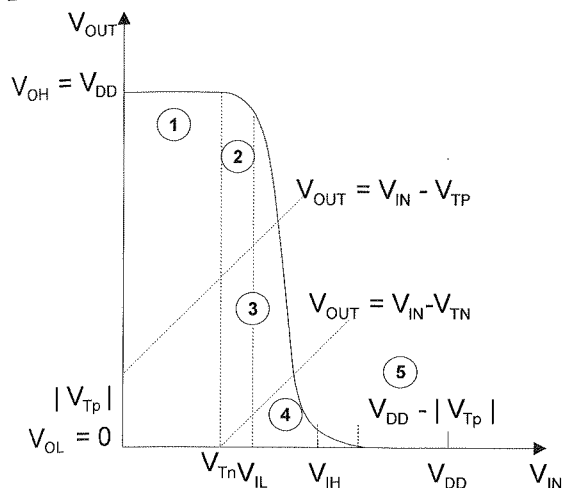
N_{14}	5
N_{04}	3
L_4	30

d_{13}	6
I_{03}	2
-3	24

onenty:

ynie efektem
znajdują się
ie przełado-
wydatnia się
ie obciążają

rzewodzeniu
nie z wyjąt-
(rys. 5) [9].



Rys. 5. Zakresy pracy tranzystorów MOS przy przełączaniu inwertera (powstanie prądu zwarcia)

- V_{OH} — napięcie wyjściowe bramki w stanie wysokim
- V_{OL} — napięcie wyjściowe bramki w stanie niskim
- V_{TP} — napięcie progowe tranzystora pMOS
- V_{TN} — napięcie progowe tranzystora nMOS
- V_{OUT} — napięcie na wyjściu bramki
- V_{IN} — napięcie na wejściu bramki
- V_{IH} — napięcie minimalne stanu wysokiego na wejściu
- V_{IL} — napięcie maksymalne w stanie niskim na wejściu
- V_{DD} — dodatnie napięcie zasilające bramkę

Tak więc nie płynie prąd przez ścieżki zasilające bramkę i nie ma innej ścieżki prądowej (*dc path*) od zasilania V_{DD} do masy GND. Wynikiem tego jest prawie zerowa wartość prądu w stanach ustalonych, co w konsekwencji prowadzi do prawie zerowego poboru mocy statycznej P_{STATIC} . Jednak niewielki statyczny pobór mocy jest powodowany przez wsteczne prądy upływu pomiędzy rejonami dyfuzji, a podłożem w wewnętrznej strukturze bramki. Występowanie wewnętrznych prądów upływu może być prosto wyjaśnione na podstawie modelu opisującego pasożytnicze diody w inwerterze CMOS (rys. 2.) [11]. Między dyfuzją źródła, dyfuzją drenu i dyfuzją studni typu *n*, a podłożem formują się diody pasożytnicze. Polaryzacja tych diod jest wsteczna dlatego mogą płynąć przez nie jedynie prądy upływu. Właśnie one powodują statyczny pobór mocy. Prąd upływu I_{LKG} , będący wstecznym prądem diody jest opisany następującą zależnością [10]:

$$I_{LKG} = I_S (e^{\frac{qV}{kT}} - 1) \quad (2.6)$$

gdzie:

- I_S — prąd nasycenia diody (A),
- V — napięcie na diodzie (V),
- K — stała Boltzmanna ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K),
- q — ładunek elementarny ($1,602 \cdot 10^{-19}$ C),
- T — temperatura (K).

Wielkość traconej mocy jest wynikiem sumy iloczynów prądów upływu i napięcia zasilającego układ. Całkowita moc statyczna P_S jest otrzymywana na podstawie zależności:

$$P_S = \sum_n I_{LKGn} \cdot V_{DD} \quad (2.7)$$

gdzie:

- I_{LKGn} — pojedynczy prąd upływu (A).

Dla większości układów cyfrowych CMOS maksymalną wartość statycznego prądu zasilającego I_{DD} określa przedział $10 \mu A \div 40 \mu A$ [11]. Uwzględnia on całkowitą sumę prądów upływu i inne cechy układu wpływające na wartość prądu w stanie statycznym. Wartość P_s określa zależność:

$$P_s = V_{DD} \cdot I_{DD} \quad (2.8)$$

gdzie:

I_{DD} — prąd w układzie (suma prądów z równania (2.7) i dodatkowych źródeł ΔI_{DD}).

Dodatkowe źródło prądów stałych ΔI_{DD} , powstaje wówczas, gdy poziom napięcia wejściowego nie zmienia się w pełnym zakresie od potencjału V_{DD} do GND. Powoduje to, że tranzystory nie są w pełni wyłączone (obszary 2,3,4 rys. 5.). Wartość płynącego prądu jest wtedy ograniczona rezystancją kanału nie wyłączanego tranzystora.

2.2.2. Dynamiczny pobór mocy

Moc tracona w układzie podczas przełączania (zmiany stanu logicznego) określana jest mianem mocy dynamicznej. Jej wartość jest sumą mocy związanej z procesem przełączania tranzystorów (P_T transient power) tworzących poszczególne bramki oraz mocy pobieranej przez pojemności obciążające ich wyjścia (P_L load power). Pobór mocy P_T przy przełączaniu tranzystorów jest konsekwencją wystąpienia prądu, który płynie tylko wówczas, gdy tranzystory bramki są przełączane z jednego do drugiego poziomu logicznego. Jest to prąd, będący sumą prądu ładowania wewnętrznych pojemności (*switching current*) i prądu zwarcia (*through current*). Ten drugi płynie z V_{DD} do GND, gdy tranzystor pMOS i tranzystor nMOS są na krótko jednocześnie włączone w czasie przejścia do odmiennego poziomu logicznego (obszary 2, 3, 4 — rys. 5). Częstotliwość z jaką jest przełączany układ, czas narastania i opadania sygnału wejściowego, tak samo silnie jak wewnętrzne pojemności bezpośrednio wpływają na czas trwania impulsu prądowego. Dla szybkich sygnałów wejściowych, prąd zwarcia w bramce jest pomijalnie mały w porównaniu z prądem przeładowania wewnętrznych pojemności.

Z tego powodu o wartości dynamicznego prądu zasilającego decydują wewnętrzne pojemności oraz prąd ładowania i rozładowywania pojemności obciążających wyjście bramki. Średnią wartość mocy przy przełączaniu określa zależność [9], [10]:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DD} \cdot i(t) dt \quad (2.9)$$

gdzie:

T — okres sygnału wejściowego

i — suma prądów zwarcia i przełączania (przeładowania pojemności).

Ogólnie

natomiast

to podst

otrzymu

gdzie:

 P_T — C_{INT} — C_{pd} — f_{IN} — C_{pd} —

mocy tr

jak: poj

w czasie

tego jes

na napi

pojemn

 C_{pd} jes

znaczar

wyjście

zasilają

przy za

uzyska

że sygn

dobran

zaniedb

znego prądu
owitą sumę
statycznym.

Ogólnie:

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} \quad (2.10)$$

(2.8)

natomiast ładunek

$$Q(t) = V_{DD} \cdot \sum C_{INT} \quad (2.11)$$

del ΔI_{DD}).
ziom napię-
o do GND.
s. 5.). War-
yłączonego

to podstawiając

$$C_{pd} = \sum C_{INT} \quad (2.12)$$

otrzymujemy:

$$P_T = \frac{1}{T} \cdot C_{pd} \cdot V_{DD}^2 \quad (2.13)$$

$$P_T = f_{IN} \cdot C_{pd} \cdot V_{DD}^2 \quad (2.14)$$

o) określana
z procesem
bramki oraz
wer). Pobór
prądu, który
do drugiego
nych pojem-
nie z V_{DD} do
ie włączone
— rys. 5).
ygnału wej-
pływają na
prąd zwarcia
ewewnętrznych

gdzie:

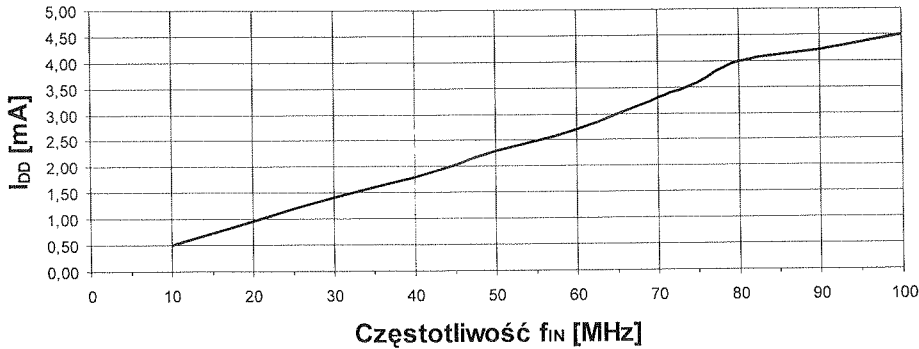
- P_T — moc w czasie przełączanie bramki,
- C_{INT} — wewnętrzne pojemności bramki,
- C_{pd} — ekwiwalent pojemności — (ang. *dynamic power-dissipation capacitance*),
- f_{IN} — częstotliwość.

wewnętrzne
ych wyjście
l:

(2.9)

C_{pd} jest ważnym parametrem, który pozwala na proste wyznaczenie dynamicznej mocy traconej w układzie CMOS. Obejmuje on zarówno wewnętrzne pojemności (takie jak: pojemność bramka – źródło, bramka – dren) jak i efekt prądu zwarcia, występującego w czasie zmiany stanu bramki, kiedy to oba tranzystory na moment przewodzą. Efektem tego jest uproszczony energetyczny model układu CMOS, jako pojemność przeładowywana napięciem V_{DD} w trakcie zmiany poziomu logicznego. Pojemność C_{pd} , nazywana bywa pojemnością ekwiwalentną i jest używana do aproksymacji wartości mocy dynamicznej. C_{pd} jest definiowana również, jako wewnętrzny ekwiwalent pojemności układu, wyznaczany przez pomiar prądu zasilania układu, przy braku pojemności obciążających wyjście [11]. Wyznaczenie C_{pd} polega na pomiarze wartości skutecznej (RMS) prądu I_{DD} zasilającego układ przy nieobciążonych wyjściach. Procedura wyznaczenia C_{pd} przebiega przy założonej częstotliwości sygnału wejściowego (najczęściej 1 MHz), która pozwala na uzyskanie pełnego zakresu przełączania wyjścia od V_{DD} do potencjału GND. Zakładamy, że sygnał ten powinien charakteryzować się 1 ns czasem narastania i opadania. Przy tak dobranej częstotliwości pomiarowej płynący stale prąd upływu jest tak mały, że można go zaniedbać [11]. Wartość pojemności C_{pd} określa zależność:

$$C_{pd} = \frac{I_{DD}}{V_{DD} \cdot f_{IN}} \quad (2.15)$$



Rys. 6. Wartość prądu I_{DD} w funkcji częstotliwości dla układu 74AHC00 [11]

Na rysunku 6 przedstawiono zależność prądu I_{DD} od częstotliwości dla wybranego układu.

Dodatkowa moc pobierana jest przez zewnętrzne pojemności obciążające wyjście układu. Jej wartość zależy od częstotliwości przełączania wyjścia bramki f_0

$$P_L = (C_L \cdot f_0) \cdot V_{DD}^2 \quad (2.16)$$

gdzie:

C_L — pojemność obciążająca wyjście bramki,

f_0 — częstotliwość przełączania wyjścia.

W przypadku pojedynczych bramek $f_{IN} = f_0$. Przedstawiony sposób kalkulacji mocy jest również prawdziwy dla rozbudowanych układów, więc częstotliwość zmian wejścia nie musi odpowiadać częstotliwości wyjściowej. Wartość mocy przeładowywania pojemności obciążających można wyznaczyć sumując:

$$P_L = \sum_{i=1}^M (C_{Li} \cdot f_{Oi}) \cdot V_{DD}^2 \quad (2.17)$$

gdzie:

f_{Oi} — wszystkie różne częstotliwości w każdym z wyjść, numerowanych od 1 do M ,

C_{Li} — wszystkie różne pojemności obciążające w każdym z wyjść numerowanych od 1 do M .

Moc rozpraszana w stanach dynamicznych jest zatem określona równaniem:

$$P_{DYNAMIC} = P_T + P_L \quad (2.18)$$

$$P_{DYNAMIC} = \left[(C_{pd} \cdot f_{IN}) + \sum_{i=1}^M (C_{Li} \cdot f_{Oi}) \right] \cdot V_{DD}^2 \quad (2.19)$$

Całkowita

Energetyc

• ekwiwa

• obciąża

2.3. STR

Warto
można op

gdzie:

$i_{MOS}(t)$ —

T_{SYM} —

Zakładają

i wynosi

W co
numerycz
bliskiej o
czasu. G
wartości
na to, aby
uniknięci
— transi
wejściow

Główn
jedynie w
wielkośc
symulacji

Całkowita moc pobierana przez układ jest sumą mocy statycznej i dynamicznej.

$$P_{TOT} = P_{STATIC} + P_{DYNAMIC} \quad (2.20)$$

Energetyczny model bramki można więc zbudować przy pomocy pojemności:

- ekwiwalentnej C_{pd} ,
- obciążającej C .

2.3. STRATY MOCY W BRAMCE CMOS — SYMULACJA PRZY POMOCY PROGRAMU PSPICE

Wartość średnią mocy, potrzebną do zmiany stanu na wyjściu bramki CMOS, można opisać zależnością:

$$P = \frac{1}{T_{SYM}} \int_0^{T_{SYM}} u_{DD}(t) i_{MOS}(t) dt \quad (2.21)$$

gdzie:

(2.16) $i_{MOS}(t)$ — prąd pobierany przez bramkę w czasie przełączania,
 T_{SYM} — czas symulacji, będący wielokrotnością okresu zegara T .

Zakładając, że napięcie $u_{DD}(t)$ jest stałe w czasie zmiany stanu na wyjściu bramki i wynosi U_{DD} , można zapisać:

$$P = U_{DD} \frac{1}{T_{SYM}} \int_0^{T_{SYM}} i_{MOS}(t) dt \quad (2.22)$$

W celu wyznaczenia całki prądu zasilającego bramkę korzystamy z całkowania numerycznego w programie PROBE. Poprawność całkowania numerycznego wymaga bliskiej odległości między punktami, opisującymi wartość prądu wyjściowego w funkcji czasu. Gdy są one za duże może się zdarzyć, iż program pominie niektóre impulsowe wartości prądu, które powstają w fazie przełączania bramki. Trzeba też zwrócić uwagę na to, aby wyjściowe sygnały sterujące posiadały określoną szybkość narastania. W celu uniknięcia błędów przy całkowaniu, krok analizy stanów przejściowych (TRAN — *transient*) musi być mniejszy od czasu narastania lub opadania zboczy sygnałów wyjściowych.

2.4. ALGORYTM WYZNACZANIA ŚREDNIEJ MOCY STRAT

Główna część mocy w bramce, wykonanej w technologii CMOS, jest wydzielana jedynie w chwili jej przełączenia. Średnią wartość mocy można oszacować na podstawie wielkości energii obliczonej w czasie symulacji i odnieść ją do całkowitego czasu symulacji.

$$P = \frac{1}{T_{SYM}} \cdot \int_0^{T_{SYM}} p(t) dt \quad (2.22)$$

Bazując na spostrzeżeniu, że skoro energia jest pobierana tylko w chwili przełączania bramki to można ją skwantować i wyznaczyć jej wartość w przedziale czasu $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$.

Oczywiście wprowadzamy tu pewne uproszczenie, gdyż jak pokazują wyniki badań symulacyjnych, wartość energii nie jest wielkością stałą, lecz oscyluje wokół wartości średniej. Wynika to z faktu, że model elektryczny bramki po uwzględnieniu dodatkowych elementów pasożytniczych struktury i efektów wyższych rzędów zachodzących w tranzystorze, jest znacznie bardziej skomplikowany. Przeprowadzając wielokrotne symulacje można wyznaczyć średnią wartość mocy. Na podstawie powyższego założenia, całkę we wzorze (2.21) zastępuje się sumą:

$$P_{TOT} = \frac{1}{T_{SYM}} \cdot \sum_{i=1}^{N_E} E(iT) \quad (2.23)$$

gdzie:

N_E — liczba porcji energii pobierana ze źródła w czasie symulacji,

T — okres zegara taktującego.

Ostatecznie można zapisać moc strat

$$P_{TOT} = \frac{1}{N_S \cdot T} \cdot \sum_{i=1}^{N_S} E(iT) = \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} P(iT) \quad (2.24)$$

gdzie:

N_S — liczba okresów symulacji.

Jeżeli uwzględnimy, że energia jest tracona głównie, gdy następuje zmiana stanu na wyjściu układu cyfrowego, to wartość $P(nT)$ zależy od tego czy bramka została przełączona, czy też nie. Oznaczając przez p_{kwant} średnią wartość mocy przy pojedynczym przełączeniu otrzymujemy:

$$P(iT) = \begin{cases} p_{kwant}; & \text{dla } i \text{ gdyby bramka zmienia stan} \\ 0; & \text{w innych przypadkach} \end{cases} \quad (2.25)$$

Ostatecznie znając liczbę przełączeń n_{SWITCH} można zapisać:

$$P_{TOT} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{n_{SWITCH}} p_{kwant} = \frac{n_{SWITCH}}{N} \cdot p_{kwant} \quad (2.26)$$

Opierając się na wyprowadzonym uprzednio energetycznym modelu bramki można obliczyć pobór dynamiczny mocy:

W celu
w układzie,
ściowych. N
posiada rów
można zast

gdzie:

P_{AVGi} — w
Opisany spo
przełączeń b
Całkowita r

Do cel
napisany pr
jako dodat
generowan

Model
— pojemn
— pojemn

Pojem
cego bram
postługuje
z klasy do
całkowani

(2.22)

$$P_{TOT} = \frac{n_{SWITCH}}{N} \cdot U_{DD}^2 \cdot \frac{1}{T} \cdot (C_{pd} + C_L) \quad (2.27)$$

przełączania
su $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$
wyniki badań
okół wartości
nieniu dodat-
zachodzących
wielokrotnie
szego założe-

W celu precyzyjnego oszacowania wartości średniej mocy jaka jest wydzielana w układzie, należy uwzględnić w trakcie obliczeń statystykę źródła sygnałów wejściowych. Najprościej to uczynić dla przypadku, gdy każdy z wektorów wejściowych posiada równomierny rozkład prawdopodobieństwa. Wówczas do policzenia n_{SWITCH} można zastosować zależność (2.3), (2.4).

$$P_{AVGi} = \frac{2 \cdot (N_S - N_{0i}) \cdot N_{0i}}{L} \cdot U_{DD}^2 \cdot \frac{1}{T} \cdot (C_{pd} + C_L) \quad (2.28)$$

gdzie:

P_{AVGi} — wartość średnia mocy wydzielanej w i -tej bramce układu cyfrowego.

(2.23)

Opisany sposób obliczania mocy stanowi jądro algorytmu szybkiego wyznaczenia liczby przełączeń bramki logicznej oraz mocy strat w programie MPET.

Całkowita moc strat wydzielana we wszystkich bramkach wynosi:

$$P_{AVG} = \sum_{i=1}^{N_G} P_{AVGi} \quad (2.29)$$

3. IMPLEMENTACJA ALGORYTMU — PROGRAM MPET

(2.24)

Do celów analizy średniej mocy rozpraszanej w układzie cyfrowym CMOS został napisany program MPET (ang. *Mean Power Estimation Tool*). Program można stosować jako dodatkowy element wchodzący w skład programu PSPICE, gdyż akceptuje format generowanej przez niego NetLisy.

iana stanu na
amka została
przez pojedyn-

3.1. MODELOWANIE BRAMEK

Model bramki w programie MPET jest reprezentowany przez dwie pojemności:

(2.25)

- pojemność ekwiwalentną układu C_{pd} ,
- pojemność wejściową C_G .

3.1.1. Pojemność C_{pd}

(2.26)

Pojemność C_{pd} można wyznaczyć przez pomiar skutecznej wartości prądu zasilającego bramkę I_{DD} . Jako klasyczny pomiar obciążony jest błędami. Ponieważ jednak posługujemy się symulatorem elektronicznym, nie są to typowe błędy wynikające z klasy dokładności zastosowanych narzędzi pomiarowych, lecz błędy numerycznego całkowania przebiegu prądu I_{DD} . Ich minimalizacja jest dokonywana przez zmniejszenie

bramki można

kroku analizy dla stanów nieustalonych w programie PSPICE oraz dodatkowo przez zastosowanie statystycznej obróbki otrzymanych wyników. Jeżeli sporządzimy wykres zależności mocy od częstotliwości, to na podstawie zależności (2.14) powinna to być linia prosta. Do wyznaczenia współczynników tej prostej wykorzystuje się regresję liniową. Moc rozpraszana w nieobciążonej bramce może być określona na podstawie pojemności ekwiwalentnej zgodnie z zależnością :

$$P = C_{pd} \cdot U^2 \cdot f \quad (3.1)$$

Jeżeli przez m oznaczmy wyrażenie:

$$m = C_{pd} \cdot U^2 \quad (3.2)$$

to problem dokładnego wyznaczenia C_{pd} sprowadza do się określenia korelacji między mocą a częstotliwością. Sprawdzenia liniowości można dokonać przez analizę funkcji regresji liniowej między dwoma dowolnymi wektorami wejściowymi, które powodują przełączenie bramki. Otrzymana w ten sposób wartość C_{pd} jest jej wartością średnią w rozpatrywanym przedziale częstotliwości.

3.1.2. Pojemność C_G

Wartość pojemności wejściowej jest równa sumie wszystkich pojemności występujących na wyjściu bramki logicznej [9], [10]. Jej wartość można wyznaczyć na podstawie schematu zastępczego bramki z uwzględnieniem pojemności pasożytniczych samych tranzystorów, jak i ścieżek łączących. Jednak analiza nawet prostego inwertera jest uciążliwa, a bardziej skomplikowanych bramek staje się bardzo długotrwała. Dlatego też do wyznaczenia tej pojemności można wykorzystać pomiar stałej czasowej obwodu utworzonego przez źródło zasilania, rezystancję R włączoną szeregowo do wejścia, i pojemność wejściową C_G . Pojemność ta w programie MPET nazywana jest CGS. Napięcie na pojemności, w tak powstałym układzie RC opisuje zależność:

$$U(t) = U_o \cdot (1 - e^{\frac{-t}{RC_o}}) \quad (3.3)$$

Po przekształceniu (3.3), pojemność wejściowa dana jest zależnością:

$$C_G = \frac{-t}{R \cdot \ln\left(\frac{-U(t) + U_o}{U_o}\right)} \quad (3.4)$$

Przykładowe przebiegi na podstawie, których wyznaczono C_G przedstawia rysunek 7.



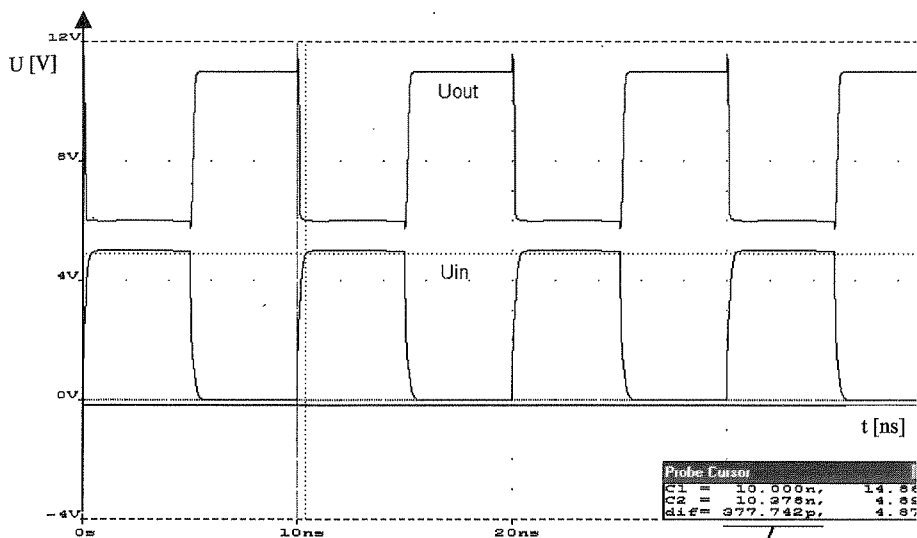
Program
— opis sym.
— biblioteka
Rysunki 8,
mek.

łatkowo przez
dzimy wykres
owinna to być
e się regresję
na podstawie

(3.1)

(3.2)

elacji między
analizę funkcji
óre powodują
ością średnią



Czas ładowania pojemności wejściowej

Rys. 7. Wyznaczenie pojemności C_G

3.2. KONSTRUKCJA DANYCH WEJŚCIOWYCH W PROGRAMIE MPET

Program MPET dokonuje symulacji sieci logicznej w oparciu o dane:

- opis symulowanego układu w postaci netlisty (format PSPICE),
- biblioteka z opisem modeli użytych bramek.

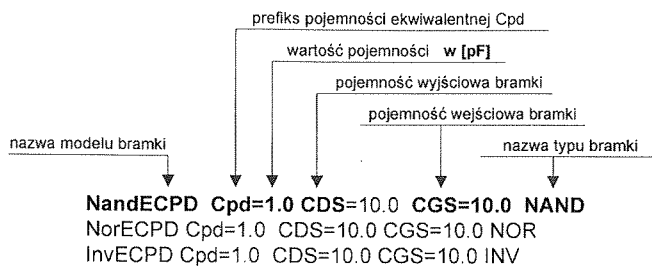
Rysunki 8, 9 przedstawiają przykładową odpowiednio NetListę i opis modeli bramek.

(3.3)

(3.4)

Numer układu	Numer węzła wyjściowego bramki	Nout	Numer węzła wejściowego bramki	Nin1	Numer węzła wejściowego bramki	Nin2	Numer węzła wejściowego bramki	Nin3	Nazwa modelu bramki
U1	4	2	0	0	InvECPD				
U2	5	3	0	0	InvECPD				
U3	7	1	0	0	InvECPD				
U4	8	4	5	1	NandECPD				
U5	9	7	2	3	NandECPD				
U6	10	8	9	0	NandECPD				

Rys. 8. Przykładowa NetLista w programie MPET



Rys. 9. Przykładowy opis modeli bramek w programie MPET

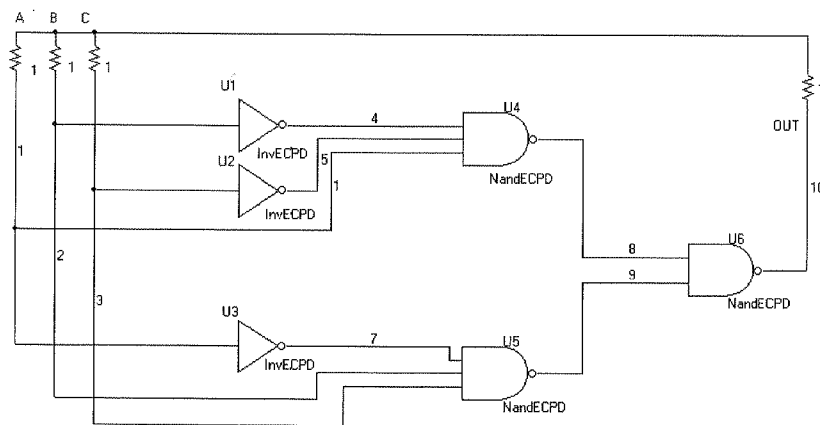
3.3. WYNIKI SYMULACJI

Przedstawiono wyniki symulacji przykładowych układów cyfrowych i spostrzeżenia jakie nasunęły się na podstawie zarejestrowanych wyników.

Przykład 1. Obliczenie mocy pobieranej przez układ logiczny realizujący funkcję $Y_1 = \overline{A}\overline{B}\overline{C} + \overline{A}BC$.

Ze względu na wymogi technologiczne przekształcono powyższą funkcję i zrealizowano ją tylko przy pomocy bramek NAND i INV (rys. 10). Oto otrzymane wyniki symulacji w programie MPET dla częstotliwości 1 MHz:

liczba przełączeń	:148
wartość mocy	:125,3 μ W
największa moc wydzielana jest w U1 i wynosi	:32,1 μ W
najmniejsza moc wydzielana jest w U4 i wynosi	:5,8 μ W

Rys. 10. Schemat realizacji funkcji logicznej Y_1 za pomocą bramek NAND i INV

¹ Symbol rezystora występuje ze względu na poprawność zapisu obwodu w programie Schematic pakietu Microsim PSIPCE.

W inw
wejścia kol
wydziela się
jest nieobci
i U5. Jest to
24 razy) po
o większej l
Jest to zwi
wyjścia zale
ści C_{pd} i C
całki prądu
w bramce p

Zestaw

Nazwa modelu
InvECPD
NandECPD
Nand3ECPD
NorECPD

Rys.

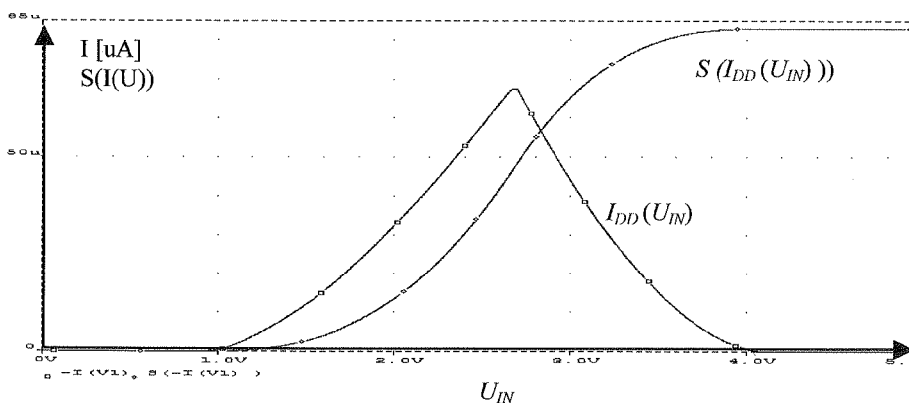
Przykład 2
różnych b
NOR i IN

W inwerterach, których liczba przełączeń jest największa i są obciążone przez wejścia kolejnych bramek wydzielana moc jest największa (w trzech inwerterach wydziela się aż 76% całej mocy rozpraszanej w układzie). W bramce NAND U6, która jest nieobciążona¹ wydziela się więcej mocy niż w obciążonych bramkach NAND U4 i U5. Jest to wynikiem rzadszego przełączania bramek U4 i U5 (14 razy podczas gdy U6 24 razy) posiadających dodatkowo mniejszą pojemność C_{pd} . Bramki tego samego typu, o większej liczbie wejść pobierają statystycznie mniejszą moc w stanach dynamicznych. Jest to związane z realizacją funkcji logicznej wielu zmiennych, w której zmiana wyjścia zależy od stanu kilku zmiennych wejściowych. Tablica 1 przedstawia pojemności C_{pd} i C_G dla wybranych funkcji logicznych. Należy zwrócić uwagę na powiązanie całki prądu zwarcia z wartością C_{pd} . Wykresy z rys. 11 przedstawia prąd zwarcia w bramce podczas przełączenia oraz całkę tego prądu.

Tabela 1

Zestawienie parametrów przykładowych bramek testowanych przez programy PSPICE i MPET

Nazwa modelu	Funkcja logiczna	$I_{DD} \max$	$\int I_{DD}(U_{we})dU_{we}$	C_{pd}	C_G
		μA	μW	pF	PF
InvECPD	$Y = \overline{A}$	95	120	0,31084	0,00967
NandECPD	$Y = \overline{AB}$	67	85	0,229	0,039
Nand3ECPD	$Y = \overline{ABC}$	81	82	0,166	0,047
NorECPD	$Y = \overline{A+B}$	66	80	0,3116	0,036

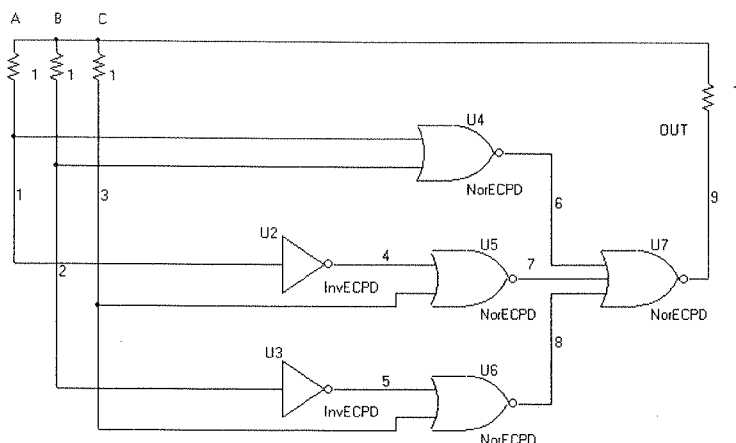


Rys. 11. Wartość prądu przełączenia bramki w funkcji napięcia wejściowego i całka tego prądu

Przykład 2. W celu porównania realizacji tych samych funkcji logicznych przy pomocy różnych bramek logicznych, funkcję z przykładu 1 zrealizowano przy użyciu bramek NOR i INV

Otrzymane wyniki dla częstotliwości 1 MHz :

liczba przełączeń	:166
wartość mocy	:168,4 μW
moc największa wydzielana jest w U2 i wynosi	:32,1 μW
moc najmniejsza wydzielana jest w U7 i wynosi	:26,1 μW



Rys. 12. Realizacja funkcji logicznej z przykładu 1 przy pomocy bramek NOR i INV

Można zauważyć, że chociaż w obu przypadkach realizacji tej samej funkcji logicznej (rys. 10 i rys. 12), użyto tej samej liczby bramek to układ z rys. 10 pobiera mniejszą moc. Mniejsza jest również sumaryczna liczba przełączeń w tym układzie. Wynik symulacji prowadzi do spostrzeżenia, że statystycznie ze wzrostem liczby wejść bramki zmniejsza się jej pobór mocy.

3.4. PORÓWNANIE WYNIKÓW SYMULACJI PSPICE I MPET

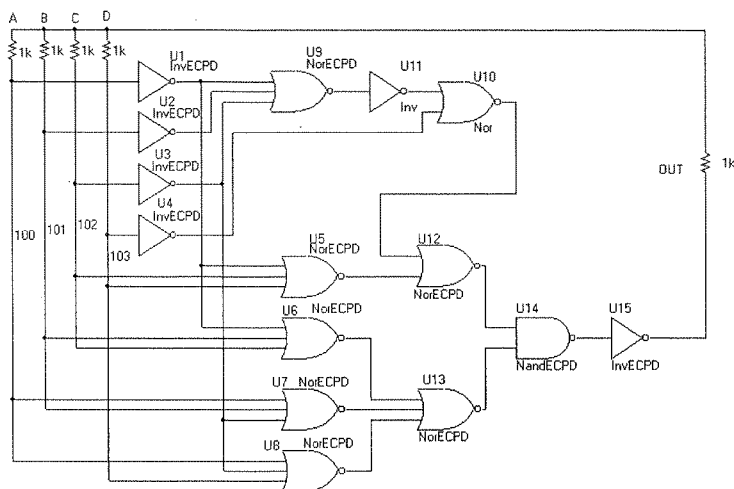
Aby porównać wyniki przeprowadzono symulację układu z rys. 13 przy użyciu programu PSPICE. Wzięto pod uwagę kolejne zmienne wejściowe w czasie 8 μs . Symulacja wykonana za pomocą programu PSPICE tego prostego układu na komputerze Pentium 100 MHz trwa ponad godzinę, natomiast w programie MPET zajmuje kilka sekund. Otrzymano przy tym prawie jednakowe wyniki. Średnia wartość mocy dla sygnału zegarowego 0,1 MHz wyznaczona w PSPICE wynosi 12,75 μW , a w programie MPET 12,5 μW . Dla częstotliwości 1 MHz wyniki symulacji mocy przy użyciu PSPICE :128 μW , MPET :125,3 μW .

W pracy
na podstaw
jakości mod
Przydatny je
ści C_{pd} oraz
waniu syste
inwerterów

Zapropon
programu P
VLSI. Prog
dokładność
zastosowani
symulacji o
projektowan

Podziękowa
Praca b

I. A. J. Bh
power meth
(VLSI) Sys



Rys. 13. Realizacja funkcji dla porównania PSPICE i MPET

4. WNIOSKI

W pracy pokazano że, istnieje możliwość oceny strat mocy w systemie cyfrowym na podstawie analizy funkcjonowania układu. Dokładność oceny tych strat zależy od jakości modelu energetycznego bramki, oraz modelu statystycznego wektora wejść. Przydatny jest prosty energetyczny model bramki CMOS, oparty na obliczaniu pojemności C_{pd} oraz pojemności obciążających. Wyniki symulacji pokazują, że przy projektowaniu systemów cyfrowych o zmniejszonym poborze mocy należy unikać stosowania inwerterów oraz stosować bramki wielowejściowe.

Zaproponowany program MPET może być traktowany jako dodatkowy segment programu PSPICE do analizy strat energetycznych występujących w układach CMOS VLSI. Program przetestowano na licznych przykładach. Należy stwierdzić, że jego dokładność obliczeń jest podobna do dokładności obliczeń uzyskanych za pomocą zastosowania programu PSPICE. Zasadnicza korzyść polega na zredukowaniu czasu symulacji o trzy rzędy wielkości. Przedstawione narzędzie może być przydatne przy projektowaniu układów cyfrowych w szczególności układów typu „low power”.

Podziękowanie

Praca była finansowana z grantu Komitetu Badań Naukowych nr 8T11B 08817.

5. BIBLIOGRAFIA

1. A.J. Bhavnagarwala, B.L. Austin, K.A. Bowman, J.D. Meindl: *A Minimum total power methodology for projecting limits on CMOS GSI*. IEEE Transaction on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, June 2000, vol. 8, no 3, pp. 235–251

2. P. Dziurdzia, P. Bratek, I. Brzozowski, A. Kos: *ASIC for active heat sinks control – design & testing*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences, 1999, vol. 47, no 3, pp. 301–308
3. P. Dziurdzia, A. Kos: *High efficiency active cooling system*. Proceeding of the Sixteenth IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium, SEMI-THERM 2000, San Jose, California, USA, March 21–23, 2000, pp. 19–26
4. P. Dziurdzia, A. Kos: *Electro-thermal simulations of power feedback in active cooling of microstructures*. Proceeding of the 6th THERMIC Conference, Budapest, Hungary, 24–27 September 2000, pp. 97–100
5. I. Brzozowski, A. Kos: *Minimisation of power consumption in digital integrated circuit by reducing of switching activity*. Proceeding: 25th Euromicro Conference, Mediolan, Italy 1999, pp. 376–380
6. I. Brzozowski, A. Kos: *Energy consumption minimisation with new synthesis method*. Proceeding of the IEEE International Conference on Electronic Circuits & Systems, Kaslik, Lebanon, December 17–20, 2000, pp. 605–608
7. Q. Wang, S. Vrydhula, G. Yeap, S. Ganguly: *Power reduction and power – delay trade-offs using logic transformations*. ACM Transaction Design Automation of Electronic System, vol. 4, no 1, January 1999
8. J. Kołodziej, A. Kos: *Estimation of average power dissipation in CMOS circuit*. Proc. of the ICSES 2000, Ustroń, Poland, November 2000, pp. 421–426
9. N.H. Weste, K. Eshraghain: *Principles of CMOS VLSI design. A systems perspective*. New York, Addison Wesley Publishing Company, 1993
10. R.L. Geiger, P.E. Allen, N.R. Strader: *VLSI design techniques for analog and digital circuits*. New York, Mc Graw-Hill Publishing Company, 1990
11. A. Sarwar: *CMOS power consumption and C_{pd} calculation*. Proceeding: Design Considerations for Logic Products, USA, Texas Instruments Publisher, 1997

J. KOŁODZIEJ, A. KOS

ESTIMATION OF ENERGY LOSSES IN CMOS DIGITAL CIRCUITS

Summary

The paper presents an analysis of losses of energy in digital VLSI CMOS circuits. The algorithm for the losses estimation is proposed. On the base of the algorithm the MPET program is created. The program is able to be included as a module to PSPICE package. Some examples and conclusions coming from analysis of a number of digital circuits are presented. The software may be useful for energy losses estimation in digital VLSI circuits, especially in Low-Power design.

Keywords: digital CMOS circuits, estimation of power losses, static losses, dynamic losses, MPET program, low-power design

Opis i metodyka oceny właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych dwuprzewodowych torów pomiarowych temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich

BOLESŁAW DUDOJĆ, JANUSZ MINDYKOWSKI

Wydział Elektryczny, Wyższa Szkoła Morska w Gdyni
81-080 Gdynia, ul. Morska 83
boldu@wsm.gdynia.pl, janmind@wsm.gdynia.pl

Otrzymano 2000.12.28
Autoryzowano 2001.04.17

W artykule krótko opisano strukturę i elementy dwuprzewodowych torów pomiarowych temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich oraz omówiono metodykę oceny ich właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych. Przedstawiony artykuł jest komplementarnym dopełnieniem pracy tych samych autorów p.t. Błędy dodatkowe i ich detekcja w pomiarach temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich, zgłoszonej do opublikowania w „Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji”.

W opisie rozważanego toru pomiarowego uwzględniono czujnik platynowy Pt-100, przetwornik R/I, obciążenie składające się z bariery Zenera, członów wyjściowych i przewodów łączących a także źródło napięcia zasilania. Podano główne zależności analityczne dotyczące wspomnianych elementów oraz sformułowano warunki określające poprawne ich funkcjonowanie. W części dotyczącej właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych rozważanego toru zdefiniowano i omówiono pojęcia dopuszczalnego obszaru pracy oraz dopuszczalnej diagnostycznej przestrzeni pracy dla układów w wersji podstawowej i iskrobezpiecznej.

Dokonano przeglądu dotychczas stosowanych metod sprawdzania torów pomiarowych temperatury, a także zaproponowano nowe procedury do realizacji tego zamierzenia. Wyróżniono i szczegółowo opisano założenia, sprecyzowano warunki oraz sposoby technicznej realizacji procedur sprawdzania uwierzytelniającego i sprawdzania w warunkach eksploatacyjnych dla omawianych układów. Podano stosowne algorytmy i układy testujące, opisano właściwe procedury oraz przytoczono przykładowe wyniki badań weryfikacyjnych, potwierdzające przydatność proponowanej metodyki do diagnostyki torów pomiarowych temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich.

Słowa kluczowe: metrologia eksploatacyjna, diagnostyka, iskrobezpieczeństwo, standard 4–20 mA

1. WPROWADZENIE

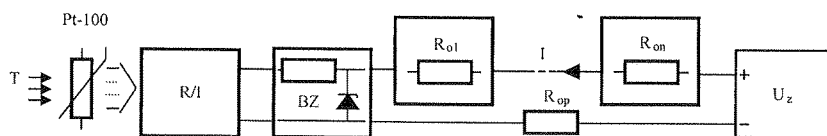
Do pomiaru temperatury w instalacjach przemysłowych często stosowane są czujniki termorezystancyjne Pt-100 współpracujące z przetwornikiem pomiarowym R/I w dwuprzewodowych torach pomiarowych z wykorzystaniem standardu prądowego 4–20 mA.

W celu zminimalizowania wpływu przewodów łączących na wyniki pomiaru zaleca się stosowanie możliwie krótkich połączeń czujnik–przetwornik oraz wybór właściwego standardu transmisji sygnałów pomiarowych. Do przesyłania informacji o mierzonej temperaturze z przetwornika do układu ekspozycji wyniku wykorzystuje się różne standardy napięciowe (np. 0–10 V, 0–5 V) i prądowe (np. 0–20 mA, 4–20 mA) [39]. Przewody łączące przetwornik z układem ekspozycji wyniku, nie tylko przesyłają informację o wartości wielkości mierzonej na duże odległości, ale muszą również zapewnić zasilanie przetwornika. W praktyce wyróżnia się połączenia trójprzewodowe, które stosuje się do realizacji dowolnego standardu, jak również dwuprzewodowe, które mogą być zrealizowane jedynie w standardzie prądowym 4–20 mA [3]. Właśnie ostatnia z wymienionych opcji, dwuprzewodowy standard prądowy 4–20 mA, z uwagi na liczne zalety (odporność na zakłócenia elektromagnetyczne, niskie koszty realizacji technicznej, łatwość wykonania układu w wersji iskrobezpiecznej) znalazła powszechne zastosowanie w przemyśle okrętowym.

2. OPIS DWUPRZEWODOWEGO TORU POMIAROWEGO TEMPERATURY DO ZASTOSOWAŃ W OBSZARACH ZAGROŻONYCH WYBUCHEM

Schemat funkcjonalny takiego toru pomiarowego temperatury, ilustrujący jego najistotniejsze elementy, przedstawiono na rys. 1. Temperatura wpływa na wartość rezystancji czujnika termorezystancyjnego Pt-100 podłączonego do przetwornika dwu-, trój-, bądź czteroprzewodowo. Zmiany rezystancji termorezystora przetwarzane są w przetworniku R/I na odpowiednie wartości prądu z zakresu 4–20 mA. Wyjście prądowe przetwornika zapewnia możliwość transmisji sygnału na duże odległości, przy jednoczesnym ograniczeniu wpływu zakłóceń elektromagnetycznych.

Zastosowanie bariery Zenera BZ umożliwia spełnienie kryteriów iskrobezpieczeństwa toru pomiarowego. Wypadkowa szeregowo rezystancja pętli prądowej będąca rezystancją obciążenia R_o jest sumą rezystancji bariery Zenera, układów indykacji R_{oi} lub innych urządzeń odbiorczych R_{on} i szeregowo rezystancje połączeń R_{op} . Tor pomiarowy zasilany jest ze źródła napięciowego U_z .



Rys. 1. Funkcjonalny schemat blokowy toru pomiarowego temperatury w dwuprzewodowym standardzie prądowym 4–20 mA

2.1. CZUJNIK PLATYNOWY Pt-100 PRZEMYSŁOWYCH TERMOMETRÓW REZYSTANCYJNYCH

Podstawowe równanie opisujące charakterystykę statyczną czujnika termo-rezystancyjnego zwane równaniem Callendara-Van Dussena przedstawia następująca zależność [30]

$$R_T = R_o + R_o \alpha [T - \delta(0,01 \cdot T - 1) - \beta(0,01 \cdot T - 1)(0,01 \cdot T)^3] \quad (1)$$

przy czym $\beta = 0$ dla $T < 0^\circ\text{C}$, gdzie współczynniki α , β , δ wyznaczone są w oparciu o pomiary eksperymentalne. Charakterystykę termorezystora platynowego można również opisać za pomocą innych wyrażań [1] [2] [21] [22] [23], natomiast według normalizacji europejskiej przyjęto zapis równoważny zależności (1) w następującej postaci

$$R_T = R_o [1 + A \cdot T + B \cdot T^2 + C \cdot (T - 100^\circ\text{C}) \cdot T^3], \quad C = 0, \text{ dla } T < 0^\circ\text{C}, \quad (2)$$

gdzie wartości odpowiednich współczynników zgodnie z normą [40] są równe:

$$A = 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}, \quad B = -5,775 \cdot 10^{-7} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}, \quad C = -4,183 \cdot 10^{-12} \text{ }^\circ\text{C}^{-4}, \quad R_o = 100 \text{ } \Omega.$$

Wzajemne relacje pomiędzy tymi współczynnikami przedstawiają poniższe wzory:

$$\alpha = A + 100B \quad (3)$$

$$\beta = -10^8 \cdot C/A + 100B \quad (4)$$

$$\delta = -10^4 \cdot B/A + 100B \quad (5)$$

Wyrażenia (1) i (2) opisują charakterystykę nominalną. Charakterystyki rzeczywistych platynowych termometrów termorezystancyjnych mogą różnić się od charakterystyki nominalnej o wartości ściśle zdefiniowane w zależności od ich klasy dokładności. Polska norma dopuszcza wykonanie rezystorów platynowych w dwóch klasach dokładności, A i B [40].

Powtarzalność charakterystyk statycznych termometrów rezystancyjnych zdeteminowana jest głównie:

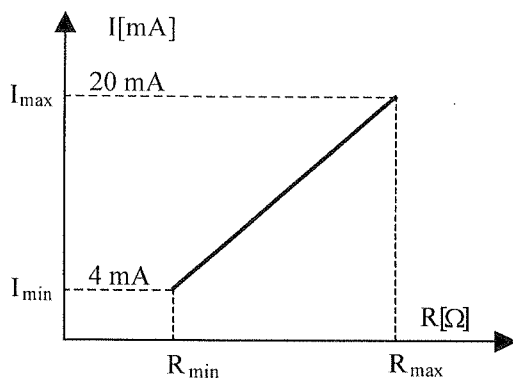
- czystością platyny,
- dokładnością wykonania,
- występowaniem procesów starzeniowych oraz naprężeń [18].

2.2. PRZETWORNIK POMIAROWY R/I

Zadaniem przetwornika pomiarowego jest przetwarzanie zmian rezystancji czujnika termorezystancyjnego na sygnał stałoprądowy w przedziale od 4 do 20 mA, odpowiednio do żadanego zakresu zmian temperatury. Dla niewielkich zakresów pomiarowych

zakłada się liniową zależność pomiędzy zmianami rezystancji czujnika a sygnałem wyjściowym przetwornika [28]. Przykładowa charakterystyka statyczna takiego przetwornika przedstawiona jest na rys. 2. Liniowe przybliżenie charakterystyki statycznej można przedstawić jako:

$$I(R) = \left(\frac{I(R_{\max}) - I(R_{\min})}{R_{\max} - R_{\min}} \right) \cdot (R - R_{\min}) + I(R_{\min}) \quad (6)$$



Rys. 2. Przykładowa liniowa charakterystyka statyczna przetwornika R/I

Dla większych zakresów pomiaru temperatury dodatkowym zadaniem przetwornika jest korekcja nieliniowej charakterystyki statycznej czujnika. Wówczas możemy mówić o liniowej charakterystyce zespołu przetwornika wraz z podłączonym czujnikiem $I(T)$:

$$I(T) = \left(\frac{I(T_2) - I(T_1)}{T_2 - T_1} \right) \cdot (T - T_1) + I(T_1). \quad (7)$$

Niepewności pomiarowe przetwornika wiążą się zazwyczaj z właściwościami statycznymi i odnoszą się do liniowości przetwarzania, stabilności w czasie i odporności na czynniki zewnętrzne, takie jak temperatura, ciśnienie, wilgotność, wibracje. Wynikają one także z modyfikacji układowych związanych z możliwością zastosowania przetwornika w obszarach zagrożonych wybuchem, tj. konieczności wykorzystania np. barier Zenera. Należy podkreślić, że właściwość iskrobezpieczeństwa jest weryfikowana w oddzielnym badaniu dla danego typu przetwornika przez odpowiednio uprawnione laboratoria i potwierdzana wydawaniem stosownych atestów [17] [38]. Natomiast dla rozważanych przetworników nie podaje się parametrów dynamicznych z uwagi na relatywnie dużą szybkość ich działania w stosunku do niewielkiej szybkości zmian mierzonej temperatury wynikającej z inercji obiektu. Są one zazwyczaj członami skompensowanymi częstotliwościowo, wg założeń przyjętych przez producentów przetworników.

Obciążenie
zaciskami
wersji to
wewnętrz
dzień roz
tancje w
wych mi
W ob
obciążen
wartość j
dopuszcz

War
wego po
układu s
dować za
wybucho
izolacyj
W przyp
cji. Bari
dywidua
ogranicz
jedno- i
różnych
na rys. 3

Niez
wyjściow
zastępcz
składowy
nych bar
z dzieln
konieczn
waniczn
w sytuac
może wp
Zenera.

War
równym

sygnałem
iego prze-
statycznej

2.3. OBCIĄŻENIE TORU POMIAROWEGO

(6)

Obciążeniem toru pomiarowego jest wypadkowa rezystancja widziana między zaciskami wyjściowymi przetwornika, a źródłem napięcia zasilania. W podstawowej wersji toru pomiarowego jest to suma rezystancji przewodów łączących i rezystancji wewnętrznej miliamperomierza, która zwykle nie przekracza kilkunastu omów. W bardziej rozbudowanych torach pomiarowych dodatkowym obciążeniem mogą być rezystancje wewnętrzne układów progowych, przetworników A/C , rejestratorów, dodatkowych miliamperomierzy, barier Zenera [12] [17] [30] [35].

W obszarach nie zagrożonych wybuchem dopuszczalna wypadkowa rezystancja obciążenia jest jedynym ograniczeniem w dodatkowym dołączaniu odbiorników, a jej wartość jest funkcją zarówno napięcia zasilania toru pomiarowego, jak i minimalnego dopuszczalnego napięcia zasilania przetwornika [20] [29] [30] [35] [36].

2.3.1. Bariery Zenera

przetwor-
as możemy
ym czujni-

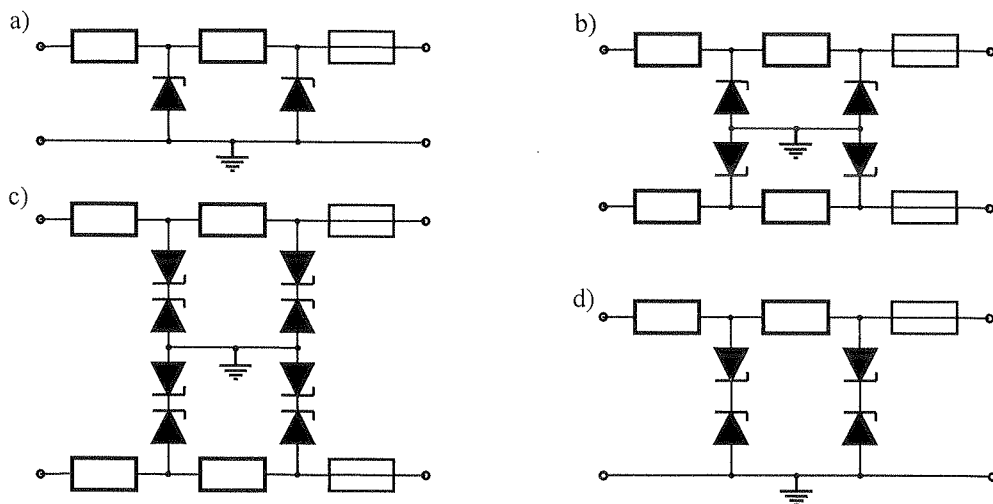
(7)

Warunkiem koniecznym spełnienia warunków iskrobezpieczeństwa toru pomiarowego poza zastosowaniem odpowiedniego przetwornika jest wykorzystanie specjalnego układu separującego, uniemożliwiającego przepływ energii elektrycznej mogącej spowodować zapłon mieszaniny wybuchowej z obszaru bezpiecznego do obszaru zagrożonego wybuchem. Zadanie to realizuje się poprzez włączanie w tor pomiarowy bariery izolacyjnej (separacja galwaniczna), bądź bariery Zenera [17] [33] [34] [35] [37]. W przypadkach indywidualnych taką rolę może spełniać zasilacz o specjalnej konstrukcji. Bariera izolacyjna w analizie zawsze może być sprowadzona do układu z indywidualnym zasilaczem. Natomiast bariera Zenera wprowadza w tor pomiarowy pewne ograniczenia. Istnieje wiele typów barier Zenera, jedno- i dwukierunkowych, w wersjach jedno- i dwuprzewodowych czy też w układach gwiazdowych, w wykonaniach dla różnych parametrów toru pomiarowego. Przykładowe rozwiązania barier Zenera podano na rys. 3. [20] [25] [37].

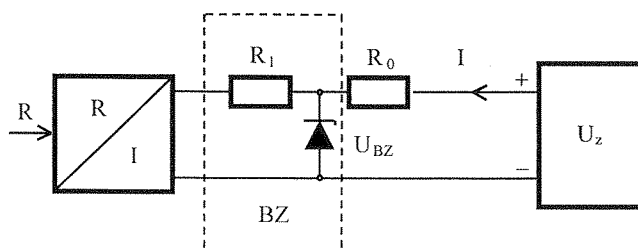
ciami staty-
porności na
cje. Wyni-
astosowania
zystania np.
ryfikowana
uprawnione
otomiast dla
z uwagi na
kości zmian
j członami
entów prze-

Niezależnie od stopnia złożoności bariery Zenera, z punktu widzenia sygnału wyjściowego przetwornika, barierę można w analizie sprowadzić do prostego połączenia zastępczej diody Zenera i rezystora o wartości równej sumie odpowiednich rezystancji składowych wraz z rezystancjami bezpieczników. Analiza większości układów stosowanych barier Zenera oparta jest na wykorzystaniu schematu zastępczego składającego się z dzielnika rezystancyjnego obciążonego diodą Zenera. Wadą bariery Zenera jest konieczność jej uziemienia, a zatem wykluczona jest możliwość odseparowania galwanicznego sygnałów. Natomiast zaletą jest duża dynamika pracy, szczególnie istotna w sytuacjach związanych z procesami szybkozmiennymi. Niepewność pomiaru jaką może wprowadzić bariera Zenera związana jest jedynie z prądem upływnościowym diod Zenera.

Wartość tego prądu nie powinna przekraczać $I_{BZ} = 10 \mu A$ przy napięciu U_{BZ} równym 27 V [35].



Rys. 3. Przykładowe konfiguracje barier Zenera. a) jednokierunkowa jedнопроводовая, b) jednokierunkowa двупроводовая, c) dwukierunkowa двупроводовая, d) dwukierunkowa jedнопроводовая



Rys. 4. Schemat zastępczy bariery Zenera włączanej w przykładowy tor pomiarowy

2.3.2. Człony wyjściowe

Do członów wyjściowych zaliczyć można wszystkie elementy toru pomiarowego, które przetwarzają wartość prądu wyjściowego przetwornika na żadaną wielkość wyjściową. Rozróżnić można wiele rodzajów członów wyjściowych poczynając od prostych miliamperomierzy magnetoelektrycznych do najbardziej złożonych systemów komputerowych. Rezystancje wejściowe tych członów stanowią składniki wypadkowej rezystancji obciążenia.

2.3.3. Przewody łączące

Z uwagi na relatywnie duże rzeczywiste odległości pomiędzy przetwornikiem a źródłem napięcia zasilania, które na statku mogą wynosić do ponad stu metrów, a w instalacjach lądowych mogą być nawet rzędu km, do połączeń wykorzystuje się

przewody ek
niez wymog
wybuchem. V
pojemności
200 pF/m [1
toru pomiara
tość nie moż
pieczęstwa.

Tor pom
indywidualn
grupy torów
wspólnego
automatyki,
wewnętrzna
sterowników
systemów k
bezpośredni

Przykła
stawiono n
pomiaru, k
z zasilacze
jściowych s
wych układ
rys. 5 symb
nienia rezy
T a prądow
ustalonym
liniową pok
W szcz
wykładnicz
strukcyjny
terytyki pr

przewody ekranowane. Stosowanie przewodów ekranowanych uwarunkowane jest również wymogami iskrobezpieczeństwa w torach stosowanych w obszarach zagrożonych wybuchem. W takich przypadkach, w obwodach obciążenia należy również uwzględnić pojemności przewodów łączących, które dla wykonań typowych są zwykle rzędu 200 pF/m [17]. Wypadkowa pojemność przewodów może być ograniczeniem długości toru pomiarowego zastosowanego w obszarach zagrożonych wybuchem, gdyż jej wartość nie może przekroczyć wartości dopuszczalnych dla spełnienia wymogów iskrobezpieczeństwa.

2.4. ŹRÓDŁO NAPIĘCIA ZASILANIA

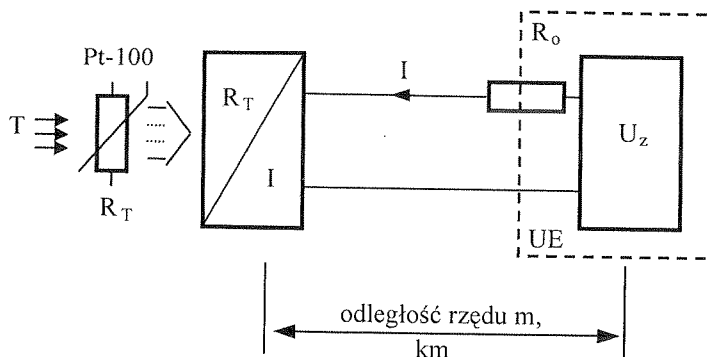
Tor pomiarowy zasilany jest ze źródła napięciowego. W praktyce można wyróżnić indywidualne zasilanie każdego toru pomiarowego z niezależnego zasilacza, zasilanie grupy torów pomiarowych z indywidualnego, niezależnego zasilacza, zasilanie ze wspólnego źródła grupy torów pomiarowych i innych obwodów, w tym układów automatyki, a także zasilanie z wewnętrznych źródeł układów z wbudowaną rezystancją wewnętrzną obciążającą tor pomiarowy. Ostatnia opcja jest charakterystyczna dla sterowników programowalnych, indywidualnych barier izolacyjnych czy też złożonych systemów komputerowych. W tych przypadkach źródło zasilania nie zawsze jest bezpośrednio dostępne z zacisków, do których podłączony jest tor pomiarowy.

3. PODSTAWOWE WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNE I EKSPLOATACYJNE ROZWAŻANEGO TORU

3.1. DOPUSZCZALNY OBSZAR PRACY

Przykład toru pomiarowego zbudowanego w oparciu o standard 4–20 mA przedstawiono na rys. 5. Linia przerywaną wyróżniono układ ekspozycji UE wyników pomiaru, który w najprostszej postaci może być analogowym miliamperomierzem z zasilaczem napięciowym, a w bardziej złożonych systemach sumą rezystancji wyjściowych szeregowo połączonych odbiorników i wspólnego dla wielu torów pomiarowych układu zasilającego. Dodatkowo, wypadkowa rezystancja obciążenia R_o została na rys. 5 symbolicznie podzielona linią przerywaną w celu podkreślenia potrzeby uwzględnienia rezystancji przewodów łączących. Związek pomiędzy temperaturą mierzoną T a prądowym sygnałem wyjściowym z przetwornika pomiarowego R_T/I w stanie ustalonym opisany jest charakterystyką statyczną, której najczęściej spotykaną formę liniową pokazano na rys. 2.

W szczególnych przypadkach, charakterystyka statyczna może być nieliniowa, tj.: wykładnicza, logarytmiczna lub zgodna z wymaganiami wynikającymi z założeń konstrukcyjnych toru pomiarowego np. może wprowadzać korekcję nieliniowości charakterystyki przetwarzania czujnika [30]. Właściwości metrologiczne dwuprzewodowego



Rys. 5. Schemat blokowy dwuprzewodowego toru pomiarowego w standardzie 4–20 mA; gdzie: T — wielkość mierzona, R_T/I — przetwornik pomiarowy termorezystancja/prąd, U_z — źródło napięcia zasilania, R_o — wypadkowa rezystancja obciążenia, UE — układ ekspozycji wyników pomiaru

toru pomiarowego stanowią wypadkową właściwości poszczególnych elementów toru i są charakteryzowane powszechnie znanymi parametrami, m.in. takimi jak: stabilność ich charakterystyk w czasie i w funkcji temperatury. Ocena dokładności pomiaru temperatury z wykorzystaniem rozważanych torów jest zagadnieniem wykraczającym poza przyjęte ramy niniejszego artykułu. Została ona przedstawiona w publikacji [16].

Dwuprzewodowy tor pomiarowy w wykonaniu prądowym 4–20 mA, w stosunku do pozostałych standardów analogowych, (tory prądowe trójprzewodowe, tory napięciowe) wyróżnia się następującymi zaletami [5] [30] [36]:

- dużą odpornością na wpływ zakłóceń elektromagnetycznych, która jest zdeterminowana jakością źródła prądowego na wyjściu przetwornika;
- dwużyłowym połączeniem układu, co w przypadku dużych odległości stanowi znaczną oszczędność w sensie ekonomicznym;
- brakiem rygorystycznych wymagań dotyczących jakości stabilizacji napięcia zasilania toru;
- łatwością konstruowania iskrobezpiecznych torów pomiarowych.

Właściwości takie wynikają z dopuszczalnego obszaru pracy, który łączy na wspólnym wykresie parametry przetwornika (U_{zmin} , U_{zmax}), rezystancji obciążenia R_o i napięcia zasilania U_z dwuprzewodowego toru pomiarowego w standardzie 4–20 mA. Zwykle obszar ten wyznacza się w oparciu o charakterystykę $R_o = f(U_z)$ dla maksymalnej wartości prądu wyjściowego przetwornika $I_{max} = 20$ mA. Dopuszczalny obszar pracy wyznacza płaszczyznę, w której może znajdować się punkt pracy toru pomiarowego $Q = f(U_{zQ}, R_{oQ})$ wyznaczony przez współrzędne, odpowiednio napięcie zasilania U_{zQ} i wypadkową rezystancję obciążenia R_{oQ} toru pomiarowego. Zmiana punktu pracy z powodu zmiany napięcia bądź wypadkowej rezystancji obciążenia w zakresie dopuszczalnego obszaru pracy nie wpływa na wartość prądu wyjściowego przetwornika, który powinien być tylko funkcją wielkości mierzonej. Przykładowy wykres $R_o = f(U_z)$ przedstawiony jest na rys. 6.

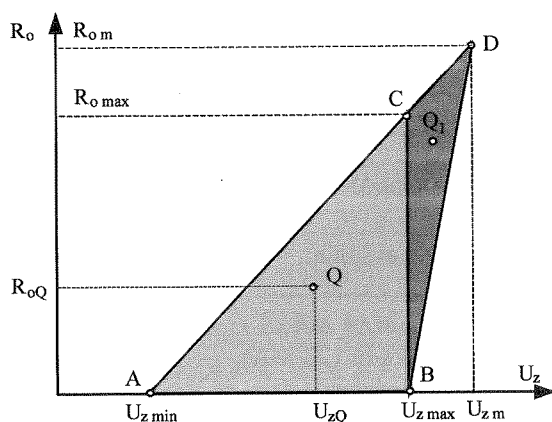
W więk
pracy toru p
trójkąta ABC

gdzie: R_{odop}
przy jego za

Jednakż
szerzyć o tr
odcinków C
odcinek BD
która zapew
przetwornika
pojawi się r
następująca

gdzie: $U_{zQ} \in$

Należy
w praktyce
wyższego o
dla danego
chodzi potr



Rys. 6. Dopuszczalny obszar pracy toru pomiarowego w standardzie 4–20 mA

W większości kart katalogowych przetworników podaje się dopuszczalny obszar pracy toru pomiarowego zbudowanego w oparciu o dany przetwornik ograniczony do trójkąta ABC. Warunek ten można określić analitycznie następującą zależnością:

$$R_{oQ} \leq R_{odp} = \frac{U_{zQ} - U_{zmin}}{I_{max}} \quad (8)$$

gdzie: R_{odp} — maksymalna dopuszczalna rezystancja obciążenia toru pomiarowego przy jego zasilaniu napięciem o wartości U_{zQ} [30] [31] [32] [36].

Jednakże dopuszczalny obszar pracy rozważanego toru pomiarowego można poszerzyć o trójkąt BCD [18]. W tym obszarze występujące ograniczenia odnoszą się do odcinków CD i BD. Odcinek CD leży na prostej określonej równaniem (8). Natomiast odcinek BD odnosi się do wymogu istnienia minimalnej rezystancji obciążenia $R_{o min}$, która zapewnia, że nawet w najbardziej niekorzystnych warunkach, gdy prąd wyjściowy przetwornika osiągnie minimalną wartość $I_{min} = 4 \text{ mA}$, na zaciskach przetwornika nie pojawi się napięcie zasilania większe od dopuszczalnego $U_{z max}$. Warunek ten określa następująca zależność:

$$R_{oQ} \geq R_{o min} = \frac{U_{zQ} - U_{z max}}{I_{min}}, \quad (9)$$

gdzie: $U_{zQ} \in \langle U_{z max}, U_{zm} \rangle$.

Należy jednak zaznaczyć, że obszar ten nie jest powszechnie wykorzystywany w praktyce eksploatacyjnej, z uwagi na konieczność stosowania napięcia zasilania wyższego od wartości podanej w karcie katalogowej, jako maksymalnej dopuszczalnej dla danego przetwornika $U_{z max}$. Natomiast w przypadkach indywidualnych, gdy zachodzi potrzeba rozbudowania toru pomiarowego, np. o kilka dodatkowych odbior-

ników, powyższe rozwiązanie jest nie tylko możliwe do realizacji z technicznego punktu widzenia, ale również może być najbardziej ekonomiczne, pod warunkiem, że pomiar nie będzie dotyczyć obszarów zagrożonych wybuchem.

W oparciu o równania (8) i (9) można wyznaczyć współrzędne poszczególnych punktów charakterystycznych, pokazanych na rys. 6. Współrzędne te są zdeterminowane parametrami przetwornika:

- $U_{z \min}$ — minimalne napięcie zasilania;
- $U_{z \max}$ — maksymalne napięcie zasilania;
- I_{\min} — minimalna wartość prądu (4 mA);
- I_{\max} — maksymalna wartość prądu (20 mA),

i są opisane następującymi zależnościami:

$$\begin{cases} A (U_{z \min}; 0) \\ B (U_{z \max}; 0) \\ C (U_{z \max}; 50 \cdot (U_{z \max} - U_{z \min})) \\ D (1,25 \cdot U_{z \max} - 0,25 \cdot U_{z \min}; 62,5 \cdot (U_{z \max} - U_{z \min})). \end{cases} \quad (10)$$

Wykres przedstawiony na rys. 6 wynika z przyjęcia minimalnej i maksymalnej wartości prądu wyjściowego przetwornika, odpowiednio równych 4 mA i 20 mA. Natomiast z punktu widzenia warunków eksploatacyjnych można rozważać zachowanie się toru pomiarowego [6] [7] [8] [14] dla:

- różnych wartości prądu wyjściowego przetwornika;
- różnych wartości dopuszczalnego napięcia zasilania przetwornika;
- różnych wartości całkowitej rezystancji obciążenia.

Uwzględniając zależność dopuszczalnej rezystancji obciążenia toru pomiarowego od napięcia zasilania, jak również od wartości wielkości mierzonej, można zdefiniować dopuszczalny obszar pracy toru pomiarowego w układzie trójwymiarowym (rys. 7). W wyniku otrzymuje się przestrzeń, którą z uwagi na możliwości i łatwość jej wykorzystania dla potrzeb sprawdzania rozważanego toru, proponuje się nazywać przestrzenią diagnostyczną. Omawiana przestrzeń jest ograniczona od góry powierzchnią $R_o\{U_z, I(T)\}$ i określoną następującą zależnością:

$$R_o\{U_z, I(T)\} = \frac{U_z - U_{z \min}}{I(T)} \quad (11)$$

gdzie: $I(T) \in \langle I_{\min}, I_{\max} \rangle$, $U_z \in \langle U_{z \min}, U_{z \max} \rangle$.

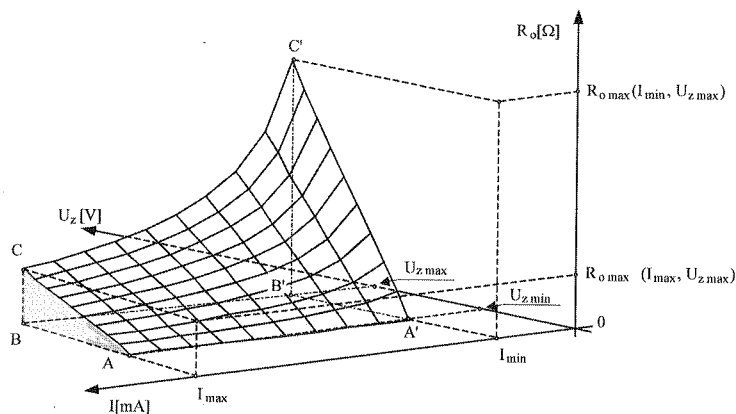
Dopuszczalny teoretyczny obszar pracy w układzie trójwymiarowym wspomnianej przestrzeni diagnostycznej należy rozumieć jako przestrzeń, w której dany prąd wyjściowy przetwornika nie zależy od parametrów toru pomiarowego, takich jak napięcie zasilania i wartość rezystancji obciążenia, i która może być wykorzystana dla celów diagnozowania właściwości metrologicznych omawianego toru. Warto dodać, że rozważana przestrzeń diagnostyczna, może być traktowana jako zbiór płaszczyzn diagnostycznych, odpowiadających różnym wartościom napięcia U_z . Natomiast uwzględniając

dopuszczalną
diagnostyczną
wyznaczoną

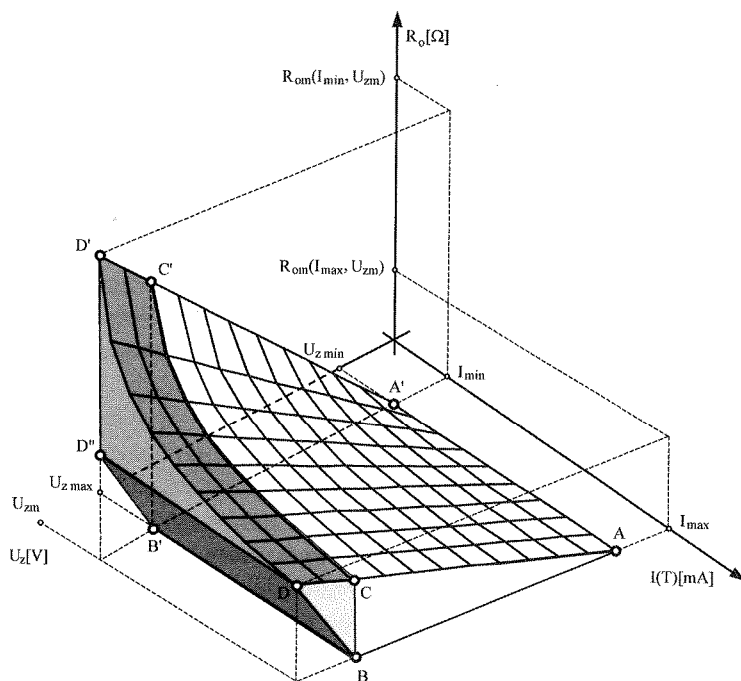
Rys.

Rys. 8
toru pomi

dopuszczalną płaszczyznę pracy poszerzoną o trójkąt BCD (rys. 6) otrzymuje się diagnostyczną przestrzeń powiększoną w stosunku do przypadku z rys. 7 o bryłę wyznaczoną przez wierzchołki BCDB'C'D'D'', przedstawioną na rys. 8.



Rys. 7. Dopuszczalna diagnostyczna przestrzeń pracy dwuprzewodowego prądowego toru pomiarowego 4–20 mA



Rys. 8. Całkowita teoretyczna dopuszczalna diagnostyczna przestrzeń dwuprzewodowego toru pomiarowego 4–20 mA, gdzie odcieniami wyróżniono dodatkową przestrzeń diagnostyczną

Dla lepszego zobrazowania, całkowita diagnostyczna przestrzeń przedstawiona na rys. 8, została obrócona wokół osi R z nieznacznie zmienioną skalą. Dodatkowa przestrzeń diagnostyczna ograniczona jest od góry powierzchnią P_1 , opisaną przez zależność:

$$P_{1(CDC'D'')} = R'_o\{U_z, I(T)\} = \frac{U_z - U_{z\min}}{I(T)}, \quad (12)$$

i od dołu płaszczyzną P_2 :

$$P_{2(DBB'D'')} = R''_o\{U_z, I(T)\} = \frac{U_z - U_{z\max}}{I_{\min}}, \quad (13)$$

gdzie w obu przypadkach przedział zmienności napięcia zasilania U_z i prądu $I(T)$ wynosi odpowiednio: $U_z \in \langle U_{z\max}, U_{zm} \rangle$, $I(T) \in \langle I_{\min}, I_{\max} \rangle$.

Pozostałe ograniczenia wyznaczające rozważaną bryłę są płaszczyznami danymi następującymi wzorami:

$$P_{3(BCD)} = I_{\max} \quad (14)$$

$$P_{4(B'C'D'D'')} = I_{\min} \quad (15)$$

$$P_{5(BB'CC')} = U_{z\max} \quad (16)$$

$$P_{6(DD'D'')} = U_{zm} \quad (17)$$

Podobnie, jak dla dodatkowej dopuszczalnej płaszczyzny pracy na rys. 6 (trójkąt BCD), diagnostyczna przestrzeń określona równaniami od (12) do (17) ma znaczenie poznawcze i raczej teoretyczne, stąd też dalsze rozważania zostaną ograniczone do diagnostycznej przestrzeni rozważanego toru pomiarowego, przedstawionej na rys. 7. Jednakże w szczególnych przypadkach, w których zaprojektowany punkt pracy toru pomiarowego znajdowałby się na płaszczyźnie BCD (rys. 6) przedstawiona diagnostyczna przestrzeń może być wykorzystana bez żadnych ograniczeń.

W warunkach eksploatacyjnych, badanie toru jest ograniczone do płaszczyzny odpowiadającej faktycznemu napięciu zasilania U_{zz} , którego wartość najczęściej wynosi 24 V prądu stałego.

Uzasadnia to rozważenie sprawdzania toru pomiarowego dla jednej wartości napięcia zasilania, w wyniku czego otrzymuje się diagnostyczną płaszczyznę toru pomiarowego, której położenie w diagnostycznej przestrzeni ilustruje rys. 9.

Diagnostyczną płaszczyznę toru pomiarowego przedstawioną graficznie na rys. 9 można podzielić na dwie części [6], opisane na rys. 10 jako $K1$ i $K2$. Obszar $K1$ wyznacza zakres zmienności rezystancji obciążenia, wynikający z wymagań konstrukcyjnych, opowiadający maksymalnej wartości prądu wyjściowego przetwornika. W zale-

żności od
sze od ma
niający do
obszar $K2$
szych od
obciążeni
wykorzyst
z aktualne
Należ
pomiarow
zamienior

wiona na
odatkowa
ną przez

(12)

(13)

T) wynosi

nymi na-

(14)

(15)

(16)

(17)

6 (trójkąt

znaczenie

iczone do

na rys. 7.

pracy toru

agnostycz-

aszczyzny

iej wynosi

ości napię-

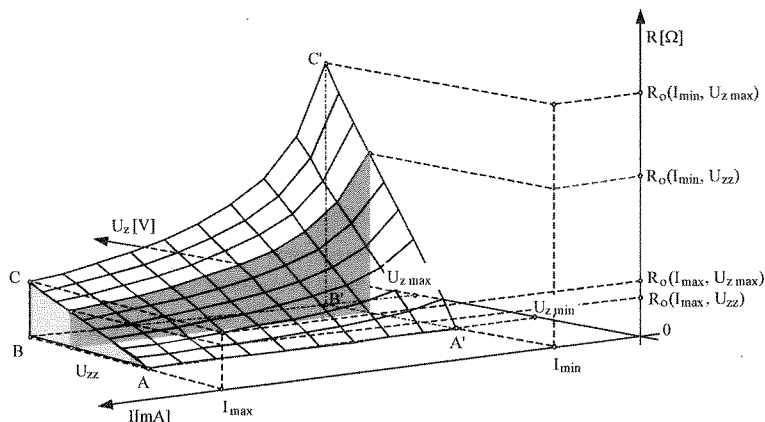
miarowe-

na rys. 9

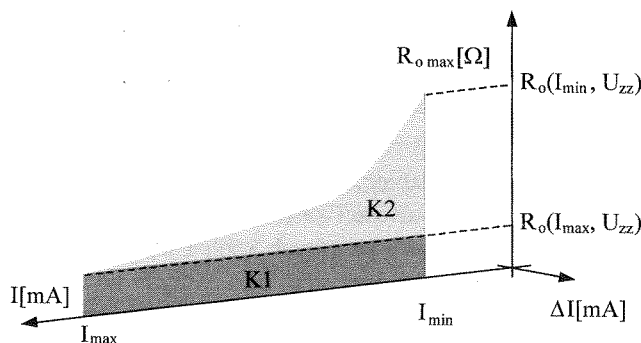
Obszar K1

konstruk-

a. W zale-



Rys. 9. Wyznaczenie diagnostycznej płaszczyzny dwuprzewodowego toru pomiarowego dla danego napięcia zasilania w diagnostycznej przestrzeni pracy



Rys. 10. Diagnostyczna płaszczyzna dwuprzewodowego toru pomiarowego 4–20 mA charakterystyczna dla danego napięcia zasilania U_{zz}

żności od zaprojektowanego obciążenia wypadkowego, które bardzo często jest mniejsze od maksymalnej, dopuszczalnej wartości $R_{o\max}$, zakres zmian rezystancji R_o dopętniający do wartości $R_{o\max}$ może być wykorzystany do celów diagnostycznych. Natomiast obszar K2 umożliwia sprawdzanie toru pomiarowego dla prądów o wartościach mniejszych od maksymalnej i jest dostępny niezależnie od zaprojektowanego, wypadkowego obciążenia toru pomiarowego. Jest to właściwość bardzo korzystna, ponieważ pozwala wykorzystać do diagnostyki torów pomiarowych naturalne wymuszenia, wynikające z aktualnego stanu kontrolowanych procesów technologicznych.

Należy zaznaczyć, że na rys. 10 przedstawiającym diagnostyczną płaszczyznę toru pomiarowego określoną dla danego napięcia U_{zz} , oś napięcia U_z z rys. 9 została zamieniona na oś błędu ΔI . Wartość tego błędu określona jest wzorem:

$$\Delta I = I(T) - I_i(T) \quad (18)$$

gdzie: $I(T)$ — rzeczywista wartość prądu wyjściowego przetwornika, dla danego wymuszenia,

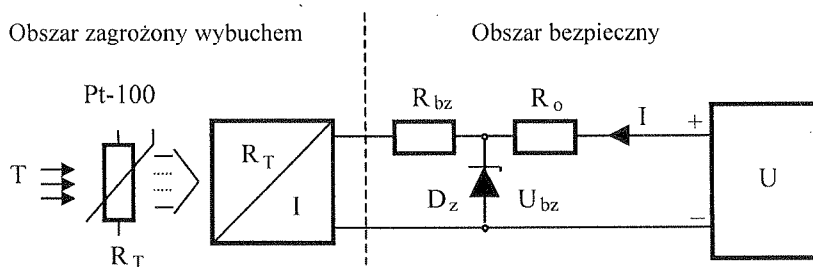
$I_i(T)$ — teoretyczna wartość prądu dla rozważanego wymuszenia, bądź zmierzona wartość prądu wyjściowego przetwornika, przy braku wpływu określonego czynnika zakłócającego.

Ta druga sytuacja, dotycząca wartości $I_i(T)$ odpowiada przypadkowi, w którym chcemy sprawdzić wpływ konkretnego czynnika zakłócającego, przy założeniu, że możliwa jest selekcja i eliminacja bądź kompensacja składowych zakłócających. Dla prawidłowo pracującego toru wartość błędu ΔI powinna być równa zero, co oznacza, że zmiana punktu pracy dla danej wartości prądu wyjściowego przetwornika I , poprzez zmianę wartości wypadkowego obciążenia R_o nie powinna wpływać na zmianę wartości tego prądu.

W zależności od potrzeb, oś błędu bezwzględnego ΔI można opisać dowolnym rodzajem błędu np. względnym, względnym wyrażonym w %, bądź innym, pozwalającym zinterpretować wpływ wybranego czynnika na dokładność pomiaru. Zmiana punktu pracy, w szczególności w obszarze $K2$ wiąże się z włączeniem na czas sprawdzania, dodatkowej rezystancji szeregowej, dodającej się do wypadkowej rezystancji obciążenia.

4. WŁAŚCIWOŚCI ROZWAŻANEGO TORU POMIAROWEGO W OBSZARACH ZAGROŻONYM WYBUCEM

Łatwość konstruowania iskrobezpiecznych torów pomiarowych w dwuprzewodowym standardzie 4–20 mA polega na możliwości zastosowania atestowanego przetwornika, spełnienia ograniczeń dotyczących długości łączących kabli i wykorzystania bariery izolacyjnej lub bariery Zenera w taki sposób, że realizacja powyższych wymagań nie zmienia parametrów dokładnościowych rozważanego toru [3]. Zastosowanie bariery izolacyjnej sprowadza analizę dopuszczalnego obszaru pracy do przypadku omówionym w rozdziale 2, przy napięciu zasilania U_z odpowiadającemu napięciu, jakie jest widziane z rozwartych zacisków, do których podłączony jest przetwornik pomiarowy. Dużo bardziej interesujący jest przypadek, w którym zastosowana jest bariera Zenera. Iskrobezpieczny tor pomiarowy z wykorzystaniem bariery Zenera można sprowadzić do obwodu przedstawionego na rys. 11.



Rys. 11. Schemat blokowy dwuprzewodowego toru pomiarowego o standardzie 4–20 mA w wykonaniu iskrobezpiecznym z barierą Zenera, gdzie R_{bz} — wypadkowa rezystancja bariery Zenera, U_{bz} — napięcie Zenera

anego wy-

ż zmierz-

ywu okre-

rym chce-

e możliwa

prawidłowo

iana punk-

ę wartości

ładu.

dowolnym

pozwalają-

ana punktu

prawdzenia,

obciążenia.

ewodowym

rnika, speł-

izolacyjnej

nienia para-

nej sprowa-

ale 2, przy

n zacisków,

jest przypa-

wykorzys-

1.

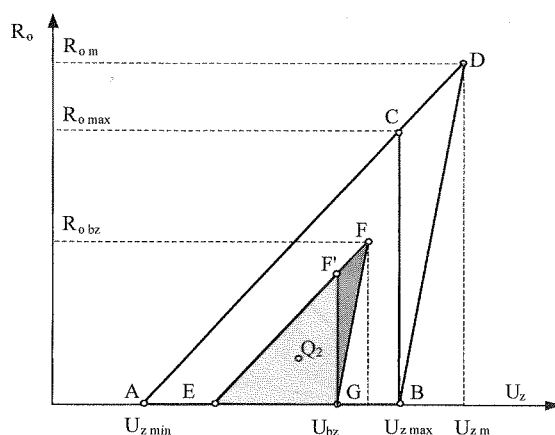
wykonaniu
enera,

Praktycznie każda podwójna, złożona bariera Zenera przystosowana do włączenia w dwuprzewodowy tor 4–20 mA może być uproszczona do prostego obwodu o elementach zastępczych R_{bz} i D_z . Dopuszczalny obszar pracy takiego toru zostaje ograniczony do trójkąta EFG, przy założeniu, że zastępcza rezystancja bariery Zenera wynosi R_{bz} , napięcie diody Zenera U_{bz} , natomiast rezystancja obciążenia R_{oQ2} jest wypadkową rezystancją będącą do dyspozycji projektanta, dla danej konfiguracji toru pomiarowego. Uwaga powyższa jest bardzo istotna, ponieważ od interpretacji parametru rezystancji obciążenia zależy położenie trójkąta EFG. Przy powyższym założeniu, odcinek EF ograniczający od góry dopuszczalny obszar pracy, leży na prostej o równaniu:

$$R_{oQ2} \leq R_{oal} = \frac{U_{zQ2} - U_{zmin}}{I_{max}} - R_{bz} \quad (19)$$

Natomiast odcinek GF leży na prostej o równaniu:

$$R_{oQ2} \geq R_{ob1} = \frac{U_{zQ2} - U_{bz}}{I_{min}} \quad (20)$$



Rys. 12. Dopuszczalny obszar pracy iskrobezpiecznego toru pomiarowego w standardzie 4–20 mA z zastosowaniem bariery Zenera

Odpowiednie współrzędne punktów EF'F można wyznaczyć w oparciu o następujące zależności:

$$\begin{cases} E (U_{zmin} + 0,02 \cdot R_{bz}; 0) \\ F (U_{zF}; R_{oF}) \\ F' (50 \cdot (U_{bz} - U_{zmin}) - R_{bz}; U_{bz}) \end{cases} \quad (21)$$

gdzie: $U_{zF} = 1,25 \cdot U_{bz} - 0,25 \cdot U_{zmin} - 0,005 \cdot R_{bz}$;
 $R_{oF} = 312,5 \cdot U_{bz} - 1,25 \cdot R_{bz} - 62,5 \cdot U_{zmin} - 250 \cdot U_{bz}$.

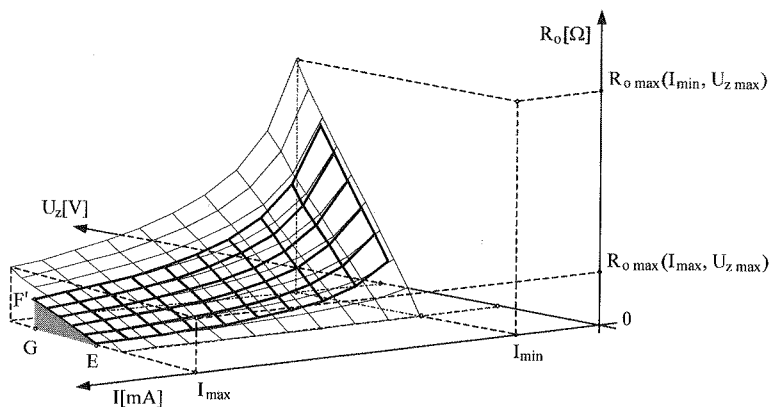
Ograniczenie wartości rezystancji obciążenia R_{oQ2} , będącej w dyspozycji projektanta, opisane równaniem (19), ma znaczenie jedynie teoretyczne, ponieważ niedopuszczalne jest zasilanie iskrobezpiecznych torów pomiarowych ze źródła zasilania o napięciu wyższym niż napięcie bariery Zenera U_{bz} . Dlatego uzasadnione jest ograniczenie dalszych rozważań do trójkąta EGF'. Uwzględniając powyższe ograniczenie dopuszczalnej płaszczyzny pracy iskrobezpiecznego toru pomiarowego, diagnostyczną przestrzeń iskrobezpiecznego toru pomiarowego z barierą Zenera przedstawić można jak na rys. 13. Na rysunku tym, dla porównania przedstawiono również diagnostyczną przestrzeń dla toru w wersji podstawowej, nie iskrobezpiecznej. Diagnostyczną przestrzeń dla toru pomiarowego iskrobezpiecznego od góry ograniczona jest płaszczyzną

$$R_o\{U_z, I(T)\} = \frac{U_z - U_{z\min}}{I(T)} - R_{bz} \quad (22)$$

obniżoną w stosunku do toru w wersji podstawowej o wypadkową wartość rezystancji R_{bz} wprowadzonej przez barierę Zenera. Dodatkowe ograniczenia wprowadzone są przez dwie równoległe płaszczyzny:

$$U_{zG} = U_{bz} \text{ oraz} \quad (23)$$

$$U_{zE} = U_{z\min} + I_{\max} \cdot R_{bz}. \quad (24)$$



Rys. 13. Diagnostyczna przestrzeń iskrobezpiecznego toru pomiarowego na tle przestrzeni dla wersji podstawowej toru

Dodatkowe ograniczenia wprowadzone są przez dwie równoległe płaszczyzny:

$$U_{zG} = U_{bz} \text{ oraz} \quad (23)$$

$$U_{zE} = U_{z\min} + I_{\max} \cdot R_{bz}. \quad (24)$$

Ograniczenia te pokazano na rys. 14.

Rys. 14.

Rys.

Rzeczywiste wartości (U_{zG}) zasilania U_{zE} płaszczyzna Diagnostyczna no na rys. 1

Diagnostyczna na rys. 16 części oznaczone być wykorzystane dla toru w barierze Zenera opisane toru pomiarowego którego wartość w ramach or

projektanta,
puszczalne
o napięciu
graniczenie
dopuszczal-
przestrzeń
na jak na
przeczną prze-
przestrzeń
ną

(22)

rezystancji
one są przez

(23)

(24)

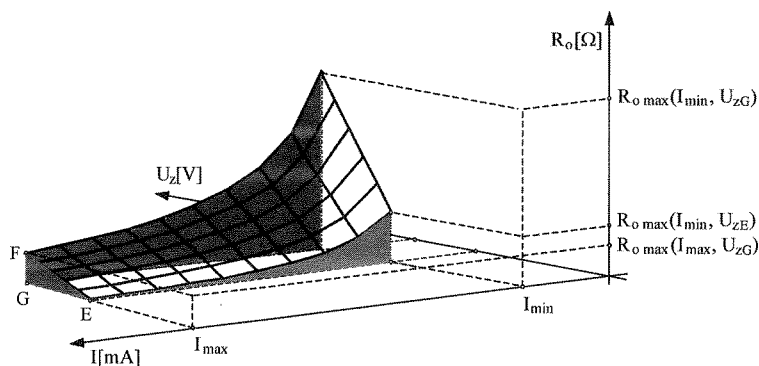
)

strzeni

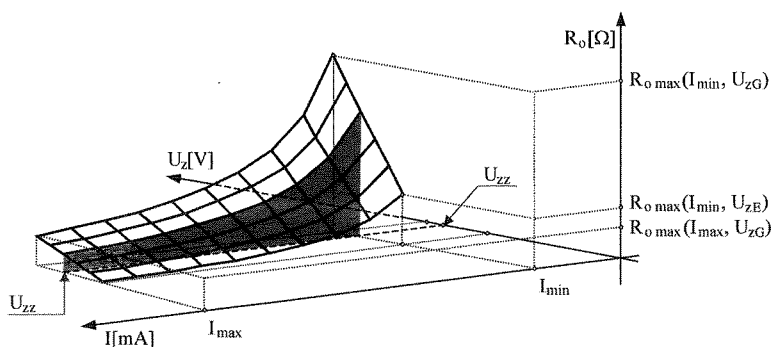
ny:

(23)

(24)



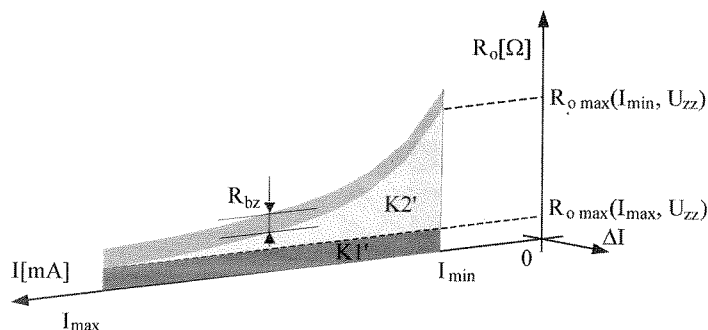
Rys. 14. Diagnostyczna przestrzeń iskrobezpiecznego toru pomiarowego 4–20 mA z barierą Zenera



Rys. 15. Wyznaczenie diagnostycznej płaszczyzny iskrobezpiecznego toru pomiarowego zasilanego napięciem U_{zz} w odnośnej przestrzeni diagnostycznej

Rzeczywisty tor pomiarowy zasilany jest ze źródła o napięciu z przedziału wartości (U_{zE} , U_{zG}). Najczęściej wartość ta wynosi $U_{zz} = 24$ V. Dla danego napięcia zasilania U_{zz} można określić diagnostyczną płaszczyznę, która mieści się pomiędzy płaszczyznami określonymi wyrażeniami (22) oraz (23) i jest do nich równoległa. Diagnostyczną płaszczyznę dla napięcia zasilania toru pomiarowego U_{zz} przedstawiono na rys. 15.

Diagnostyczną płaszczyznę pracy iskrobezpiecznego toru pomiarowego przedstawioną na rys. 16 można podzielić, podobnie jak w dla toru w wersji podstawowej, na dwie części oznaczone odpowiednio $K1'$ i $K2'$. Część $K1'$ odpowiada obszarowi, który może być wykorzystany przez projektanta. Jest on pomniejszony, w stosunku do obszaru $K1$ dla toru w wersji podstawowej (rys. 10), o część wynikającą z zastosowania bariery Zenera opisanej wypadkową rezystancją R_{bz} . Analogicznie, jak dla wersji podstawowej toru pomiarowego, do płaszczyzny diagnostycznej dodano oś błędu bezwzględnego ΔI , którego wartość powinna wynosić zero przy zmianie punktu pracy rozważanego toru w ramach omawianej płaszczyzny diagnostycznej.



Rys. 16. Diagnostyczna płaszczyzna iskrobezpiecznego toru pomiarowego zasilanego napięciem U_{zz}

Wykorzystanie obszaru $K1$ do celów diagnostycznych dotyczy torów pomiarowych, obciążonych rezystancją R_o o wartości nie większej od $R_{o\max}(I_{\max}, U_{zz})$. Natomiast obszar $K2'$ odpowiada obszarowi $K2$ określonego dla toru w wersji podstawowej (rys. 10). W obu przypadkach, obszar ten jest zawsze dostępny do celów diagnostycznych. Należy zauważyć, że dodatkowa rezystancja, która może być włączona w obwód wyjściowy przetwornika jest większa przy mniejszej wartości prądu. W rzeczywistości odpowiada to dogodnej sytuacji, która zwykle występuje w warunkach eksploatacyjnych i dotyczy pomiaru wielkości kontrolowanej o wartości mniejszej od maksymalnej. Umożliwia to wykorzystanie mierzonej wielkości jako wymuszenia. Uzasadnieniem takiego podejścia jest quasi-stacjonarność obsługiwanego procesu, co w warunkach eksploatacyjnych zazwyczaj jest spełnione. Warunek ten z całą pewnością jest spełniony podczas pomiaru temperatur w zbiornikach z ciekłym gazem [9].

5. DOTYCHCZAS STOSOWANE METODY SPRAWDZANIA TORÓW POMIAROWYCH TEMPERATURY

Sprawdzanie torów pomiaru temperatury dotyczy zasadniczo trzech przypadków:

- wydania odpowiednich atestów uwierzytelniających bądź legalizacyjnych; wówczas procedura sprawdzania przeprowadzana jest przez niezależne laboratoria [17][19].

- kontrola okresowa; obejmuje ona rutynowe sprawdzanie toru pomiarowego; Zakres i częstotliwość procedur są zgodne z wewnętrznymi wymaganiami armatorów, często wynikającymi z akredytacji w ramach norm międzynarodowych systemów jakości takich jak np. ISO 9000;

- eksploatacja toru pomiarowego; sprawdzanie dotyczy wówczas wątpliwości związanych z dokładnością przetwarzania dla torów sprawnych lub diagnostyką i naprawą dla torów uszkodzonych.

W odniesieniu do omawianych torów pomiarowych 4–20 mA, sprawdzanie ogranicza się do wyznaczenia charakterystyki statycznej badanego toru dla jednego punktu

pracy Q na celu sprawo z nich pole temperaturz statycznych szybkie prz tycznych z dopuścić d atacji insta nych czujn w oparciu symulacyjn nika, który zweryfikow nościami [2 latora, drug czenie czujn wane doty czujnika te branych obi może być b dur sprawd elektryczne czujnika, kt pomiaroweg z przesłane powodu, prz niać pojem nikiem oraz i układu eks być przyczy weryfikacja cjonowaniu.

6. NO

W ninie związanych wych w trak wyników po

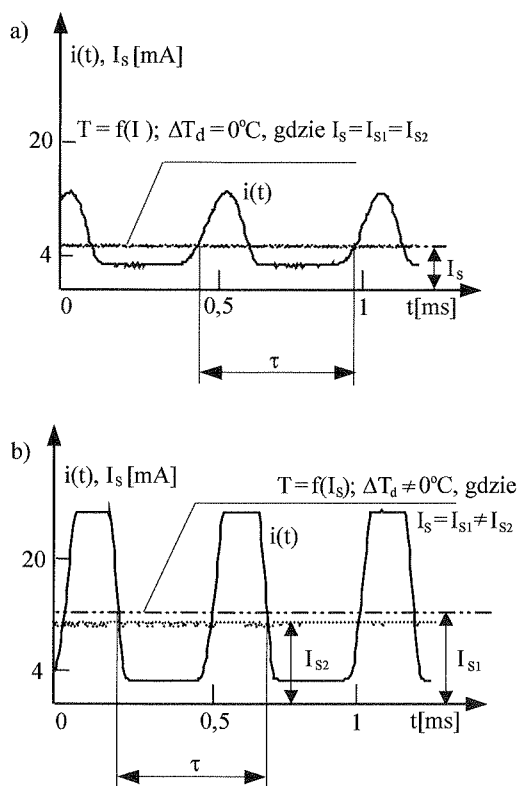
pracy Q na płaszczyźnie (rys. 6 lub rys. 12) dopuszczalnej pracy. Niezależnie od celu sprawdzania, procedurę tę przeprowadza się w oparciu o dwie metody. Pierwsza z nich polega na wymontowaniu czujnika z instalacji i umieszczeniu go w znanej temperaturze. Drugi sposób polega na wykorzystaniu symulatorów charakterystyk statycznych czujników Pt-100 [30] [36]. Zaletą stosowania symulatorów jest bardzo szybkie przeprowadzanie procedur sprawdzających, bez żadnych ograniczeń dotyczących zakresów pomiarowych. Praktycznie jest to jedyna metoda, którą można dopuścić do stosowania w obszarach zagrożonych wybuchem, w trakcie eksploatacji instalacji technologicznych. Stosowane symulatory charakterystyk statycznych czujników temperatury umożliwiają sprawdzanie toru pomiarowego jedynie w oparciu o charakterystykę nominalną danego czujnika. A zatem, w metodach symulacyjnych sprawdza się tor pomiarowy częściowo z pominięciem samego czujnika, który w takiej sytuacji powinien być sprawdzony osobno. Tor pomiarowy zweryfikowany w oparciu o opisane postępowanie obciążony jest dwiema niepewnościami [24] [41]: pierwsza z nich wynika z niedokładności stosowanego symulatora, druga zaś, ze sposobu sprawdzania czujnika. Warto zauważyć, że odłączenie czujnika wiąże się ze zmianą układu elektrycznego toru pomiarowego. Stosowane dotychczas metody symulacyjne zakładają czysto rezystancyjny charakter czujnika termorezystancyjnego. W praktyce, szczególnie w odniesieniu do wybranych obiektów pracujących w obszarach zagrożonych wybuchem, takie podejście może być błędne. Doświadczenia eksploatacyjne wykazują, że przy stosowaniu procedur sprawdzających opartych o metody symulacyjne należy uwzględnić parametry elektryczne wszystkich elementów toru pomiarowego, a w szczególności odłączonego czujnika, który w rzeczywistości przedstawia złożoną impedancję, podłączoną do toru pomiarowego [10]. Sposób podłączenia czujnika jest bardzo istotny, wynika on z przesłanek konstrukcyjnych, a zatem nie może być dowolnie zmieniany. Z tego powodu, przy rozpatrywaniu schematu połączeń toru pomiarowego, należy uwzględnić pojemności własne czujnika, przewodów łączących czujnik z przetwornikiem oraz pojemności przewodów łączących przetwornik z układem bariery Zenera i układu ekspozycji wyników pomiaru. Nieuwzględnienie powyższych zaleceń może być przyczyną dopuszczenia do eksploatacji niesprawnych torów pomiarowych, gdzie weryfikacja metodami symulacyjnymi nie ujawniła nieprawidłowości w ich funkcjonowaniu.

6. NOWE PROCEDURY SPRAWDZANIA TORÓW POMIAROWYCH TEMPERATURY

W niniejszym rozdziale są przedstawione nowe propozycje, dotyczące procedur związanych z uwierzytelnieniem rozważanych układów, oraz badania torów pomiarowych w trakcie eksploatacji, w sytuacjach budzących wątpliwości, co do wiarygodności wyników pomiaru temperatury [4] [10] [19] [26] [27].

6.1. SPRAWDZANIE UWIERZYTELNIAJĄCE

Istotą uwierzytelnienia jest sprawdzenie toru pomiarowego w sposób i z zastosowaniem procedur gwarantujących uzyskanie informacji o dokładności pomiaru temperatury w całym zakresie pomiarowym [24], a następnie potwierdzenie zgodności parametrów metrologicznych rozważanego toru z założonymi. Sprawdzenie dokumentuje się odpowiednimi świadectwami uwierzytelniającymi bądź legalizacyjnymi [27]. Do wykonania takich badań uprawnione są jedynie akredytowane laboratoria. Dysponują one niezbędną do tych celów i spełniającą określone warunki aparaturą kontrolno-pomiarową. Jednak przy zastosowaniu powszechnie przyjętych procedur sprawdzających, opartych na wykorzystaniu symulatorów charakterystyk statycznych termorezystancyjnych czujników Pt-100, w szczególnych sytuacjach, możliwa jest błędna ocena dokładności pomiarowej rozważanego toru.



Rys. 17. Przykładowe przebiegi zarejestrowane w rozważanym torze pomiarowym, obciążonym wypadkową rezystancją $R_o = 550 \Omega$: a) składowa zmienna nie wprowadzająca błędu dodatkowego, b) składowa zmienna wprowadzająca błąd dodatkowy, $i(t)$ — przebieg wartości chwilowej prądu wyjściowego, I_{s1} — wartość średnia prądu wyjściowego, układ ze sprzężeniem zwrotnym, I_{s2} — wartość średnia prądu wyjściowego, po przerwaniu sprzężenia, τ — okres przebiegu $i(t)$

Przykła

plotacyjne,
nym sygna
zmienna (r
prawidłowy
wartość śre
błąd ΔT_d z
(25), ilustru

Opisany ef
zuje, iż n
peratury w
nianej skła
oscilloskop
kiem dla
nienie pod
pomiarowe
meo (lub
dów elektry
pomiarowe
w przypad
cyjnego (Pt
ale również
w miejsce
rów bądź c
czujnika. B
realizowan
układu pom
zakresu jej
obciążenia.
rezystancji
roboezpiec
zmienniej.

Sprawd
maga:

- zach
- spraw
- detek

sygnału.

b i z za-
i pomiaru
zgodności
dokumen-
ni [27]. Do
Dysponują
kontrolno-
prawdzą-
termorezys-
edna ocena

Przykładem takiej sytuacji, jest niejednokrotnie potwierdzone w praktyce eksploatacyjnej zjawisko wzbudzania się toru pomiarowego, w wyniku którego, w przesyłanym sygnale oprócz zakładanej składowej stałej pojawia się niepożądana składowa zmienna (rys. 17) [9] [16]. Fakt pojawienia się składowej zmiennej świadczy o nieprawidłowym funkcjonowaniu toru pomiarowego. Jednakże dopiero wówczas, gdy wartość średnia niepożądanego składowego jest różna od zera, wprowadza ona dodatkowy błąd ΔT_d zauważalny przez mierniki prądu stałego. Sytuację taką, opisaną zależnością (25), ilustruje rys.17.

$$\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} i(t) dt - I_{s2} \neq 0 \quad (25)$$

Opisany efekt błędnej oceny właściwości metrologicznych toru pomiarowego wskazuje, iż niezbędnym warunkiem prawidłowej oceny dokładności pomiaru temperatury w rozważanym układzie pomiarowym jest możliwość detekcji wspomnianej składowej zmiennej. Najprostszą i zalecaną metodą kontroli jest obserwacja oscyloskopowa sygnału wyjściowego przetwornika. Kolejnym, niezbędnym warunkiem dla prawidłowej oceny wiarygodności uzyskanych wyników jest zapewnienie podczas sprawdzania takich samych warunków elektrycznych pracy toru pomiarowego, jak w procesie normalnej jego eksploatacji. Wymaga to takiego samego (lub ekwiwalentnego) połączenia ekranów czujnika i pozostałych przewodów elektrycznych w obu rozważanych przypadkach. Dotyczy to sprawdzania toru pomiarowego zarówno przy korzystaniu z wzorcowego źródła ciepła, jak również w przypadku symulacji rzeczywistych parametrów czujnika termorezystancyjnego (Pt-100). Symulacja powinna dotyczyć nie tylko rezystancji termorezystora, ale również jego pojemności własnych. W tym celu niezbędne jest, podłączenie w miejsce czujnika, symulatora rezystancyjnego wraz z zestawem kondensatorów bądź odpowiednią przystawkę pozwalającą na symulację pojemności własnych czujnika. Biorąc pod uwagę, że według dotychczas stosowanych procedur sprawdzanie realizowano dla jednej wartości rezystancji obciążenia, określonej przez projektanta układu pomiarowego, zaś tor pomiarowy powinien pracować prawidłowo dla całego zakresu jej zmian, uzasadnione jest sprawdzanie toru przy różnych wartościach obciążenia. Za przyjęciem takiego podejścia przemawia również fakt, że wzrost rezystancji obciążenia, (niekiedy konieczny ze względów eksploatacyjnych, np. iskrobezpieczeństwa), wzmacnia tendencję do generowania niepożądanego składowego zmiennej.

Sprawdzenie toru pomiarowego z wykorzystaniem wzorcowego źródła ciepła wymaga:

- zachowania ciągłości uziemienia;
- sprawdzenia toru dla różnych wartości rezystancji obciążenia nie przekraczających wartości dopuszczalnych;
- detekcji składowej zmiennej np. poprzez rejestrację oscyloskopową przesyłanego sygnału.

m wypadkowa
adowa zmienna
 I_{s1} — wartość
yjściowego, po

Sprawdzenie toru pomiarowego z wykorzystaniem symulatorów czujnika termorezystancyjnego obejmuje następujące kroki [11] [4] [13] [14] [8]:

- wyznaczenie parametrów impedancyjnych odłączonego czujnika;
- podłączenie w miejsce czujnika, symulatora rezystancyjnego wraz z odpowiednio dołączonymi pojemnościami, bądź podłączenie symulatora pojemności własnych czujnika [11];
- sprawdzenie toru pomiarowego dla różnych wartości rezystancji obciążenia nie przekraczających wartości dopuszczalnych;
- detekcję składowej zmiennej np. poprzez rejestrację oscyloskopową badanego sygnału.

W celu określenia maksymalnej wartości rezystancji dodatkowej R_d , którą można dołączyć na wyjściu przetwornika, w obu przypadkach zachodzi potrzeba identyfikacji:

- rzeczywistej wartości wypadkowej rezystancji obciążenia R_o ;
- wartości napięcia źródła zasilania U_{zz} ;
- minimalnego dopuszczalnego napięcia zasilania przetwornika U_{zmin} .

W oparciu o wartości wyżej wymienionych parametrów, maksymalną wartość rezystancji dodatkowej można określić za pomocą następującej zależności:

$$R_d \leq R_{dmax} = \frac{U_{zz} - U_{zmin}}{I(T)} - R_o \quad (25)$$

gdzie: $I(T)$ — wartość prądu na wyjściu przetwornika odpowiadająca mierzonej temperaturze.

Włączana rezystancja dodatkowa R_d powinna być zmieniana w zakresie od zera do wartości R_{dmax} . Przy braku możliwości określenia rzeczywistej wartości rezystancji obciążenia R_o , tor pomiarowy można sprawdzić wykorzystując jedynie obszar K2 na diagnostycznej płaszczyźnie przedstawionej na rys. 10. W tej sytuacji, obszar K1 (rys. 10) należy uważać za niedostępny, a wartość rezystancji dodatkowej nie może przekroczyć wartości danej wzorem:

$$R_d \leq R_{db} = \frac{U_{zz} - U_{zmin}}{I(T)} - R_{o max} \quad (26)$$

gdzie: R_{db} — maksymalna wartość rezystancji dodatkowej dostępna w obszarze K2 płaszczyzny diagnostycznej, dla danej wartości mierzonej (symulowanej) temperatury.

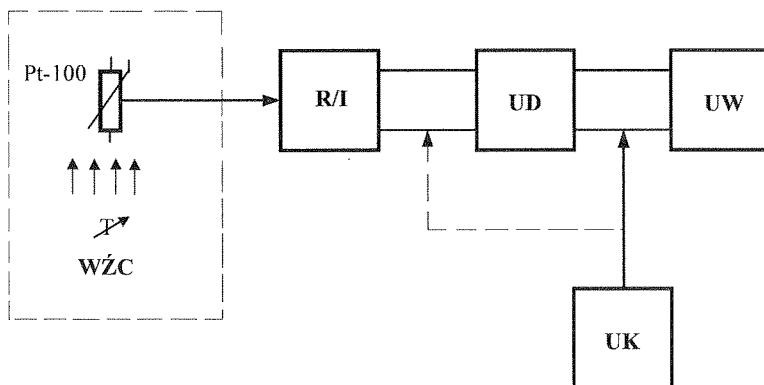
Rozważany tor pomiarowy, w zależności od przyjętej metody sprawdzania, można przedstawić w uogólniony sposób jak na rys. 18 (wykorzystanie wzorcowego źródła ciepła) lub jak na rys. 19 (wykorzystanie symulatora impedancyjnego) [11] [13] [14].

Oba tory pomiarowe różnią się jedynie sposobem wymuszenia zmian temperatury. Pozostałe elementy sprawdzanych torów można podzielić na bloki, w których wyróżniono przetwornik pomiarowy R/I , układ dopasowujący UD, do którego zaliczono wszystkie elementy pomiędzy przetwornikiem a układem wyjściowym UW. Układ wyjściowy UW obejmuje różne mierniki i zasilacz, bądź jest układem cyfrowej obróbki

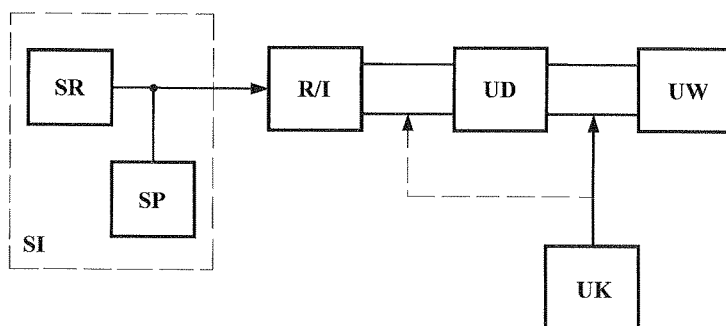
Rys. 18. Sch.
(W)

Rys. 19. Sch.
czujnika Pt-
symulator imp

sygnału. W
skop. Dla z
cję, dla tor
Znając
rezystancji
wartości re
rezystor do
Praktycznie
minimalizo
z obszar
rezystora K
nej wypadk



Rys. 18. Schemat blokowy sprawdzanego toru pomiarowego z wykorzystaniem wzorcowego źródła ciepła (WŹC) o nastawianej temperaturze T , R/I — przetwornik pomiarowy, UD — układ dopasowujący, UW — układ wyjściowy, UK — układ kontrolny



Rys. 19. Schemat blokowy sprawdzanego toru pomiarowego z wykorzystaniem symulatora impedancji SI czujnika Pt-100, gdzie SR, SP — symulatory odpowiednio rezystancji, pojemności stanowiące razem symulator impedancji, R/I — przetwornik pomiarowy, UD — układ dopasowujący, UW — układ wyjściowy, UK — układ kontrolny

sygnału. Wyróżniony został również układ kontrolny UK, którym może być np. oscyloskop. Dla zilustrowania istoty układu dopasowującego UD, przykładową jego konfigurację, dla toru pomiarowego zawierającego barierę Zenera, przedstawiono na rys. 20.

Znając strukturę toru pomiarowego należy określić miejsce podłączenia dekady rezystancyjnej R_d , pozwalającej na jego sprawdzenie w szerokim zakresie zmian wartości rezystancji obciążenia R_o . Dla toru pomiarowego zawierającego barierę Zenera rezystor dodatkowy można włączyć przed barierą (R'_d) lub za nią (R_d), zgodnie z rys. 20. Praktycznie, należy dążyć do korzystania z drugiego wariantu, zgodnie z zasadą minimalizowania ingerencji w obwody iskrobezpieczne od strony mającej połączenie z obszarem zagrożonym wybuchem. W trakcie sprawdzania wartość dodatkowego rezystora R_d jest zmieniana w zakresie od zera do wartości dopełniającej do maksymalnej wypadkowej rezystancji obciążenia opisanej zależnością (19), bądź (20).

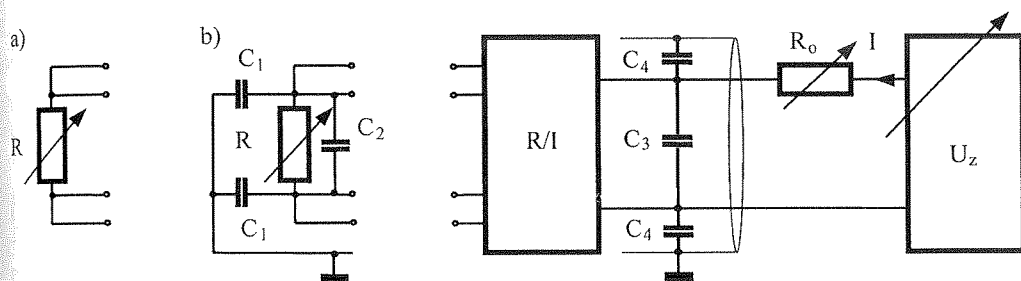
Dodatkowo, wynik sprawdzenia uwarunkowany jest stabilnością toru pomiarowego. Istotnym elementem struktury algorytmu są warunki W_i , oznaczające odpowiednio:

W1 — czy występują niepożądane składowe zmienne nałożone na przebieg prądu stałego?

W2 — czy, w przypadku występowania oscylacji, dla określonych wartości T i R_d sprawdzamy tor pomiarowy również dla pozostałych wartości tych wielkości?

W3 — czy dokładność toru pomiarowego (określona przez błąd pomiaru temperatury) jest zgodna z wymaganą?

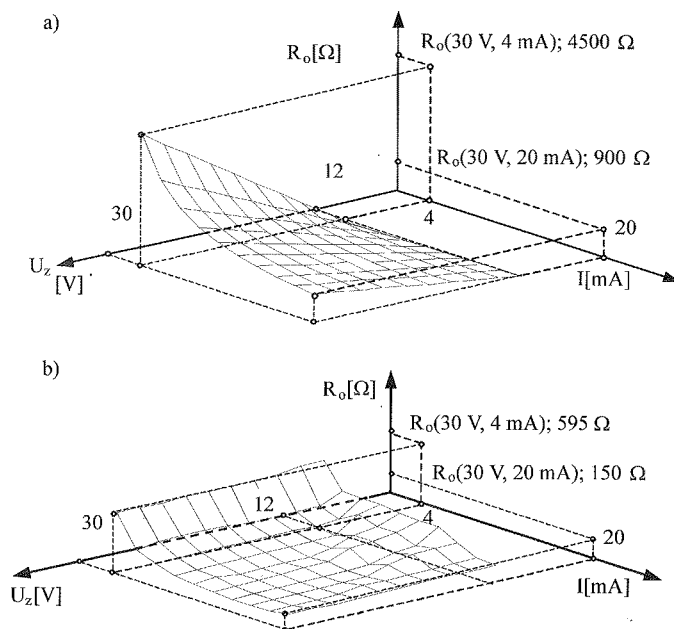
W końcowym rezultacie otrzymuje się przestrzeń błędów toru pomiarowego $\Delta T = f(T, R_o)$, a nie jak dotychczas jedynie wynik dwuwymiarowy $\Delta T = f(T)$. Dla zilustrowania omawianej metody przeprowadzono badania toru pomiarowego temperatury w warunkach laboratoryjnych, podczas których sprawdzono diagnostyczną przestrzeń pracy w dwóch przypadkach przedstawionych na rys. 22 [6]. Przedstawiony układ pomiarowy pozwala na symulację warunków podczas sprawdzania (kalibracji) toru pomiarowego metodą dotychczas stosowaną, jak również rzeczywistych warunków eksploatacji rozważanego toru. W pierwszym przypadku wyznaczono dopuszczalną przestrzeń pracy przy założeniu sprawdzania (kalibracji) rzeczywistego toru pomiarowego metodą tradycyjną z wykorzystaniem symulatora rezystancyjnego (rys. 22a).



Rys. 22. Układ do badań toru pomiarowego temperatury w standardzie 4–20 mA współpracującego z:

a) rezystancyjnym symulatorem czujnika Pt-100, b) rezystancyjnym symulatorem Pt-100 wraz z uwzględnieniem pojemności własnych rzeczywistego czujnika, R — rezystancyjny symulator czujnika Pt-100, C_i — pojemności własne kabli i czujnika rzeczywistego, R/I — przetwornik pomiarowy, R_o — rezystancja obciążenia, U_z — napięcie zasilania, I — prąd wyjściowy przetwornika (4–20 mA)

Pomiary przeprowadzono w obszarze dopuszczalnej przestrzeni opisanej zależnością (10) a ich wyniki przedstawiono na rys. 23a. Otrzymana empirycznie dopuszczalna przestrzeń pracy toru pomiarowego pokrywa się z przewidywaną teoretycznie, co oznacza że dla dowolnej wartości mierzonej temperatury leżącej w zakładanym zakresie pomiarowym i przy napięciu zasilania z przedziału dopuszczalnego, zmiany wartości rezystancji obciążenia w zakresie od zera do wartości dopuszczalnej określonej wzorem (10) nie wywołują zmian wartości prądu wyjściowego przetwornika. Otrzymane wyniki uzasadniają pozytywną ocenę funkcjonowania toru pomiarowego. W drugim przypadku, do symulatora czujnika termorezystancyjnego podłączono odpowiednie kondensatory odpowiadające pojemnościom własnym rzeczywistego czujnika (rys. 23.b), lub symula-



Rys. 23. Wyznaczona doświadczalnie przestrzeń pracy, w której nie ujawnia się błąd dodatkowy δ_s , rzeczywistego toru z przetwornikiem R/I (12–30 V) współpracującego z: a) rezystancyjnym symulatorem czujnika Pt-100, b) rezystancyjnym symulatorem Pt-100 i uwzględnieniem pojemności własnych rzeczywistego czujnika

tor pojemności czujnika Pt-100 [11] [13]. Otrzymane wyniki badań dopuszczalnej przestrzeni pracy rozważanego toru przedstawione na rys.23b wskazują na możliwość nieuzasadnionej zmiany prądu wyjściowego przetwornika wraz ze wzrostem wartości rezystancji obciążenia, często dla wartości dużo niższej od dopuszczalnej określonej wzorem (10). Jako kryterium do wyznaczenia wartości rezystancji obciążenia, dla której widoczny jest błąd dodatkowy ΔT_d , przyjęto 1% zmianę prądu wyjściowego przetwornika. W oparciu o rezultaty przedstawione na rys.23a i 23b można stwierdzić, iż pozytywna ocena toru pomiarowego dokonana w oparciu o tradycyjne podejście, nie wyklucza występowania błędów dodatkowych w warunkach rzeczywistych.

Zależnie od warunków, pomiar temperatury może być obarczony znacznymi błędami, dotychczas nie branymi pod uwagę.

Do oceny błędów dodatkowych, wnoszonych przez niepożądaną składową zmienną w sygnale stałoprądowym, przeprowadzono badania rozważanego toru pomiarowego, zasilanego napięciem $U_{zz} = 24$ V, przy zmianie wartości rezystancji obciążenia w zakresie od zera do wartości maksymalnej dopuszczalnej, dla różnych wartości prądu wyjściowego przetwornika.

Wyniki pomiarów przedstawiono na rys.24, gdzie dodatkowy błąd pomiarowy δ_s opisany jest wyrażeniem:

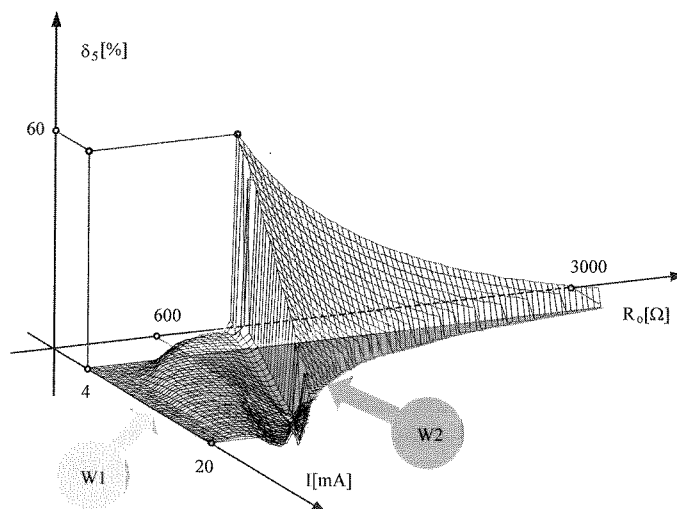
Rys. 2

przy czym:
 $I_{s1}[I(T), R_o]$
 niejącym w
 $I_{s2}[I(T), R_o]$
 bez sprzężen

Błąd w
 nego zakres
 toru pomiara
 Analizując
 znacząco w
 obciążenia o
 obszar K2).
 powiadający

6.2. SPR

Cecham
 czony dostę
 awarii, oraz
 towych. Sta
 runkach eks
 novum w ty



Rys. 24. Dodatkowy błąd pomiarowy δ_5 toru pomiarowego ze sprzężeniem pojemnościowym

$$\delta_5[I(T), R_o] = \frac{I_{s1}[I(T), R_o] - I_{s2}[I(T), R_o]}{\Delta I_z} \cdot 100[\%] \quad (27)$$

przy czym:

$I_{s1}[I(T), R_o]$ [mA] — wartość prądu wyjściowego przetwornika zmierzona przy istniejącym w warunkach rzeczywistych sprzężeniu pojemnościowym;

$I_{s2}[I(T), R_o]$ [mA] — wartość prądu wyjściowego przetwornika wyznaczona dla układu bez sprzężenia pojemnościowego.

Błąd względny wyznaczony jest w odniesieniu do prądu wynikającego z maksymalnego zakresu pomiarowego: $\Delta I_z = I_{\max} - I_{\min} = 16$ mA. Dla prawidłowo pracującego toru pomiarowego wykres błędu dodatkowego $\delta_5[I(T), R_o]$ ilustruje płaszczyzna $\delta_5 = 0$. Analizując wyniki przedstawione na rys. 24, można stwierdzić, iż błędy dodatkowe znacząco wzrastają przy badaniu toru pomiarowego w zakresie zmian rezystancji obciążenia odpowiadających obszarowi W2 na płaszczyźnie diagnostycznej (na rys. 10 obszar K2). Natomiast błąd ten jest mniejszy w zakresie rezystancji obciążenia odpowiadających obszarowi W1 na płaszczyźnie diagnostycznej (na rys. 10 obszar K1).

6.2. SPRAWDZANIE TORÓW POMIAROWYCH W WARUNKACH EKSPLOATACYJNYCH

Cechami charakterystycznymi dla eksploatacyjnych warunków morskich są: ograniczony dostęp do aparatury kontrolno-pomiarowej, wymagany krótki czas usunięcia awarii, oraz przeważnie niepełna dokumentacja techniczna istniejących systemów okrętowych. Stąd też, każda metoda wspomagająca diagnostykę torów pomiarowych w warunkach eksploatacyjnych ma duże znaczenie praktyczne. W przedstawionej pracy, nowum w tym zakresie stanowi metoda sprawdzania rozważanych torów pomiarowych

oparta o analizę właściwości toru przy zadawanej zmianie punktu pracy. Procedura weryfikacji toru pomiarowego w warunkach eksploatacyjnych sprowadza się do sprawdzania charakterystyk statycznych poszczególnych elementów toru pomiarowego i obejmuje:

- sprawdzenie przetwornika,
- sprawdzenie układów ekspozycji wyników,
- weryfikację napięcia zasilania, które nie zawsze jest bezpośrednio dostępne,
- sprawdzenie układów progowych,
- sprawdzenie barier Zenera i innych elementów toru.

Tradycyjny sposób postępowania zakłada konieczność rozłączenia toru pomiarowego i indywidualnego sprawdzenia poszczególnych jego elementów. Powoduje to, wspomnianą w rozdz. 4 zmianę konfiguracji połączeń elektrycznych samego toru, tj. przerwanie ewentualnych sprzężeń wynikających z pojemności własnych poszczególnych elementów oraz ich wzajemnego oddziaływania poprzez uziemienie. Omawiane czynności demontażu poszczególnych elementów są nie tylko niezwykle pracochłonne, ale czasami również bardzo trudne w realizacji. Nadto, każdy z badanych indywidualnie elementów toru pomiarowego może pracować prawidłowo, natomiast ich „suma montażowa”, powstała w wyniku połączenia, może być obciążona niezidentyfikowanymi błędami dodatkowymi. Omawianą niedogodność można wyeliminować poprzez sprawdzenie współdziałania połączonych elementów toru pomiarowego w oparciu o analizę jego właściwości przy zmianie punktu pracy [15]. Najprostszym sposobem realizacji tej metodyki jest zmiana rezystancji obciążenia R_o . Zaletą takiego podejścia jest możliwość wykorzystania jako wymuszenia aktualnie mierzonej temperatury. Wówczas, sprawdzenie rozważanego toru pomiarowego w warunkach eksploatacyjnych sprowadza się do wykonania następujących czynności:

- włączenia w obwód wyjściowy miliamperomierza,
- włączenia w obwód wyjściowy rezystora dodatkowego o nastawianej wartości.

Po określeniu dopuszczalnych wartości zmian dodatkowej rezystancji obciążenia $R_o[I(T)]$, charakterystycznej dla danej wartości prądu wyjściowego przetwornika, wyznaczonej w oparciu o wzór (25), bądź (26) (zależnie od możliwości określenia rzeczywistej wartości R_o), należy rejestrować wartość prądu. Przy zmianach dodatkowej rezystancji obciążenia wartość prądu wyjściowego przetwornika nie powinna ulegać zmianie. W wyniku przeprowadzonych zgodnie z wyżej opisaną procedurą badań toru pomiarowego, uzyskuje się informacje o jego pracy w warunkach rzeczywistych, a także weryfikuje się charakterystyki statyczne wszystkich elementów toru dla jednej wartości mierzonej wielkości, w rozważanym przypadku temperatury. Warto podkreślić, iż często zmiana wartości wielkości mierzonej jest łatwiejsza niż realizacja sztucznego wymuszenia, co implikuje możliwość powtórzenia pomiarów w kilku punktach charakterystyki statycznej toru pomiarowego. Stąd też, zaproponowana metoda pozwala na jednoznaczną, „globalną” weryfikację poprawności działania toru pomiarowego, bez potrzeby wykonywania uciążliwych badań jego elementów składowych. Natomiast wykryta zmiana wartości wyjściowego prądu przetwornika w funkcji zmian dodatkowej rezystancji obciążenia jest podstawą do zastosowania bardziej złożonych, często czasochłonnych i uciążliwych procedur diagnostycznych.

Dwup
bem realiz
wa trans
klócenia e
ważanych
le okrętow

Tor p
pozycji st
czujnik, p
układy eks
pomiarów
dów łączą
i uwzględ
rozważane

Dla c
można ok
strzeń to
pieczeństw
pomiarowe
 $R_o = f[U_z,$

Niezał
bie sprawd
ma możliw
figuracji rz
nego spow
cyjnym jeg
wanie, spr
z uwzględ
tworzenie j

Oprac
w warunk
nych algor
towego aut
wyjścioweg
kiem, że pu
odpowiadaj
w wersji p
proponowan
dzona dośw
rzeczywisty

7. PODSUMOWANIE

Dwuprzewodowy tor pomiarowy w standardzie 4–20 mA jest efektywnym sposobem realizacji technicznej pomiarów w rozległych instalacjach przemysłowych. Prądowa transmisja informacji, zapewniająca dużą odporność toru pomiarowego na zakłócenia elektromagnetyczne oraz łatwość wykonania instalacji iskrobezpiecznych rozważanych układów zdecydowały o powszechnym stosowaniu tego standardu w przemyśle okrętowym.

Tor pomiarowy od punktu poboru informacji o wielkości mierzonej do jej ekspozycji stanowi złożony układ elektroniczny, którego elementami są odpowiednio: czujnik, przetwornik pomiarowy, ekranowane przewody łączące, bariery ochronne, układy ekspozycji i rejestracji oraz układy zasilające. Warto podkreślić iż w przypadku pomiarów temperatury należy uwzględniać impedancyjny charakter czujnika i przewodów łączących. Ważny jest również sposób połączenia elementów toru pomiarowego i uwzględnienie istniejących uziemień, szczególnie podczas procedur sprawdzania rozważanego układu.

Dla danego, dwuprzewodowego prądowego toru pomiarowego temperatury można określić dopuszczalny obszar pracy $R_o = f(U_z)$ oraz diagnostyczną przestrzeń toru pomiarowego $R_o = f[U_z, I(T)]$. Spełnienie wymagań iskrobezpieczeństwa powoduje ograniczenie obszaru dopuszczalnej pracy rozważanego toru pomiarowego, oraz dopuszczalnej diagnostycznej przestrzeni toru pomiarowego $R_o = f[U_z, I(T), R_{bz}]$.

Niezależnie od właściwości dynamicznych przetwornika, przy tradycyjnym sposobie sprawdzania torów pomiarowych z wykorzystaniem symulatora rezystancyjnego nie ma możliwości detekcji niepożądanego składowej zmiennej, mogącej istnieć w konfiguracji rzeczywistej. Przyczyną takiego stanu rzeczy jest przerwanie sprzężenia zwrotnego spowodowane zastąpieniem rzeczywistego czujnika Pt-100 symulatorem rezystancyjnym jego charakterystyki $R = f(T)$. Natomiast zastosowanie w analizie (projektowanie, sprawdzanie) ekwiwalentu czujnika Pt-100 w postaci złożonej impedancji z uwzględnieniem odpowiedniego połączenia do uziemienia pozwala na wierne odwzorzenie jego właściwości metrologicznych.

Opracowana nowa metodyka sprawdzania uwierzytelniającego oraz sprawdzania w warunkach eksploatacyjnych torów pomiarowych temperatury oparta jest na oryginalnych algorytmach i procedurach będących przedmiotem patentu i zgłoszenia patentowego autorów, a jej istota polega na wykorzystaniu zakładanej zależności prądu wyjściowego przetwornika jedynie od zmian wartości wielkości mierzonej, pod warunkiem, że punkt toru pomiarowego znajduje się w obszarze płaszczyzny diagnostycznej odpowiadającej danemu wymuszeniu, zarówno dla torów pomiarowych temperatury w wersji podstawowej, jak i iskrobezpiecznej. Możliwość praktycznego zastosowania proponowanej metodyki sprawdzania torów pomiarowych temperatury została potwierdzona doświadczalnie zarówno w warunkach laboratoryjnych, jak i na obiektach rzeczywistych.

8. BIBLIOGRAFIA

1. J. J. Connolly: *Interpolation equations for industrial platinum resistance thermometers, Temperature, Its Measurement and Control in Science and Industry*. Volume six, American Institute of Physics, New York, 1992, pp. 419–422.
2. L. Crovini: *The development of the ITS-90 interpolation equations for the platinum resistance thermometer, Temperature, Its Measurement and Control in Science and Industry*. Volume six, American Institute of Physics, New York, 1992, pp. 139–144.
3. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Selected problems of analog signal processing and transmission lines under ship's conditions*. IMEKO TC-4 Symposium, Prague, 1995, pp. 477–481.
4. B. Dudajć: *Nowy sposób legalizacji i kalibracji torów pomiarowych zawierających czujniki Pt-100*. XXVIII Międzyuczelniana Konferencja Metrologów, Częstochowa, 1996, tom I, ss. 131–135.
5. B. Dudajć: *Poprawa dokładności pomiarów temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach*. XXIX Międzyuczelniana Konferencja Metrologów, Nałęczów, 1997, tom I, ss. 113–120.
6. B. Dudajć: *Wybrane aspekty diagnostyki analogowych torów pomiarowych 4–20 mA*. Krajowy Kongres Metrologii, Gdańsk, 1998, tom 5, ss. 115–122.
7. B. Dudajć: *Detekcja błędów dodatkowych w wybranych układach pomiarowych temperatury na statkach morskich, Metrologia Wspomagana Komputerowo*. MWK'99, Rynia k. Warszawy, 1999, tom 3, ss. 185–192.
8. B. Dudajć: *Nowe aspekty diagnostyki analogowych torów pomiarowych 4–20 mA*. PAK, nr 9, 1999, ss. 8–11.
9. B. Dudajć: *Sposoby zwiększania dokładności pomiarów temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich*. Rozprawa doktorska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2000.
10. B. Dudajć, J. Mindykowski: *New approach to calibration of temperature measuring lines including the Pt-100 sensors*. IMEKO TC-4, 7th Symposium, New Measurement and Calibration Methods of Electrical Quantities and Instruments, Budapest, 1996, pp. 164–167.
11. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Układ do sprawdzania torów pomiarowych temperatury*. Patent PL 179503 B1, 1996, WSM w Gdyni.
12. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Analysis of selected properties of measurement channels used in hazardous areas of ships*. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Brussels, 1996, pp. 826–831.
13. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Sposób i układ do sprawdzania torów pomiarowych temperatury w warunkach eksploatacyjnych*. Zgłoszenie patentowe P 319081, WSM w Gdyni, 1997.
14. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Improvement of the commissioning procedure of the industrial temperature measurement channels with the RTD sensors*. 9th IMEKO TC-4, Symposium on Electrical Instruments in Industry, Glasgow, 1997, pp. 185–188.
15. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Checking current analog measurement channels*. IMEKO, TC-4, Wiedeń, 2000, pp. 175–180.
16. B. Dudajć, J. Mindykowski: *Błędy dodatkowe i ich detekcja w pomiarach temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, (zgłoszony do druku).
17. J. Frączek: *Aparatura przeciwybuchowa w wykonaniu iskrobezpiecznym*. Śląskie Wydawnictwo Techniczne, Katowice, 1995.
18. H. M. Hashemian, K. M. Petersen: *Achievable accuracy and stability of industrial RTDs, Temperature, Its Measurement and Control in Science and Industry*. Volume six, American Institute of Physics, New York, 1992, pp. 427–432.
19. M. Lisowski: *Prawo o miarach w świetle przepisów i norm*. Normalizacja, 1, 1996, ss. 15–18.
20. J. Mindykowski, B. Dudajć: *Wybrane problemy pomiarów i transmisji sygnałów w obszarach zagrożonych wybuchem w warunkach morskich*. VIII Krajowa Konferencja Metrologii, Warszawa, 1995, ss. 59–64.

21. W. N a
22. J. S a w
23. J. S a w
24. H. S z
25. L. C
26. K. U r
27. Ustawa
28. V a n d
29. Z. H u
30. Compre
31. Karta k
32. Katalog
33. Katalog
34. Katalog
35. MTL In
36. The Ten
37. AN9007
38. PN-84/
39. PN-91/
40. PN-EN
41. Wyraze

DESC

In the
hazardous a
properties w
The pr
measuremer
Telecommu

21. W. Nawrocki: *Międzynarodowa skala temperatur*. PAK 2, 1994, ss. 33–36.
22. J. Sawicki: *Aproksymacja charakterystyk pomiarowych elektrycznych czujników temperatury*. PAK, 1984, ss. 328–330.
23. J. Sawicki, R. Wępa: *Analityczne charakterystyki termometrów rezystancyjnych*. PAK 11, 1980, ss. 381–382.
24. H. Szydlowski: *Teoria pomiarów*. Warszawa, PWN, 1981.
25. L. C. Towle: *Interaction of lightning & other high-power surges with intrinsically safe installations*, in TP1088. Technical Papers of Measurement Technology Ltd, Luton, England, November 1988.
26. K. Urbański: *Zastosowanie kalibratorów do uruchamiania i sprawdzania elektrycznych układów automatyki przemysłowej do pomiaru, regulacji i rejestracji temperatury*. Zeszyty Naukowe Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Opolu Nr 203, Elektryka, z. 40 Metrologia, XXVI MKM, Opole, 1994, tom I, s. 335–340.
27. Ustawa 248 z dnia 3 kwietnia 1993r, Prawo o miarach., Dz.U. nr.55.
28. Van der G. Horn, K. Lyahou, J. Huijsing: *Calibration and Linearization Method for Microcontroller-based Sensor System*. Measurement & Control, 1996, Volume 29, pp. 270–273.
29. Z. Huayao, J. Mindykowski: *Transducers with the improved anti-interference ability for automated ship's system in Polish Maritime Research*. December, 1995, Volume 2, pp. 20–25.
30. Comprehensive product catalog, ROSEMOUNT, 1999 Edition (00805-0100-1025).
31. Karta katalogowa, SENSYCON HARTMANN&BRAUN, przetwornik TR01-L (–30..60°C) 1998.
32. Katalog KFAP S.A, Kraków, Przetwornik temperatury typu APTR 1.
33. Katalog firmy R. STAHL SCHALTGERATE GMBH, Safety barrier modules, List M1-1998.
34. Katalog firmy R. STAHL SCHALTGERATE GMBH, I.S. Isolators for system integration, List M3.2-1996/97.
35. MTL Intrinsic Safety Catalogue 1998/99, katalog firmy: MTL Instruments Group plc, Luton, England.
36. The Temperature Handbook, 21st century preview edition, katalog firmy OMEGA ENGINEERING, INC., Stamford, USA, 2000.
37. AN9007, A user's guide to shunt-diode safety barriers, Application Notes, MTL Instruments Group plc, Luton, England, 1991.
38. PN-84/E-08107, Elektryczne urządzenia przeciwwybuchowe. Urządzenia i obwody iskrobezpieczne. Wymagania i badania.
39. PN-91/M-42029, Automatyka i pomiary przemysłowe, Urządzenia elektryczne, Ogólne wymagania i badania.
40. PN-EN 60751 + A2, Czujniki platynowe przemysłowych termometrów rezystancyjnych
41. Wyrażenie niepewności pomiaru, Przewodnik, Warszawa, Główny Urząd Miar, 1999.

B. DUDOJC, J. MINDYKOWSKI

DESCRIPTION AND EVALUATION TECHNIQUE OF METROLOGY AND EXPLOITATION
PROPERTIES OF TWO WIRES TEMPERATURE MEASUREMENT LINES
IN SHIP'S HAZARDOUS AREAS

Summary

In the article the structure and the elements of two wires temperature measurement lines in ship's hazardous areas were shortly described and the evaluation technique of their metrology and exploitation properties were discussed.

The presented article is complementary to the paper „Additional errors and their detection in temperature measurements in ship's hazardous areas” by the same authors, issued in the same volume of Electronic and Telecommunications Quarterly by Polish Academy of Sciences.

In the description of the measurement line Pt-100 platinum sensor, R/I transmitter, source of power supply and as well as the load including Zener barrier, output elements, connecting cables were taken into consideration. Main analytical dependencies describing the elements above mentioned were given and the conditions defining their correct operation were formulated.

The admissible area of operation and the admissible diagnostic space of operation were defined and described both for basic and intrinsic safe version of measurement line under consideration. A review of checking methods of temperature measurement lines used so far was carried out and new procedures for that purpose were suggested.

The assumptions were depleted and described in detail, the conditions and ways of technical fulfilment of validation procedures and testing in field conditions of the considered systems were pinpointed. Results of verification research confirmed the usefulness of the suggested methods applied in diagnostics temperature measurement lines in ship's hazardous areas.

Keywords: exploitation metrology, diagnostic, intrinsic safety, 4–20 mA standard

Błędy
w ob

zagro
o cz
pom
oraz

istot
staw
Prze
sform
okre

śred
wzb
pom
totli

wyc
pow
obej
i ka
zwro
tych
kow
tego
rów
iskr

Słow

Błędy dodatkowe i ich wyznaczanie w pomiarach temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich

BOLESŁAW DUDOJC, JANUSZ MINDYKOWSKI

*Wydział Elektryczny, Wyższa Szkoła Morska w Gdyni
81-225 Gdynia, ul. Morska 83
boldu@wsm.gdynia.pl, janmind@wsm.gdynia.pl*

*Otrzymano 2000.12.28
Autoryzowano 2001.04.17*

W artykule przedstawiono zagadnienie dokładności pomiaru temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich. Dla iskrobezpiecznego toru pomiarowego o często spotykanej w praktyce strukturze przedstawiono procedury oszacowania dokładności pomiaru temperatury na drodze teoretycznej, w oparciu o wypadkowy błąd średniokwadratowy oraz w oparciu o złożoną niepewność pomiaru, dla założonego modelu rozważanego toru.

Wyniki badań na statku specjalistycznym do transportu gazów w stanie ciekłym ujawniły istotną rozbieżność między teoretycznym oszacowaniem dokładności pomiaru wg wyżej przedstawionych procedur, a rezultatami pomiarów temperatur w zbiornikach z ciekłym propylenem. Przeprowadzone badania eksperymentalne pozwoliły na wstępną identyfikację przyczyn oraz sformułowanie hipotezy odnośnie mechanizmu powstawania wspomnianej rozbieżności, dalej określanej jako błąd dodatkowy pomiaru.

W artykule wykazano, iż nie rozważane dotąd w piśmiennictwie błędy dodatkowe bezpośrednio wynikają z niepożądanego składowego zmiennego w stałoprądowym sygnale pomiarowym, wzbudzonego pasożytniczymi, trudnymi do przewidzenia pojemnościami sprzęgającymi w torze pomiarowym. Natomiast pierwotną przyczyną tych błędów, jest niewłaściwa kompensacja częstotliwościowa przetwornika R/I , nie uwzględniająca konfiguracji i parametrów rozważanego toru.

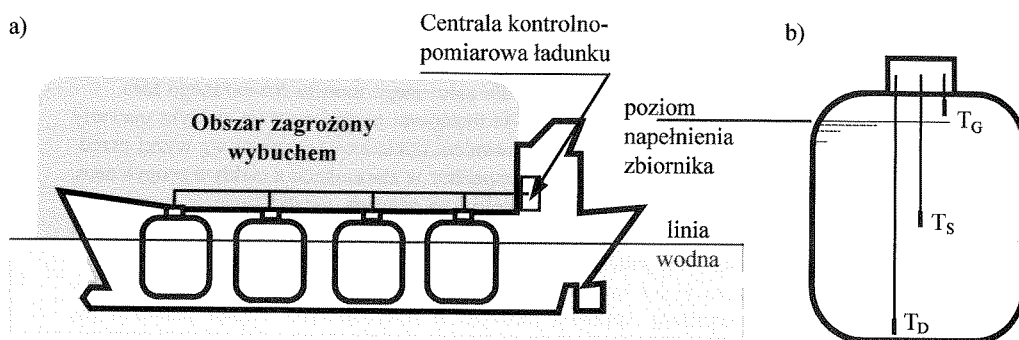
Dokonano teoretycznej analizy właściwości analogowych iskrobezpiecznych torów pomiarowych w oparciu o zaproponowane modele małosygnałowe, głównie pod kątem możliwości powstania w rozpatrywanych układach niepożądanego składowego zmiennego. Badania eksperymentalne obejmowały wyznaczenie zakresu pojemności własnych zarówno w odniesieniu do czujnika, jak i kabli łączących przy uwzględnieniu różnych typów przetworników i konstrukcyjnego sprzężenia zwrotnego wynikającego z uziemienia odnośnych elementów stosowanych w układach rzeczywistych. Przeprowadzone badania nie tylko potwierdziły mechanizm powstawania błędów dodatkowych w rozważanych torach, ale również pozwoliły na określenie zależności między wartością tego błędu a wielkością mierzoną i wybranymi parametrami toru pomiarowego. Sformułowano również wnioski dotyczące możliwości poprawy dokładności pomiaru temperatury w rozważanych, iskrobezpiecznych torach pomiarowych poprzez eliminację wspomnianych błędów dodatkowych.

Słowa kluczowe: błąd dodatkowy, iskrobezpieczeństwo, standard 4–20mA

1. WPROWADZENIE

W instalacjach przemysłowych często zachodzi potrzeba pomiarów temperatury w punktach odległych od miejsca wykorzystania wyniku pomiaru. W pomiarach tych najczęściej stosowane są termorezystory platynowe Pt-100, współpracujące z przetwornikami rezystancja/wielkość elektryczna [3] [15]. Liczne przykłady rozwiązań takich układów, gdzie dominują dwuprzewodowe tory prądowe 4–20mA można spotkać m.in. w technice okrętowej. Konieczność stosowania rozważanych układów w obszarach zagrożonych wybuchem stwarza dodatkowe ograniczenia i utrudnienia [10] [12] [19].

Sondy pomiarowe stosowane we wspomnianych instalacjach mogą znacznie różnić się wymiarami geometrycznymi przy takich samych charakterystykach termometrycznych, czujników. Przykładowo, do grupy sond o nietypowych wymiarach geometrycznych należą sondy z czujnikami Pt-100 stosowane do pomiaru temperatury w dużych zbiornikach produktów chemicznych w portach, rafineriach czy też na statkach. Na rys. 1. przedstawiono przykładowe rozmieszczenie zbiorników ładunkowych oraz czujników wewnątrz zbiornika na tankowcu do transportu gazów w stanie ciekłym [4] [14].



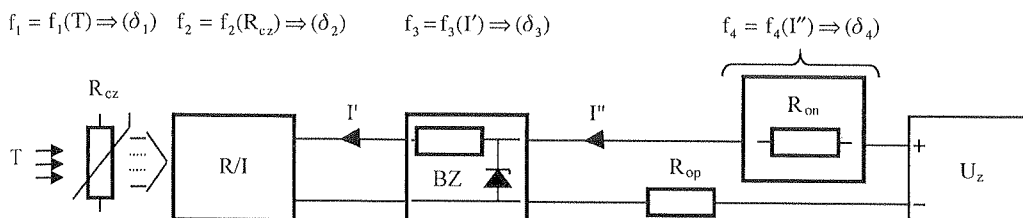
Rys. 1. Pomiar temperatury w obszarze zagrożonym wybuchem na tankowcu, a) przykładowe rozmieszczenie zbiorników ładunkowych, b) usytuowanie punktów pomiarowych, gdzie T_G , T_S , T_D — temperatury mierzone, odpowiednio w części górnej, środkowej i dolnej danego zbiornika

Pomiar temperatury ładunku, w szczególności ciekłego gazu, ma istotne znaczenie w ocenie ilości transportowanego ładunku. Błędy w tych pomiarach rzutują bezpośrednio na wyniki ekonomiczne armatorów, m.in. są one przyczyną nieprawidłowej kalkulacji ilości przewożonego ładunku, a co za tym idzie, i odnośnych stawek frachtowych. Nadto błędy te, poprzez ich relacje z odnośnymi wartościami progowymi rzutują na procesy technologiczne związane z transportem ładunku, pośrednio również zwiększając koszty.

2. TEORETYCZNA NIEDOKŁADNOŚĆ POMIARU TEMPERATURY W ROZWAŻANYCH UKŁADACH

2.1. ISKROBEZPIECZNY TOR POMIAROWY

Do często stosowanych rozwiązań w konstrukcji rozważanych układów pomiarowych temperatury zaliczamy wykorzystanie przetworników pomiarowych umieszczonych możliwie blisko czujników, pracujących w dwuprzewodowych torach z prądową transmisją sygnału znormalizowanego według standardu 4–20 mA [8] [18] [19] [20]. Schemat funkcjonalny takiego toru pomiarowego temperatury, ilustrujący jego najistotniejsze elementy, przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Funkcjonalny schemat blokowy toru iskrobezpiecznego pomiaru temperatury w dwuprzewodowym standardzie prądowym 4–20mA, gdzie:

- δ_1 — błąd wynikający z klasy zastosowanego czujnika Pt-100,
- δ_2 — błąd charakterystyki statycznej przetwornika R/I z uwzględnieniem skorygowanego błędu charakterystyki statycznej czujnika Pt-100,
- δ_3 — błąd wprowadzony przez układy separujące (BZ),
- δ_4 — błąd członu wyjściowego

Oszacowanie niedokładności pomiaru temperatury rozważanego toru można przeprowadzić w oparciu o podejście klasyczne wykorzystujące pojęcie błędu pomiarowego [21], bądź poprzez określenie niepewności pomiaru w oparciu o publikację „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement” (1993), którego polska edycja zatytułowana „Przewodnik, Wyrażanie niepewności pomiaru” [22], została wydana przez Główny Urząd Miar w 1999 roku.

2.2. OSZACOWANIE NIEDOKŁADNOŚCI POMIARU TEMPERATURY W OPARCIU O WYPADKOWY BŁĄD ŚREDNIOKWADRATOWY

Klasyczne podejście do oceny dokładności pomiaru zakłada równomierne prawdopodobieństwo wystąpienia błędu w zadanym przedziale jego występowania. Przy założeniu dodatkowym braku korelacji pomiędzy poszczególnymi źródłami błędów, które w rozważanym przypadku ma całkowite uzasadnienie, pełną postać wzoru opisującego teoretyczny wypadkowy błąd średniokwadratowy przedstawia zależność:

$$\delta_{T_t} = \sqrt{\left(\frac{\partial T_w}{\partial f_1} \frac{f_1}{T_w}\right)^2 \delta_1^2 + \left(\frac{\partial T_w}{\partial f_2} \frac{f_2}{T_w}\right)^2 \delta_2^2 + \left(\frac{\partial T_w}{\partial f_3} \frac{f_3}{T_w}\right)^2 \delta_3^2 + \left(\frac{\partial T_w}{\partial f_4} \frac{f_4}{T_w}\right)^2 \delta_4^2}. \quad (1)$$

Wzór (1) wynika z matematycznego modelu procesu pomiarowego dla schematu blokowego przedstawionego na rys. 2. Matematyczny model rozważanego procesu pomiaru temperatury można przedstawić w następującej postaci:

$$T_w = f_1(T) \cdot f_2(R_{cz}) \cdot f_3(I') \cdot f_4(I''), \quad (2)$$

gdzie:

T_w — temperatura odczytywana z miernika o rezystancji wejściowej R_{on} ,

T — temperatura mierzona;

$f_1(T)$ — liniowa zależność pomiędzy rezystancją czujnika $R(T)$ a temperaturą mierzoną T , obciążona błędem względnym δ_1 wynikającym z klasy zastosowanego czujnika.

Związek $f_1 = f_1(T)$ można w ogólnym przypadku przedstawić w postaci

$$R_{cz} = f_1(T) = a_1 T + b_1. \quad (3)$$

$f_2(R_{cz})$ — liniowy związek pomiędzy prądem wyjściowym I' przetwornika a rezystancją R_{cz} czujnika temperatury obciążony błędem względnym δ_2 wynikającym z właściwości przetwornika R/I , włącznie z błędami korekcji nieliniowości czujnika.

Związek ten przedstawia następująca zależność

$$I' = f_2(R_{cz}) = a_2 R_{cz} + b_2 \quad (4)$$

$f_3(I')$ — liniowy związek pomiędzy prądem I'' przed barierą Zenera a prądem wyjściowym I' przetwornika obciążony względnym błędem δ_3 wynikającym z istnienia prądów wstecznych zastosowanych w barierze diod Zenera.

W tym przypadku związek pomiędzy rozważanymi prądami opisany jest wyrażeniem:

$$I'' = f_3(I') = a_3 I' \quad (5)$$

$f_4(I'')$ — liniowy związek pomiędzy temperaturą odczytaną T_w z miernika o rezystancji wewnętrznej R_{on} a prądem wyjściowym I'' bariery Zenera obciążony względnym błędem δ_4 wynikającym z klasy zastosowanego urządzenia.

Związek ten można przedstawić analitycznie wzorem:

$$T_w = f_4(I'') = a_4 I'' + b_4 \quad (6)$$

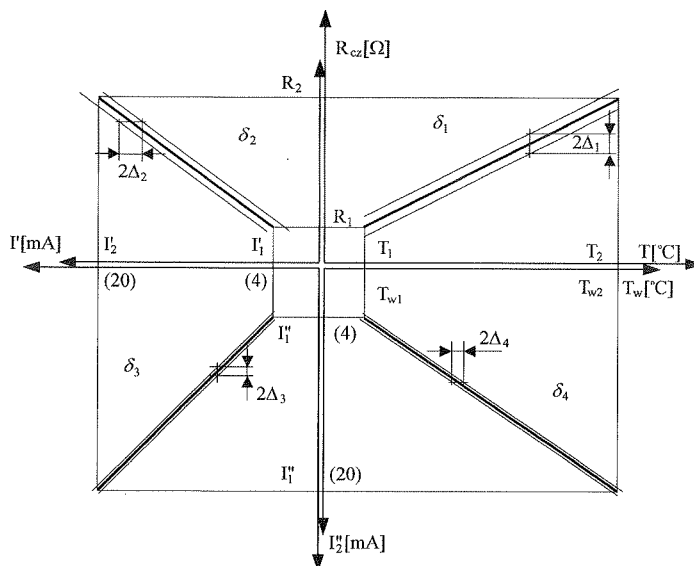
Wartości poszczególnych współczynników $a_1, a_2, a_3, a_4, b_1, b_2, b_4$ można wyznaczyć w oparciu o interpretację graficzną modelu toru pomiarowego opisanego wzorem (2), przedstawionego na rys. 2.

Rys. 3
 Δ_1, Δ_2

Przyj
tancji czu

gdzie α_1
Podstawia
nego $f_1(T)$

W odnies
zakładają
 R_1 i R_2 .
W wynik



Rys. 3. Interpretacja graficzna matematycznego modelu toru pomiarowego opisanego wzorem (2); $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3, \Delta_4$ — maksymalne dopuszczalne rozrzuty charakterystyk wyznaczonych w oparciu o znane wartości maksymalnych błędów względnych

Przyjmując, zgodnie z wcześniejszym założeniem, liniową zależność zmian rezystancji czujnika w funkcji mierzonej temperatury otrzymuje się

$$R_{cz}(T) = R_o(T_o)[1 + \alpha_1(T - T_o)], \quad (7)$$

gdzie α_1 — czułość termorezystora w odniesieniu do danego zakresu pomiarowego. Podstawiając wzór (7) do zależności (3) otrzymuje się jawną postać związku funkcyjnego $f_1(T)$, w którym

$$a_1 = R_o(T_o)\alpha_1, \quad (8)$$

$$b_1 = R_o(T_o)[1 - \alpha_1 T_o]. \quad (9)$$

W odniesieniu do związku funkcyjnego $f_2(R_{cz})$, wartości współczynników wyznacza się, zakładając znajomość rezystancji czujnika w temperaturach T_1 i T_2 tj. odpowiednio R_1 i R_2 .

W wyniku prostych przekształceń otrzymuje się:

$$a_2 = \frac{I'_2 - I'_1}{R_2 - R_1} \quad (10)$$

$$b_2 = I'_2 - \frac{I'_2 - I'_1}{R_2 - R_1} R_2 \quad (11)$$

Wartość współczynnik a_3 w związku funkcyjnym $f_3(I')$ równa jest jedności. Wynika to z istoty działania bariery Zenera, która dla danego prądu wyjściowego przetwornika wprowadza jedynie dodatkową rezystancję obciążenia. Natomiast błąd wprowadzany przez oddziaływanie prądu wstecznego zastosowanych diod może być traktowany jako błąd o wartości pomijalnie małej, stąd

$$a_3 = 1. \quad (12)$$

W związku funkcyjnym $f_4(I'')$ wartości współczynników stałych są odpowiednio równe:

$$a_4 = \frac{T_{w2} - T_{w1}}{I_2'' - I_1''} \quad (13)$$

i

$$b_4 = T_{w2} - \frac{T_{w2} - T_{w1}}{I_2'' - I_1''} I_2''. \quad (14)$$

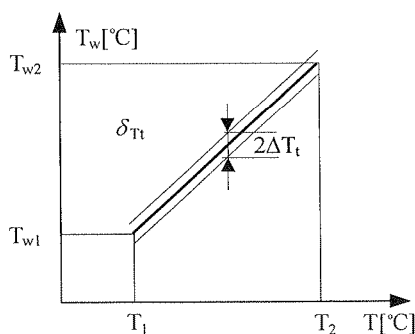
Dla konkretnych wartości poszczególnych współczynników opisujących dany tor pomiarowy otrzymuje się zależność funkcyjną $f_5(T)$ pomiędzy temperaturą mierzoną T a wskazywaną przez miernik T_w :

$$T_w = f_5(T) = a_5 T. \quad (15)$$

Dla przypadku teoretycznego wartość współczynnika

$$a_5 = 1. \quad (16)$$

W warunkach rzeczywistych wartość tego współczynnika jest różna od jedności a miarą tej rozbieżności jest błąd średniokwadratowy δ_{T_t} . Graficzną interpretację wypadkowej charakterystyki statycznej całego toru pomiarowego przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Interpretacja graficzna charakterystyki statycznej rozważanego toru pomiarowego temperatury, ΔT_t — dopuszczalna niedokładność pomiaru wynikająca z wyznaczonego wzorem (20) względnego błędu średniokwadratowego δ_{T_t}

Wynika to
z etwornika
rowadzany
wany jako

W celu wyznaczenia wartości względnego błędu średniokwadratowego δ_{T_i} opisanego wzorem (1) należy wyznaczyć odpowiednie pochodne cząstkowe. Korzystając z matematycznego modelu pomiaru danego wzorem (2) pochodna cząstkowa w odniesieniu do funkcji $f_1(T)$ wynosi:

$$(12) \quad \frac{\partial T_w}{\partial f_1(T)} = f_2(R_{cz}) \cdot f_3(I') \cdot f_4(I''). \quad (17)$$

io równe:

Natomiast, po podstawieniu odpowiednio, $f_1(T)$ i T_w danej wzorem (2) otrzymuje się:

$$(13) \quad \frac{\partial T_w}{\partial f_1(T)} \frac{f_1(T)}{T_w} = 1. \quad (18)$$

Postępując analogicznie można wykazać, że

$$(14) \quad \frac{\partial T_w}{\partial f_i} \frac{f_i}{T_w} = 1, \quad \text{dla } i = 1, 2, 3, 4, \text{ odpowiednio.} \quad (19)$$

tor pomia-
ą T a wska-

Stąd zależność (1) przyjmuje końcową postać:

$$(15) \quad \delta_{T_i} = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2}. \quad (20)$$

ości a miarą
wypadkowej

temperatury,
(20)

W wyniku przyjętych dla rozważanego toru pomiarowego [2] wartości błędów względnych cząstkowych równych odpowiednio: $\delta_1 = 1,6 \cdot 10^{-3}$, $\delta_2 = 3 \cdot 10^{-3}$, $\delta_3 = 1 \cdot 10^{-5}$, i $\delta_4 = 2 \cdot 10^{-3}$, wartość średniokwadratowego błędu względnego wynosi $\delta_{T_i} = 4,1 \cdot 10^{-3}$ i dla rozważanego zakresu pomiarowego ($-120 + 120^\circ\text{C}$) wyznaczony maksymalny błąd bezwzględny przyjmuje wartość $\Delta T_i = \pm 0,98^\circ\text{C}$. Tradycyjne podejście do oszacowania niedokładności pomiaru obarczone jest niekonsekwentnym nazewnictwem. Operuje się pojęciem błędu, przy założeniu znajomości wartości rzeczywistej, której w praktyce nie znamy. Stąd do oceny niedokładności pomiarów, zgodnie z zaleceniami Międzynarodowego Komitetu Miar (CIPM) i innych organizacji, powinno używać się zamiast dotychczas stosowanego błędu, pojęcia niepewności pomiaru. Pojęcie błędu jest jednak nadal stosowane w odniesieniu do określenia błędu granicznego przy założeniu określonego poziomu ufności.

Dodatkową słabością tradycyjnego podejścia jest nadmiernie pesymistyczne oszacowanie otrzymanych wartości niedokładności pomiaru. Wynika to z faktu założenia równomiernego rozkładu wyników pomiaru w przedziale określonym np. przez klasę zastosowanych przyrządów pomiarowych. Takie podejście odbiega znacznie od wyników badań eksperymentalnych (jak również odczuć subiektywnych), z których wynika, iż większość wyników pomiaru będzie znajdować się raczej w otoczeniu wartości oczekiwanej niż na skraj przedziału wynikającego z klasy.

2.3. OSZACOWANIE NIEDOKŁADNOŚCI POMIARU TEMPERATURY W OPARCIU O WYZNACZENIE NIEPEWNOŚCI POMIARU

Zgodnie z przyjętym w Przewodniku [22] podziałem, dla rozpatrywanego toru pomiarowego możemy wyznaczyć złożoną niepewność pomiaru typu B. Przyjęcie tego typu niepewności wynika z niepełnej wiedzy statystycznej dotyczącej elementów rozważanego toru, gdy znane są jedynie wartości graniczne błędów względnych bądź wartości graniczne błędów bezwzględnych wyznaczonych w oparciu o znajomość zakresów pomiarowych. Ponieważ, znane są jedynie wartości graniczne błędów, przyjmuje się (w przedziale przez nie określonym) prostokątny rozkład wielkości mierzonej. Natomiast miarą niepewności pomiaru jest niepewność standardowa będąca pierwiastkiem kwadratowym wariancji badanego rozkładu.

Niepewność pomiaru rozważanego toru można wyznaczyć w oparciu o wyznaczenie złożonej niepewności standardowej, bądź wyznaczyć względną niepewność standardową. Zależy to od posiadanych informacji o badanym torze pomiarowym. W rozważanym przypadku wygodniej jest wyznaczyć względną złożoną niepewność pomiarową poprzez wyznaczenie złożonej wariancji standardowej. Uwzględniając oznaczenia przyjęte w Przewodniku [22], dla wielkości mierzonej pośrednio, przyjmuje się:

$u_c(y)$ — złożona niepewność standardowa wielkości mierzonej Y ;

gdzie $Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n)$,

$y_2 - y_1$ — zakres zmienności wielkości mierzonej Y ,

$u(x_i)$ — niepewność standardowa wielkości mierzonej X_i .

Uwzględniając oznaczenia przyjęte na rys. 2 dla rozważanego przypadku względną złożoną niepewność standardową można wyznaczyć w oparciu o zależność [21]:

$$\frac{u_c(T_w)}{T_{w2} - T_{w1}} = \sqrt{\left(\frac{u(R_{cz})}{R_2 - R_1}\right)^2 + \left(\frac{u(I')}{I'_2 - I'_1}\right)^2 + \left(\frac{u(I'')}{I''_2 - I''_1}\right)^2 + \left(\frac{u(T_w)}{T_{w2} - T_{w1}}\right)^2}. \quad (21)$$

Zakładając rozkład równomierny wielkości mierzonej X w przedziale określonym przez błąd graniczny, wyznaczamy, w oparciu o znany w klasycznym podejściu maksymalny błąd względny Δx , niepewność standardową dla danej wielkości X :

$$u(x) = \frac{\Delta x}{\sqrt{3}}. \quad (22)$$

Podstawiając wzór (22) do zależności (21) otrzymujemy wartość względnej złożonej niepewności standardowej dla całego rozważanego toru pomiarowego w postaci

$$\frac{u_c(T_w)}{T_{w2} - T_{w1}} = \sqrt{\frac{1}{3} \left[\left(\frac{\Delta R_{cz}}{R_2 - R_1}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I'}{I'_2 - I'_1}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I''}{I''_2 - I''_1}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T_w}{T_{w2} - T_{w1}}\right)^2 \right]}. \quad (23)$$

Biorąc pod uwagę, iż poszczególne ilorazy w wyrażeniu podpierwiastkowym odpowiadają względnym błędom cząstkowym δ_i w ujęciu klasycznym (1), wzór (23) można zapisać jako:

$$\frac{u_c(T_w)}{T_{w2} - T_{w1}} = \sqrt{\frac{1}{3} [(\delta_1)^2 + (\delta_2)^2 + (\delta_3)^2 + (\delta_4)^2]}. \quad (24)$$

Uwzględniając wzór (20) wartość względnej złożonej niepewności standardowej dla rozważanego toru pomiarowego można wyznaczyć z zależności:

$$\frac{u_c(T_w)}{T_{w2} - T_{w1}} = \frac{\delta_{T_i}}{\sqrt{3}} \quad (25)$$

Przekształcając zależność (25) można wyznaczyć złożoną niepewność standardową rozważanego toru:

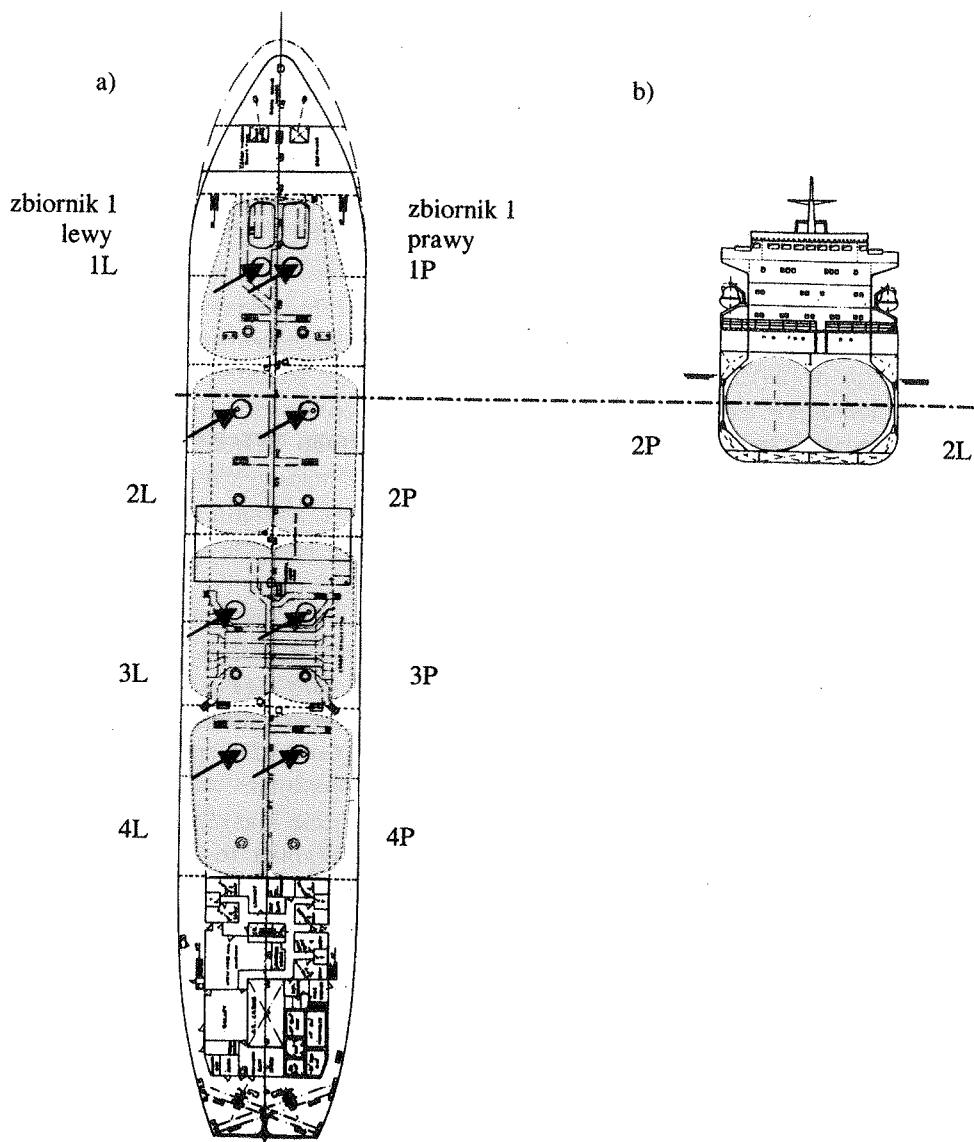
$$u_c(T_w) = \frac{\delta_{T_i}}{\sqrt{3}} (T_{w2} - T_{w1}). \quad (26)$$

Podstawiając odpowiednio wartości: $\delta_{T_i} = 4,1 \cdot 10^{-3}$, $T_{w1} = -120^\circ\text{C}$, $T_{w2} = 120^\circ\text{C}$ otrzymuje się złożoną niepewność standardową rozważanego toru $u_c(T_w) = 0,57^\circ\text{C}$. Porównując otrzymaną wartość z klasycznym oszacowaniem błędu bezwzględnego $\Delta T_i = 0,98^\circ\text{C}$ widać, iż niepewność standardowa $u_c(T_w) = 0,57^\circ\text{C}$ przyjmuje wartość mniejszą.

W dalszych rozważaniach będzie wykorzystane podejście klasyczne, które zdaniem autorów dobrze opisuje naturę rozważanych zjawisk. Wynika to z faktu, iż punkt ciężkości poruszanego problemu dotyczy zjawisk, które bada się na podstawie analizy właściwości toru pomiarowego w dwóch stanach. Stanu, w którym istnieje błąd dodatkowy i stanu, w którym on nie występuje.

3. WYNIKI BADAŃ EKSPERYMENTALNYCH GENEZĄ HIPOTEZY O BŁĘDZIE DODATKOWYM

Wstępne wyniki badań eksperymentalnych [2] przeprowadzonych na zbiornikowcu m/v „Eurogas Seconda” w czasie transportu ciekłego propylenu o temperaturze rzędu $T = -50^\circ\text{C}$, skłaniają do sformułowania hipotezy o powstawaniu w dwuprzewodowych torach pomiarowych temperatury dodatkowego błędu ΔT_d , dotychczas nie ujmowanego w przedmiotowej literaturze. Błąd ΔT_d , wyrażony w postaci błędu względnego przez składową dodatkową δ_5 [2] zwiększa wartość całkowitego teoretycznego błędu względnego pomiaru δ_{T_i} wyrażonego zależnością (20). Lokalizację zbiorników ciekłego propylenu na statku przedstawia rys. 5.



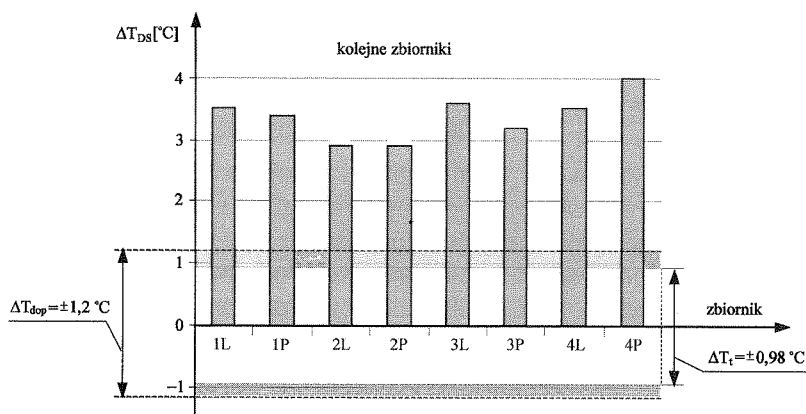
Rys. 5. Przykładowe rozmieszczenie zbiorników na statku do transportu gazów płynnych: a) widok z góry, gdzie strzałkami zaznaczono miejsca zainstalowania sond pomiarowych temperatury, b) przekrój poprzeczny statku na wysokości zbiornika nr 2

Prz
peratur
danego
z czter
wyniki
odpowi
rowego
nej mie
biorąc
sportow
peratur
ratur m
poprzez
szania
należy
dem do
 $\Delta T_i = \pm$

Rys. 6. F
z
z

W
funkcja
nadmie
statkach
nych w
wanie
dalszy

Przeprowadzona analiza wyników pomiarów ujawniła nadmierne różnice temperatur $\Delta T_{DS} = T_D - T_S$ pomiędzy temperaturą T_D na dnie a temperaturą T_S w środku danego zbiornika, wyznaczonych odpowiednio dla komór prawej i lewej każdego z czterech zbiorników, co ilustruje diagram przedstawiony na rys. 6. Otrzymane wyniki jednoznacznie wskazują na istnienie relacji $\Delta T_{DS} > \Delta T_i$, gdzie $\Delta T_i = \pm 0,98^\circ\text{C}$ odpowiada zwartości wynikającej z analizy dokładnościowej rozważanego toru pomiarowego w oparciu o zależność (20). Zarejestrowane różnice $2,9^\circ\text{C} \leq \Delta T_{DS} \leq 4^\circ\text{C}$ w żadnej mierze nie mogły być spowodowane istniejącym gradientem rozkładu temperatur, biorąc pod uwagę wielkość rozpatrywanych zbiorników i sposób schładzania transportowanego ładunku. Zastosowana technologia utrzymania ładunku w niskiej temperaturze polegała na rozprężaniu gazu na dnie zbiornika, a zatem niższych temperatur można było spodziewać się raczej w części dennej, a nie środkowej. Nadto, poprzez rozprężanie gazu na dnie zbiornika uzyskuje się efekt dobrego mieszania i wyrównywania temperatur w całej jego objętości. Stąd też, za uprawnioną należy uznać hipotezę, iż pomiary w części dennej obarczone są znacznym błędem dodatkowym ΔT_d , o wartości istotnie przekraczającej wartość szacunkową $\Delta T_i = \pm 0,98^\circ\text{C}$ [$u_c(T_w) = 0,57^\circ\text{C}$].



Rys. 6. Różnice temperatury ΔT_{DS} pomiędzy dnem i środkiem odpowiednio dla komór prawej i lewej każdego ze zbiorników ładunkowych, gdzie: nL — lewa komora n -tego zbiornika, nP — prawa komora n -tego zbiornika, $n = 1, 2, 3, 4$; gdzie ΔT_{dop} dopuszczalny rozrzut wyników pomiaru wyznaczony w odniesieniu do dopuszczalnej $\pm 0,5\%$ niedokładności pomiaru

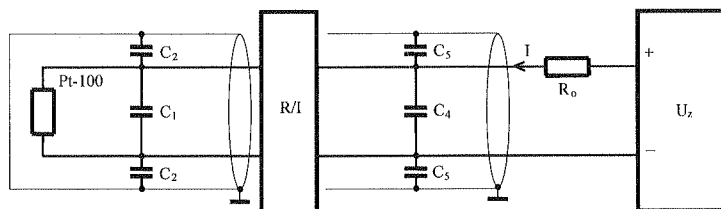
W wyniku dalszych badań stwierdzono, że wartość błędu dodatkowego ΔT_d jest funkcją rezystancji obciążenia R_o i temperatury mierzonej T . Zjawisko występowania nadmiernych błędów w pomiarach temperatur zostało odnotowane na specjalistycznych statkach do przewozu skroplonych gazów w zbiornikach ładunkowych wykorzystywanych w zakresie od -120°C do 120°C . Mechanizm powstawania tych błędów i opracowanie metodyki ich detekcji oraz eliminacji uznano jako zagadnienie wymagające dalszych wnikliwych badań [8] [10].

4. WERYFIKACJA HIPOTEZY O BŁĘDZIE DODATKOWYM

4.1. MODELOWANIE RZECZYWISTEGO TORU POMIAROWEGO

Dla analizy rzeczywistego toru pomiarowego w wersji podstawowej, przyjęto dwuprzewodowe podłączenie czujnika Pt-100 oraz założono, że wypadkowe obciążenie toru reprezentowane jest przez rezystancję R_o .

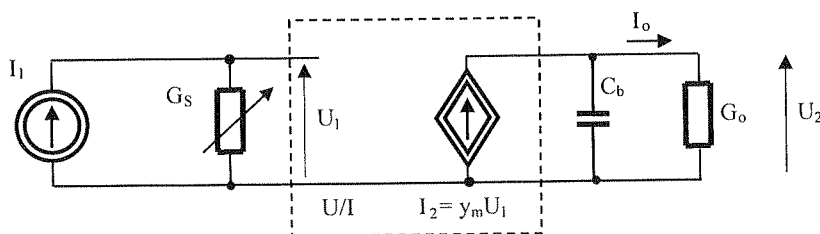
Schemat rozważanego toru został przedstawiony na rys. 7. Dodatkowo, przyjęto założenie o liniowej charakterystyce statycznej $R_T = f(T)$ czujnika Pt-100, reprezentowanego w dalszych rozważaniach przez rezystancję R_T .



Rys. 7. Podstawowa wersja rzeczywistego toru pomiarowego

4.2. MAŁOSYGNAŁOWE MODELE TORÓW POMIAROWYCH TEMPERATURY I ICH ANALIZA

W celu oceny właściwości metrologicznych przeprowadzono analizę małosygnałową [12] [16] [17] rozważanego toru pomiarowego dla trzech typów przetworników R/I , o właściwościach dynamicznych odpowiadających elementowi bezinercyjnemu, inercyjnemu pierwszego rzędu i oscylacyjnemu. Pod uwagę wzięto dwa przypadki. Pierwszy z nich odpowiada sytuacji związanej z procedurą sprawdzającą z wykorzystaniem symulatora rezystancyjnego. W przykładowym, małosygnałowym modelu toru pomiarowego dla tego przypadku przedstawionym na rys. 8, na podstawie analizy uwzględniono jako istotną jedynie pojemność C_b wynikającą z pojemności własnych przewodów łączących wyjście przetwornika z obciążeniem.



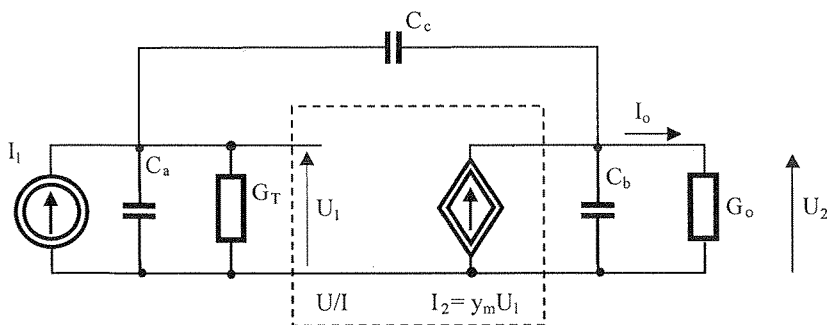
Rys. 8. Małosygnałowy model toru pomiaru temperatury z wykorzystaniem rezystancyjnego symulatora czujnika Pt-100, gdzie G_s — konduktancja symulatora, y_m — transadmitancja przetwornika, G_o — konduktancja obciążenia

Transmitancja toru pomiarowego $T_s(s)$ w warunkach symulacji zmian temperatury wyrażona jest wzorem:

$$T_s(s) = \frac{I_o}{I_1} = \frac{y_m}{G_s} \cdot \frac{\omega}{(s + \omega_1)}, \quad (27)$$

gdzie $\omega_1 = \frac{G_o}{C_b}$.

Drugi analizowany przypadek odpowiada sytuacji, gdy do toru pomiarowego podłączony jest rzeczywisty czujnik pomiarowy. Małosygnałowy model takiego toru pomiarowego (rys. 9) dodatkowo uwzględnia pojemności własne czujnika C_a , oraz pojemność sprzęgającą C_c będącą wypadkową pojemności czujnika i przewodów łączących podłączonych do wyjścia przetwornika. Pojemność sprzęgająca C_c wynika z istnienia uziemienia czujnika i uziemienia ekranu przewodów łączących.



Rys. 9. Małosygnałowy model toru pomiarowego temperatury w warunkach rzeczywistych

Transmitancja rzeczywistego toru pomiarowego $T_R(s)$ wyraża się następującym wzorem:

$$T_R(s) = \frac{I_o}{I_1} = \frac{G_o(sC_c + y_m)}{[s(C_a + C_c) + G_T][s(C_c + C_b) + G_o] - sC_c(sC_c + y_m)} \quad (28)$$

O właściwościach dynamicznych toru pomiarowego decydują parametry dynamiczne przetwornika pomiarowego reprezentowane w omawianych modelach przez transadmitancję y_m , będącej iloczynem transkonduktancji g_m odpowiadającej zakresowi pomiarowemu i transmitancji opisującej charakter dynamiki przetwornika. Jako przykładowe, wypadkowe wartości pojemności własnych czujnika i kabli łączących na podstawie badań eksperymentalnych przyjęto odpowiednio wartości $C_a = 4,5$ nF; $C_b = 8$ nF i $C_c = 1,7$ nF, które opisują czujnik o długości około 8 mb i odpowiadają kablowi podłączonemu do wyjścia przetwornika o długości rzędu 20–25 mb.

4.2.1. Małosygnałowy model toru pomiarowego z przetwornikiem oscylacyjnym II rzędu

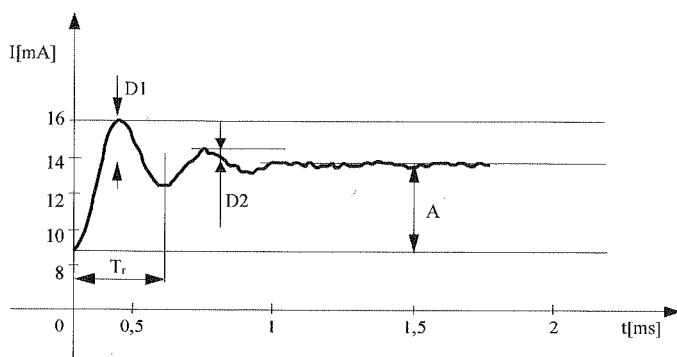
Większość przetworników R/I stosowanych w układach rzeczywistych na statkach morskich posiada właściwości dynamiczne odpowiadające elementom inercyjnym I rzędu. Można jednak spotkać przetworniki o właściwościach odpowiadających elementom oscylacyjnym II rzędu [1] [13]. Na rys. 10 przedstawiono przebieg odpowiedzi takiego przetwornika na wymuszenie skokowe. Transadmitancja y_{mo} przetwornika o charakterystyce dynamicznej odpowiadającej elementowi oscylacyjnemu II rzędu może być opisana następującym wyrażeniem:

$$y_m = g_m \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o + \omega_o^2} \quad (29)$$

gdzie parametry ω_o — pulsacja drgań swobodnych i ξ — współczynnik tłumienia mogą być wyznaczone w oparciu o odpowiedź przetwornika na skok jednostkowy. Dla przykładu z rys. 10 wynoszą one odpowiednio: $\omega_o = 20400$ rd/s i $\xi = 0,212$.

Podstawiając za transadmitancję y_m wyrażenie (29) otrzymujemy transmitancję rozważanego toru pomiarowego współpracującego z symulatorem rezystancyjnym o konduktancji G_s :

$$T_{os}(s) = \frac{g_m \omega_1 \omega_o^2}{G_s} \cdot \frac{1}{(s + \omega_1)(s^2 + 2\xi\omega_o + \omega_o^2)} \quad (30)$$



Rys. 10. Zmiana prądu wyjściowego w funkcji czasu przetwornika typu TR-01 firmy DEGUSSA ($-60,0^\circ\text{C}$) na wymuszenie skokowe

Z analizy zależności (30) wynika, że transmitancja toru pomiarowego posiada trzy bieguny w lewej półpłaszczyźnie zespolonej, których położenie nie zależy zarówno od zmian parametrów rozważanego toru, jak również od wartości rezystancji obciążenia. A zatem, w analizowanym torze pomiarowym temperatury z wykorzystaniem symulatora rezystancyjnego czujnika Pt-100, nie ma możliwości generowania przebiegów zmien-

nych wp
do wzor
z rzeczy

W wynik
transmita
go ΔT , p
wraz z z
bardziej
zblizając
osi płasz

Rys. 11. ...
dla wyb

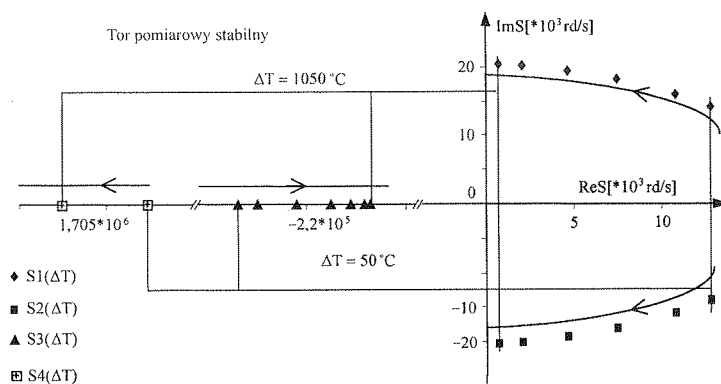
A za
występow
półpłaszc
 ΔT rośnie
waniem p
staje się
sygnału s
ku sobie,
ujemnej c

ných wprowadzających błędy dodatkowe. Natomiast podstawiając za y_m wyrażenie (29) do wzoru (28) otrzymamy transmitancję $T_R(s)$ rozważanego toru współpracującego z rzeczywistym czujnikiem pomiarowym:

$$T_R(s) = \frac{G_o \left(sC_c + g_m \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o + \omega_o^2} \right)}{[s(C_a + C_c) + G_T][s(C_c + C_b) + G_o] - sC_c \left(sC_c + g_m \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\xi\omega_o + \omega_o^2} \right)} \quad (31)$$

W wyniku przeprowadzonych symulacji komputerowych, otrzymano rozkład biegunów transmitancji analizowanego toru pomiarowego w funkcji zmian przedziału pomiarowego ΔT , przedstawiony w formie graficznej na rys. 11. Z rozkładu biegunów widać, że wraz z zawężeniem przedziału pomiarowego ΔT dwa bieguny przesuwają się coraz bardziej w kierunku prawej półpłaszczyzny. Natomiast dwa pozostałe, tworzą parę zbliżającą się ku sobie, ale dla badanych parametrów toru ciągle pozostają na ujemnej osi płaszczyzny zespolonej.

Tor pomiarowy stabilny

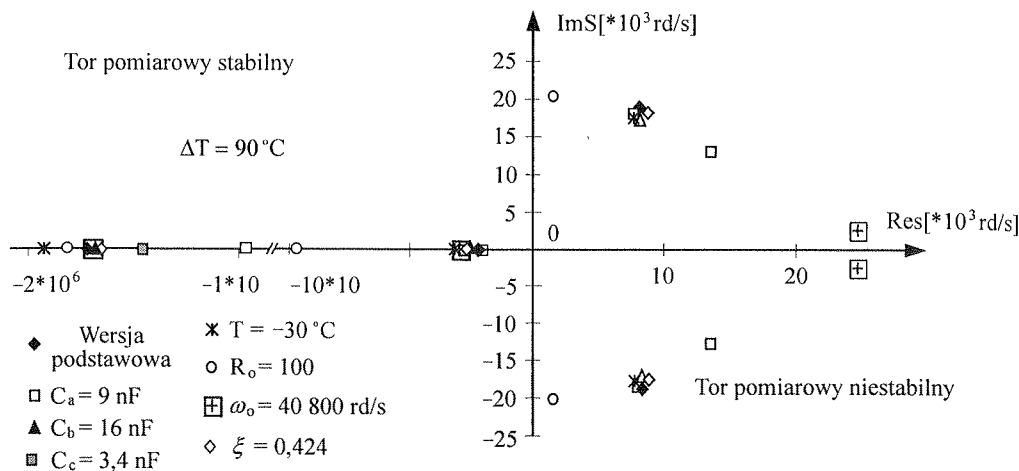


Rys. 11. Rozkład biegunów transmitancji toru pomiarowego temperatury z przetwornikiem oscylacyjnym dla wybranych wartości zakresów pomiarowych, gdzie strzałkami oznaczono kierunek przesuwania się biegunów wraz ze wzrostem zakresu pomiarowego ΔT

A zatem, o stabilności układu pomiarowego, czy raczej niestabilności wyrażonej występowaniem wspomnianej składowej zmiennej, decydują bieguny leżące w prawej półpłaszczyźnie zespolonej. Reasumując, wraz z zawężaniem przedziału pomiarowego ΔT rośnie tendencja do pracy niestabilnej rozważanego układu, objawiająca się generowaniem przebiegów zmiennych. Układ pomiarowy niezależnie od zakresu pomiarowego staje się generatorem niepożądanego składowej zmiennej, dodawanej do przesyłanego sygnału stałoprądowego. Natomiast dwa pozostałe bieguny, tworzą parę zbliżającą się ku sobie, natomiast dla badanych parametrów toru pomiarowego ciągle pozostają na ujemnej osi płaszczyzny zespolonej. W celu określenia wpływu pozostałych parametrów

na zachowanie się toru pomiarowego przeprowadzono odpowiednio ukierunkowane symulacje komputerowe poprzez zmiany poszczególnych parametrów toru pomiarowego dla przedziału pomiarowego $\Delta T = 90^\circ\text{C}$.

Graficzną prezentację otrzymanych wyników przedstawia rys. 12. Z otrzymanego rozkładu biegunów widać różnorodny wpływ poszczególnych parametrów toru pomiarowego na jego tendencję do generowania szkodliwych przebiegów zmiennych. Najsilniejszy wpływ mają następujące parametry: pulsacja drgań swobodnych, wypadkowa pojemność sprzęgająca i wypadkowa wartość rezystancji obciążenia.



Rys. 12. Rozkład biegunów transmitancji toru pomiarowego temperatury z przetwornikiem oscylacyjnym, po zmianie parametrów toru w odniesieniu do wersji podstawowej, dla zakresu $\Delta T = 90^\circ\text{C}$

4.3. MECHANIZM POWSTAWANIA BŁĘDÓW DODATKOWYCH

Rozważania teoretyczne ograniczały się do badania możliwości wystąpienia niepożądanego składowej zmiennej w sygnale stałoprądowym. Natomiast właściwości rzeczywistego toru pomiarowego, w którym występuje niepożądana składowa zmienna zostały określone na podstawie badań eksperymentalnych, gdzie poprzez zmianę określonych parametrów wymuszono zmiany składowej zmiennej w stałoprądowym sygnale pomiarowym [2] [4] [6]. Dla danego, praktycznie zrealizowanego toru pomiarowego, za dopuszczalną w trakcie eksploatacji można uznać zmienność jedynie dwóch parametrów. Należą do nich:

- rezystancja czujnika termorezystancyjnego (Pt-100), której zmiany wynikają z różnych wartości mierzonych temperatur;
- rezystancja obciążenia, której wartość wypadkowa może przyjmować dowolne wartości od 0 do wartości maksymalnej.

Przy zmianach wartości tych parametrów, w pełnych dopuszczalnych zakresach ich zmienności, w stałoprądowym sygnale wyjściowym przetwornika nie powinna pojawiać

się skład
podziale
S4 prze

Prze
cych odp

1. Obsz
błąd

2. Obsz
nie w
skład

3. Obsz
 δ_s . B
będą
będą

Rys.
gdzie U_{zz}

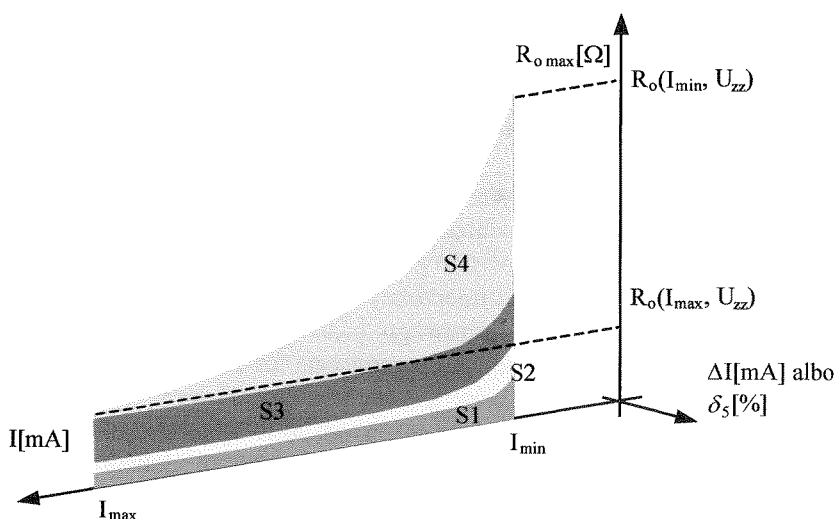
4. Obsz
doch
w na
odp
toró
jedn

Ob
charakt

się składowa zmienna. W przypadku jej wystąpienia dalszą analizę można oprzeć na podziale płaszczyzny diagnostycznej toru pomiarowego [2] na cztery obszary $S1$, $S2$, $S3$, $S4$ przedstawione na rys. 13.

Przedstawione badania skłaniają do dokonania następujących uogólnień, dotyczących odpowiednich obszarów:

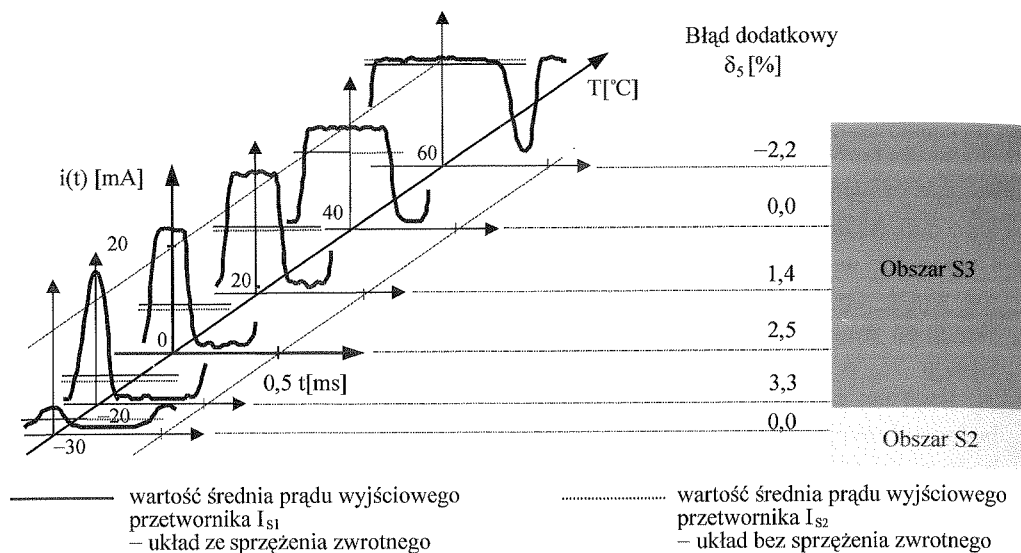
1. Obszar $S1$, w którym nie występuje składowa zmienna, a tym samym nie pojawia się błąd dodatkowy.
2. Obszar $S2$, w którym obserwuje się występowanie składowej zmiennej, przy czym nie wiąże się to z błędami dodatkowymi. Wynika to z faktu, że pojawiająca się składowa zmienna posiada zerową wartość średnią.
3. Obszar $S3$, w którym występuje składowa zmienna wprowadzająca dodatkowy błąd δ_s . Błąd ten pojawia się z powodu dodawania się do podstawowej składowej stałej, będącej funkcją mierzonej temperatury, dodatkowej, niepożądanego składowej stałej, będącej wartością średnią generowanych przebiegów zmiennych.



Rys. 13. Podział diagnostycznej płaszczyzny pracy na obszary występowania błędów dodatkowych, gdzie U_{zz} — napięcie zasilania, ΔI — błąd dodatkowy wyrażony bezwzględną średnią wartością zmian prądu wyjściowego wynikającego z istnienia błędu dodatkowego δ_s

4. Obszar $S4$, w którym występuje bardzo duża wartość błędu dodatkowego δ_s , dochodząca do kilkadziesiąt procent. W obszarze tym tor pomiarowy wchodzi w nasycenie, objawiające się przepływem prądu o stałej wartości różnej od wartości odpowiadającej mierzonej temperaturze. Z punktu widzenia diagnostyki rozważanych torów, omawiany przypadek obszaru $S4$ jest łatwy w interpretacji z uwagi na jednoznaczny symptom diagnostyczny, powstaje tzw. „błąd gruby”.

Obszary $S2$, $S3$, i $S4$ najbardziej interesujące z poznawczego punktu widzenia, charakteryzują się występowaniem zakłócającej składowej zmiennej, przy czym wpływ



Rys. 14. Graficzna ilustracja zmian w przebiegu niepożądanego składowej zmiennej w funkcji mierzonej temperatury, dla toru pomiarowego z przetwornikiem TR01-L ($-30 \dots 60^\circ\text{C}$), $R_o = 600 \Omega$

tej składowej w sygnale pomiarowym może skutkować pojawieniem się błędu dodatkowego δ_5 . Dla ilustracji zmian przebiegu prądu wyjściowego przetwornika w funkcji parametrów toru, na rys. 14 przedstawiono przykładowe przebiegi w rzeczywistym torze pomiarowym odpowiednio w funkcji mierzonej temperatury.

Analizując przebiegi prądu wyjściowego przetwornika przedstawione na rys. 14 widać bardzo silny wpływ mierzonej temperatury na kształt przebiegu zakłócającego. Natomiast odczyt temperatury obciążony jest błędem dodatkowym tylko w sytuacji, gdy wartość średnia składowej zmiennej jest różna od zera. Błąd dodatkowy może przyjmować wartość dodatnią, ujemną bądź zerową. Na rys. 14 dodatkowo przyporządkowano obszary S2 i S3, wyróżnione na diagnostycznej płaszczyźnie pracy toru pomiarowego na rys. 13.

5. PODSUMOWANIE

Na podstawie przeprowadzonej analizy i wstępnych badań weryfikacyjnych dotyczących spełnienia wymagań dokładnościowych w pomiarach temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich, opracowano nową metodykę i wykonano stosowne instrumentarium [2] [5] [7] do oceny właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych dwuprzewodowych torów pomiarowych.

Opracowanie i doświadczalna weryfikacja proponowanej metodyki, z wykorzystaniem nowych algorytmów i procedur przedstawionych w opisie [5] i zgłoszeniu patentowym [7], upoważniają do sformułowania następujących wniosków końcowych:

- Pomiar posiada istotności pomiar (ładunku) oraz pieczęstwa

- Tor pomiarowy morskich, op przetwornik, a przetwornik separujące k dwuprzewod 4–20 mA.

- Rola izolacyjne, są jące przepły

- Przyczyna w pomiarach układem pomiarowym wybuchem n elementem r termorezystancja struktura RC rezystancyjny modelu rezystancyjnych, pro ploatacji, a z

- Analiza o małosygnałach torów pomiarowe stosowane niepożądane przetworników p T i zakresu ploatacyjnym

1. J. Anton
2. B. Dudaj chem na sta Gdańskiej, C
3. B. Dudaj lines under

- Pomiar temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich posiada istotne znaczenie dla oceny efektywności transportu morskiego (wpływ dokładności pomiaru na stawki frachtowe i na procesy technologiczne związane z transportem ładunku) oraz dla bezpieczeństwa żeglugi (konieczność spełnienia kryterium iskrobezpieczeństwa).

- Tor pomiarowy temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich, oprócz elementów typowych dla zastosowań pomiarowych takich jak czujnik, przetwornik, indykator i zasilacz (gdzie czujnik ma zwykle niestandardowe wymiary a przetwornik i zasilacz są w wykonaniach specjalnych), zawiera również układy separujące konieczne dla spełnienia wymagań iskrobezpieczeństwa; najczęściej jest to dwuprzewodowy tor pomiarowy z transmisją sygnału prądowego w standardzie 4–20 mA.

- Rolę specjalizowanego układu separującego w rozważanych torach pełnią bariery izolacyjne, separujące galwanicznie odpowiednie części toru lub bariery Zenera ograniczające przepływ energii elektrycznej z obszaru bezpiecznego do zagrożonego wybuchem.

- Przyczyną pojawiających się istotnych błędów, nawet rzędu kilku stopni Celsjusza, w pomiarach temperatur na statkach są znaczne rozbieżności między rzeczywistym układem pomiarowym a zwykle przyjmowanym modelem elektrycznym. Rzeczywisty tor pomiarowy temperatury, w szczególności do zastosowań w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich jest złożonym układem elektrycznym, w którym istotnym elementem rozważanego toru jest czujnik termorezystancyjny. Schemat zastępczy czujnika termorezystancyjnego, z uwagi na specyfikę aplikacji i sposób połączenia, stanowi złożona struktura RC, w odróżnieniu od zwykle stosowanej dla tego typu członu reprezentacji rezystancyjnej. Wykorzystanie w analizach właściwości rozważanego toru pomiarowego modelu rezystancyjnego czujnika Pt-100, bez uwzględnienia istotnych sprzężeń pojemnościowych, prowadzi do poważnych błędów zarówno w fazie projektowania, jak i eksploatacji, a zwłaszcza sprawdzania omawianych układów.

- Analiza teoretyczna i wyniki badań doświadczalnych przeprowadzone w oparciu o małosygnałowe modele rozważanych torów pomiarowych wskazują, iż o właściwościach torów pomiarowych temperatury w znacznym stopniu decydują właściwości dynamiczne stosowanych przetworników R_T/I ; nadto wykazano, iż tendencja do generacji niepożądanego składowej zmiennej zależy nie tylko od właściwości dynamicznych przetworników pomiarowych (ω_{3dB} , ω_o , ξ), ale również od wartości temperatury mierzonej T i zakresu pomiarowego ΔT , oraz od parametrów konstrukcyjnych (C_a , C_b , C_c) i eksploatacyjnych (R_o) toru pomiarowego (przetwornik R/I , przewody łączące, obciążenie).

6. BIBLIOGRAFIA

1. J. Antoniewicz: *Automatyka*. Warszawa, WNT, 1973.
2. B. Dudojć: *Sposoby zwiększania dokładności pomiarów temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich*. Rozprawa doktorska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2000.
3. B. Dudojć, J. Mindykowski: *Selected problems of analog signal processing and transmission lines under ship's conditions*. IMEKO TC-4 Symposium, Prague, 1995, pp. 477–481.

4. B. Dudojć, J. Mindykowski: *New approach to calibration of temperature measuring lines including the Pt-100 sensors*. IMEKO TC-4, 7th Symposium, New Measurement and Calibration Methods of Electrical Quantities and Instruments, Budapest, 1996, pp. 164–167.
5. B. Dudojć, J. Mindykowski: *Układ do sprawdzania torów pomiarowych temperatury*. Patent PL 179503 B1, 1996, WSM w Gdyni.
6. B. Dudojć, J. Mindykowski: *Analysis of selected properties of measurement channels used in hazardous areas of ships*. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Brussels, 1996, pp. 826–831.
7. B. Dudojć, J. Mindykowski: *Sposób i układ do sprawdzania torów pomiarowych temperatury w warunkach eksploatacyjnych*. Zgłoszenie patentowe P 319081, 1997, WSM w Gdyni.
8. B. Dudojć, J. Mindykowski: *Improvement of the commissioning procedure of the industrial temperature measurement channels with the RTD sensors*. 9th IMEKO TC-4, Symposium on Electrical Instruments in Industry, Glasgow, 1997, pp. 185–188.
9. B. Dudojć: *Nowe aspekty diagnostyki analogowych torów pomiarowych 4–20mA*. PAK, nr 9, 1999, ss. 8–11.
10. B. Dudojć, J. Mindykowski: *Checking current analog measurement channels*. IMEKO, TC-4, Wiedeń, 2000, pp. 175–180.
11. J. Frączek: *Aparatura przeciwybuchowa w wykonaniu iskrobezpiecznym*. Katowice, Śląskie Wydawnictwo Techniczne, 1995.
12. A. Guziński: *Liniowe elektroniczne układy analogowe*. Warszawa, WNT, 1993.
13. R. Hagel, J. Zakrzewski: *Miernictwo dynamiczne*. Warszawa, WNT, 1984.
14. J. Kabaciński, M. Kicińska, A. Wolski: *Eksploatacja statków do przewozu gazów skroplonych*. Szczecin, WSM, 1993.
15. J. Mindykowski, B. Dudojć: *Wybrane problemy pomiarów i transmisji sygnałów w obszarach zagrożonych wybuchem w warunkach morskich*. VIII Krajowa Konferencja Metrologii, Warszawa, 1995, ss. 59–64, 1995.
16. K. S. Mitra: *Analiza i synteza układów aktywnych liniowych*. Warszawa, WNT, 1974.
17. M. Niedźwiedzki, M. Rasiukiewicz: *Nieliniowe elektroniczne układy analogowe*. Warszawa, WNT, 1992.
18. *Comprehensive product catalog*. Rosemount, 1999 Edition (00805-0100-1025).
19. *MTL Intrinsic Safety Catalogue 1998/99*. Katalog firmy: MTL Instruments Group plc, Luton, England.
20. *The Temperature Handbook, 21st century preview edition*. Katalog firmy OMEGA ENGINEERING, INC., Stamford, USA, 2000.
21. H. Szydlowski: *Teoria pomiarów*. Warszawa, PWN, 1981.
22. *Wyrażenie niepewności pomiaru. Przewodnik*. Warszawa, Główny Urząd Miar, 1999.

B. DUDOJĆ, J. MINDYKOWSKI

ADDITIONAL ERRORS AND THEIR DETECTION IN TEMPERATURE MEASUREMENTS IN SHIP'S HAZARDOUS AREAS

Summary

The article contains issues connected with the temperature measurement accuracy in ship's hazardous areas. Procedures for measurement accuracy estimation in theory in relation to intrinsically safe measurement channel with a frequently used structure have been based on a resultant meansquare error and complex uncertainty of measurement for a given model of a considered channel. Research results carried out aboard a ship specially designed for carrying liquid gases revealed a significant discrepancy between a theoretical estimation of measurement accuracy according to results of temperature measurements in tanks with liquid propylene. Experimental research allowed for initial identification of causes and formulation of hypothesis

concerning the mechanism causing the occurrence of the above mentioned discrepancy, further called an additional measurement error. The article shows that the additional error, which have not been discussed in professional literature so far, derive from the undesirable alternative current component in the direct current measurement signal exited by parasitical and difficult to predict coupling capacitance in the measurement line. These errors initially originate from an improper frequency compensation of the R/I converter which does not consider the configuration and parameters of a given channel.

The theoretical analysis deals with an analogue properties of the intrinsically safe measuring channels on the basis of the suggested small signal models mainly involving the possibility of occurrence of the alternating current component in the considered systems. Experimental research determined the self capacity range in reference to the sensor as well as connecting cables using various types of converters and structural feedback which results from grounding of the respective elements applied in real systems. Research not only confirmed the existence of a mechanism involving the considered channels but also allowed to determine dependencies relationships between the errors value as well as the measured quantity and the selected parameters of the channel under consideration. Conclusions concern the possibility of improving the temperature measurement accuracy in the considered intrinsically safe channels by eliminating the above mentioned additional errors.

Keywords: additional error, intrinsic safety, 4–20 mA standard

rzysta
dostę
przejs
menc
za zje
rośnic
szybk
algory
zacisk
tranzy
teoret

Słowa

Jednym
wno w st
przetwarza
elementów
ogół znacz
elementów
Znajom
bardzo wa

Nowy algorytm wyznaczania mocy czynnej tranzystora MOS w programie SPICE

KRZYSZTOF GÓRECKI, JANUSZ ZARĘBSKI

*Katedra Radioelektroniki Morskiej, Wyższa Szkoła Morska w Gdyni
ul. Morska 83, 81-225 Gdynia
e-mail: zarebski@wsm.gdynia.pl
gorecki@wsm.gdynia.pl*

*Otrzymano 2001.05.28
Autoryzowano 2000.07.02*

Praca dotyczy problemu wyznaczania mocy czynnej tranzystora MOS przy wykorzystaniu wbudowanego w programie SPICE modelu tego elementu. Z uwagi na możliwość dostępu jedynie do zewnętrznych zacisków rozważanej klasy modeli, w analizie stanów przejściowych (TRAN), użytkownik może wyznaczyć tylko moc całkowitą, wydzielaną w elemencie. Moc taka, na skutek inercji elektrycznej, różni się od mocy czynnej, odpowiedzialnej za zjawisko samonagrzewania. Różnica między przebiegiem mocy czynnej i mocy całkowitej rośnie wraz ze wzrostem wartości pojemności wewnętrznych modelu tranzystora MOS oraz szybkości zmian sygnału sterującego rozważany element. W pracy zaproponowano nowy algorytm wyznaczania mocy czynnej wydzielanej w tranzystorze MOS, wykorzystujący jego zaciskowe przebiegi prądów i napięć oraz zależności opisujące elementy modelu rozważanego tranzystora. Przedstawiono szczegółowo sposób realizacji nowego algorytmu, a rozważania teoretyczne zilustrowano wynikami obliczeń.

Słowa kluczowe: SPICE, tranzystor MOS, modelowanie elementów półprzewodnikowych

1. WPROWADZENIE

Jednymi z najpopularniejszych elementów mocy, znajdującymi zastosowanie zarówno w stopniach końcowych wzmacniaczy mocy jak i w układach impulsowego przetwarzania energii, są obecnie tranzystory MOS, które realizują typowo funkcję elementów kluczujących. W czasie pracy tych tranzystorów, wydzielana w nich jest na ogół znaczna energia elektryczna, co prowadzi do wzrostu temperatury wnętrza tych elementów ponad temperaturę otoczenia.

Znajomość wartości temperatury wnętrza T_j elementu półprzewodnikowego jest bardzo ważna, gdyż szereg właściwości elementów półprzewodnikowych, takich jak

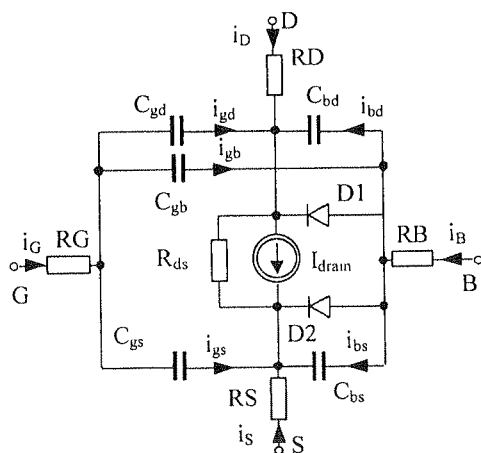
kształt ich charakterystyk zaciskowych oraz parametry robocze układów wykorzystujących te elementy, a również niezawodność elementów i układów są silną funkcją właśnie tej temperatury [1, 2, 3, 4].

Temperaturę wnętrza elementu półprzewodnikowego można określić na drodze odpowiednich, specjalistycznych pomiarów [1, 2, 3, 5] lub też poprzez symulacje komputerowe z wykorzystaniem wiarygodnych modeli elementów [1, 2, 6]. Drugi z wymienionych sposobów jest tańszy i szybszy w realizacji, wymaga jednak stosowania specjalnych algorytmów numerycznych, realizacja których wymaga między innymi znajomości czasowego przebiegu mocy czynnej wydzielonej w elemencie oraz innych elementach układu, sprzężonych termicznie z rozpatrywanym elementem [1, 2].

Stosowany powszechnie program SPICE [7, 8] wraz z odpowiednimi wbudowanymi modelami lub makromodelami elementów półprzewodnikowych nie pozwala na bezpośrednie wyznaczanie przebiegu mocy czynnej w tych elementach. Znane z literatury sposoby rozwiązywania tego problemu obciążone są pewnymi niedogodnościami, związanymi np. z koniecznością modyfikacji bibliotecznego modelu elementu półprzewodnikowego [9] lub koniecznością sformułowania własnego makromodelu elementu z wykorzystaniem źródeł sterowanych, opisanych za pomocą opcji ABM [1].

W programie SPICE istnieje możliwość modelowania tranzystorów MOS z różną dokładnością, od najprostszego modelu Shichmana-Hodgesa (LEVEL = 1) poprzez model Meyer'a (LEVEL = 2) i model Danga (LEVEL = 3), aż po modele tranzystora BSIM (LEVEL = 4, 6, 7).

Wszystkie, dostępne w programie SPICE modele mają identyczną strukturę, przedstawioną na rys. 1, natomiast różnią się one postacią zależności opisujących źródło sterowane I_{drain} oraz pojemności C_{gb} , C_{gd} , C_{gs} związanych z warstwą bramkowego dwutlenku krzemu.



Rys. 1. Model tranzystora MOS w programie SPICE

Z punktu widzenia inżyniera — projektanta układów elektronicznych z tranzystorami MOS, zasadnicze znaczenie mają modele sformułowane na poziomie $LEVEL = 1$, ze względu na prostą postać i małą liczbę parametrów oraz na poziomie $LEVEL = 3$, z uwagi na uwzględnienie zjawisk drugorzędnych oraz nieliniowy opis pojemności związanych z warstwą dwutlenku krzemu pod bramką. Istotną zaletą modelu na poziomie $LEVEL = 3$ jest także możliwość wykorzystania programu PARTS do estymacji wartości parametrów tego modelu.

W niniejszej pracy zaproponowano nową metodę pozwalającą na bezpośrednie obliczanie mocy czynnej wydzielanej w tranzystorze MOS na podstawie znajomości wartości prądów i napięć zaciskowych wbudowanego w programie SPICE modelu rozważanego elementu oraz znajomości funkcyjnych zależności stanowiących rozważany model, bez konieczności ingerencji w topologię tego modelu. Przedstawiono algorytm metody, a rozważania teoretyczne zilustrowano przykładami obliczeń przebiegów zarówno mocy całkowitej i czynnej wydzielanej w rozważanym elemencie, jak również temperatury wnętrza tego elementu.

2. WYZNACZANIE MOCY CZYNNEJ TRANZYSTORA MOS

2.1. WSTĘP

Analiza dynamiczna (TRAN) układu z tranzystorem MOS umożliwia uzyskanie czasowych przebiegów prądów i napięć zaciskowych, to znaczy prądów drenu i_D , źródła i_S , bramki i_G oraz podłoża i_B , a także napięć na zaciskach drenu, źródła, bramki oraz podłoża rozważanego elementu, natomiast nie pozwala na uzyskanie informacji o wartościach prądów w wewnętrznych gałęziach oraz wartościach potencjałów w wewnętrznych węzłach modelu.

Użytkownik programu SPICE może zatem w wyniku przeprowadzonej analizy dynamicznej wyznaczyć jedynie wartość mocy całkowitej wydzielanej w elemencie w kolejnych chwilach czasu. Z uwagi na występowanie w strukturze rozważanego modelu elementów inercyjnych, tzn. nieliniowych pojemności związanych z odpowiednimi złączami p-n oraz pojemnościami związanymi z istnieniem struktury MOS, moc czynna wydzielana w elemencie, odpowiedzialna za samonagrzewanie elementu różni się od mocy całkowitej. Różnica ta rośnie ze wzrostem wartości pojemności oraz szybkości zmian napięcia na tych pojemnościach [10].

Wyznaczenie mocy czynnej w tranzystorze MOS wymaga dodatkowych „zabiegów”, polegających, np. na modyfikacji topologii modelu wbudowanego [9] lub na sformułowaniu własnego makromodelu elementu z wykorzystaniem źródeł sterowanych opisanych za pomocą opcji VALUE i obliczeniu składnika mocy związanego z istnieniem inercji w elemencie [1]. W obydwu przypadkach wymagana jest znajomość funkcyjnych zależności odpowiednich pojemności od napięć między wewnętrznymi węzłami modelu.

2.2. NOWY ALGORYTM

Zaproponowany przez autorów, nowy algorytm wyznaczania mocy czynnej, wydzielanej w badanym tranzystorze, wymaga przeprowadzenia analizy stanów przejściowych rozważanego układu za pomocą programu SPICE oraz wykonania dodatkowych obliczeń w autorskim programie ANALIZA. Opracowano dwa warianty algorytmu wyznaczenia wartości mocy czynnej, nazywane w dalszej części pracy odpowiednio algorytmem dynamicznym oraz algorytmem statycznym. Zgodnie z algorytmem dynamicznym moc czynna wyznaczana jest jako różnica między mocą całkowitą a mocą wydzielaną w części inercyjnej modelu, natomiast w przypadku algorytmu statycznego jest to moc wydzielana bezpośrednio w części bezinercyjnej modelu. Tak więc fundamentalne znaczenie, z punktu widzenia proponowanego algorytmu mają funkcyjne zależności opisujące prądy płynące przez część inercyjną i bezinercyjną modelu od odpowiednich napięć, występujących na zaciskach elementów składowych modelu, tzn. opisujących wszystkie pojemności i wydajność źródła sterowanego I_{drain} (rys. 1).

Zgodnie z opracowanym algorytmem, którego schemat działania przedstawiono na rys. 2, należy:

1. Przeprowadzić analizę stanów przejściowych badanego układu za pomocą programu SPICE oraz zapisać przebiegi napięć i prądów zaciskowych tranzystora w pliku wynikowym PLIK.CSD.

2. Dokonać konwersji pliku wynikowego na postać tekstową za pomocą programu KONWERT, zawierającą w kolejnych kolumnach cyfr wartości napięć i prądów zaciskowych, odpowiadających kolejnym chwilom czasu.

3. Wyznaczyć czasowy przebieg napięć w węzłach wewnętrznych modelu na podstawie przebiegów napięć i prądów zaciskowych oraz wartości odpowiednich rezystancji szeregowych, występujących w rozważanym modelu.

4. W przypadku wykorzystywania algorytmu statycznego należy przejść do realizacji punktu 8, natomiast w przypadku wykorzystywania algorytmu dynamicznego należy wyznaczyć przebiegi prądów płynących przez pojemności występujące w modelu, na podstawie wyliczonych w punkcie 3 przebiegów napięć w węzłach wewnętrznych modelu oraz opisu analitycznego zależności poszczególnych pojemności od odpowiednich napięć, z wykorzystaniem wybranego algorytmu całkowania numerycznego.

W przedstawionym na rys. 1 modelu dynamicznym tranzystora MOS można wyróżnić dwa typy pojemności. Pierwszy, dotyczy pojemności złączowych diod podłożowych $D1$, $D2$, oznaczonych symbolami C_{bd} oraz C_{bs} , natomiast drugi związany jest z występowaniem warstwy tlenku bramkowego.

Obydwie pojemności złączowe opisane są identycznymi zależnościami, które dla pojemności C_{bd} , niezależnie od wyboru poziomu modelowania (LEVEL), mają postać

$$C_{bd} = \frac{CBD(T)}{\left(1 - \frac{u_{BD}}{Pb(T)}\right)^{MJ}} + \frac{PD \cdot CJSW(T)}{\left(1 - \frac{u_{BD}}{Pb(T)}\right)^{MJSW}} + TT \cdot G_{bd} \quad (1)$$

przy czym

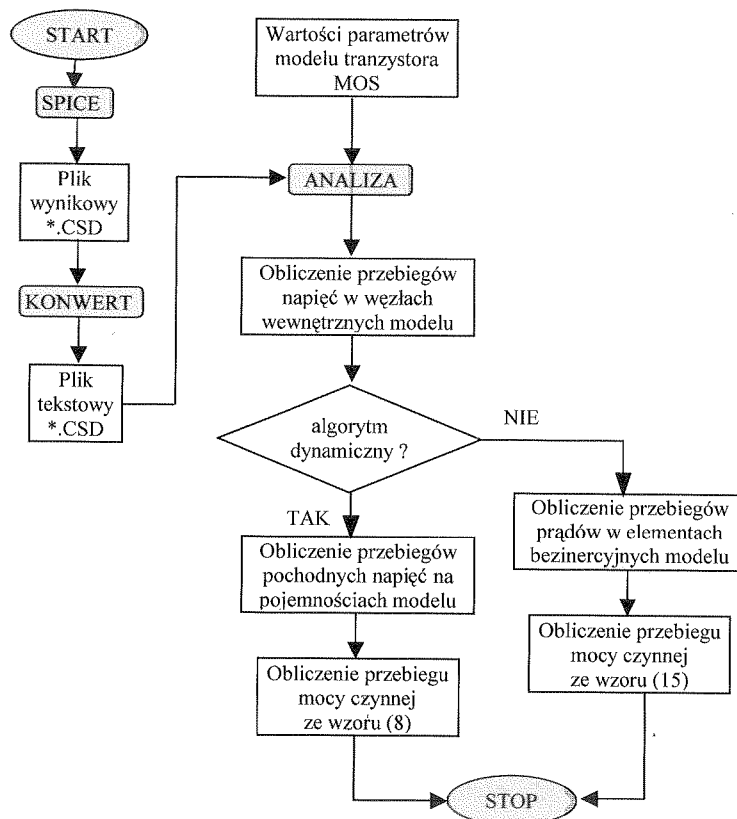
gdzie CBD — oznacza k
 T — tem
 opisują te
 energetyc
 zastąpić l

przy czym

$$CDB(T) = CBD \left\{ 1 + MJ \left[4 \cdot 10^{-4} \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{Pb(T)}{Pb} \right) \right] \right\} \quad (2)$$

$$Pb(T) = \frac{[PB + Eg(TNOM)] \cdot T}{TNOM} - 3 \cdot V_T \cdot \ln \left(\frac{T}{TNOM} \right) - Eg(T) \quad (3)$$

gdzie CBD , PD , $CJSW$, MJ , $MJSW$, TT są parametrami modelu tranzystora MOS, G_{bd} oznacza konduktancję dynamiczną diody $D1$, $TNOM$ oznacza temperaturę nominalną, T — temperaturę analizy, V_T — potencjał termiczny, natomiast $Pb(T)$ oraz $Eg(T)$ opisują temperaturową zależność odpowiednio parametru PB oraz szerokości przerwy energetycznej w krzemie. W przypadku pojemności C_{bs} należy w powyższych wzorach zastąpić literę „d” literą „s”.



Rys. 2. Schemat działania algorytmu wyznaczania mocy czynnej

Pozostałe pojemności przyjmują wartości stałe dla modelu odpowiadającego LEVEL = 1, natomiast opis pojemności odpowiadający poziomowi LEVEL = 3 jest zróżnicowany dla poszczególnych zakresów pracy tranzystora MOS i dany jest za pomocą wzorów [11, 12]:

$$C_{gd} = \begin{cases} CGDO \cdot W & \text{dla } u_{GS} \leq V_{on} + u_{DS} \\ C'_{ox} \cdot \left\{ 1 - \left[\frac{u_{GS} - V_{on}}{2(u_{GS} - V_{on}) - u_{DS}} \right]^2 \right\} + CGDO \cdot W & \text{dla } u_{GS} > V_{on} + u_{DS} \end{cases} \quad (4)$$

$$C_{gs} = \begin{cases} CGSO \cdot W & \text{dla } u_{GS} < V_{on} - PHI \\ \frac{2}{3} \cdot C'_{ox} \left(-\frac{V_{on} - u_{GS}}{PHI} + 1 \right) + CGSO \cdot W & \text{dla } V_{on} - PHI < u_{GS} < V_{on} \\ \frac{2}{3} \cdot C'_{ox} + CGSO \cdot W & \text{dla } V_{on} < u_{GS} < V_{on} + u_{DS} \\ C'_{ox} \cdot \left\{ 1 - \left[\frac{u_{GS} - u_{DS} - V_{on}}{2(u_{GS} - V_{on}) - u_{DS}} \right]^2 \right\} + CGSO \cdot W & \text{dla } u_{GS} > V_{on} + u_{DS} \end{cases} \quad (5)$$

$$C_{gb} = \begin{cases} C'_{ox} + CGBO \cdot L_{eff} & \text{dla } u_{GS} < V_{on} - PHI \\ C'_{ox} \frac{V_{on} - u_{GS}}{PHI} + CGBO \cdot L_{eff} & \text{dla } V_{on} - PHI < u_{GS} < V_{on} \\ CGBO \cdot L_{eff} & \text{dla } u_{GS} > V_{on} \end{cases} \quad (6)$$

gdzie: $CGDO$, $CGSO$, $CGBO$, W , L , PHI są parametrami modelu tranzystora MOS, L_{eff} jest efektywną długością kanału, V_{on} oznacza napięcie progowe, natomiast C'_{ox} wyrażone jest wzorem

$$C'_{ox} = C_{ox} \cdot W \cdot L_{eff} \quad (7)$$

5. Wyznaczyć przebiegi prądów, płynących przez elementy bezinercyjne modelu, jako różnicy odpowiednich prądów zaciskowych i prądów płynących przez pojemności wewnętrzne modelu.

6. Wyznaczyć przebieg mocy czynnej z zależności

$$P_{cz} = i_D^2 \cdot R_D + i_S^2 \cdot R_S + i_G^2 \cdot R_G + i_B^2 \cdot R_B + (i_D + i_{gd} + i_{bd}) \cdot (u_{DS} - i_D \cdot R_D + i_S \cdot R_S) + (i_B + i_{gb} - i_{bd} - i_{bs}) \cdot (u_{BS} - i_B \cdot R_B + i_S \cdot R_S) + (i_B + i_{gb} - i_{bd} - i_{bs}) \cdot (u_{BD} - i_B \cdot R_B + i_D \cdot R_D) \quad (8)$$

gdzie: i_{gd} , i_{bd} , i_{bs} , i_{gb} to prądy płynące przez pojemności C_{gd} , C_{bd} , C_{bs} , C_{gb} . Prądy te są wyliczane przez pomnożenie wartości odpowiedniej pojemności przez pochodną napięcia na jej zaciskach.

7. Przejść do realizacji punktu 10.

8. Wyznaczyć przebiegi prądów płynących przez część stałoprądową modelu, na podstawie wyliczonych w punkcie 3 przebiegów napięć w węzłach wewnętrznych modelu oraz opisu analitycznego poszczególnych składowych prądów od odpowiednich napięć.

Wartości prądów płynących przez poszczególne zaciski tranzystora MOS, przy pominięciu inercji elektrycznej, opisane są następującymi zależnościami:

$$i_G = 0 \quad (9)$$

$$i_B = IS \cdot \left[\exp\left(\frac{u_{BS}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{u_{BD}}{V_T}\right) - 2 \right] \quad (10)$$

$$i_D = I_{drain} + IS \cdot \left[\exp\left(\frac{u_{BD}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (11)$$

$$i_S = -I_{drain} + IS \cdot \left[\exp\left(\frac{u_{BS}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (12)$$

gdzie: IS oznacza prąd nasycenia diod podłożowych $D1$ oraz $D2$, natomiast postać zależności opisującej wydajność źródła I_{drain} zależy od wyboru poziomu modelowania (LEVEL). Dla LEVEL = 1 (model Shichmana-Hodgesa), zależność ta dana jest wzorem

$$I_{drain} = \begin{cases} 0 & u_{GS} - V_{T0} < 0 \\ \frac{W}{L} \cdot \frac{KP}{2} \cdot (1 + LAMBDA \cdot u_{DS}) \cdot (u_{GS} - V_{T0})^2 & \text{dla } 0 \leq u_{GS} - V_{T0} \leq V_{ds} \\ \frac{W}{L} \cdot \frac{KP}{2} \cdot (1 + LAMBDA \cdot u_{DS}) \cdot u_{DS} \cdot [2 \cdot (u_{GS} - V_{T0}) - V_{DS}] & u_{DS} < u_{GS} - V_{T0} \end{cases} \quad (13)$$

przy czym

$$V_{to} = V_{T0} + GAMMA \cdot (\sqrt{PHI - u_{BS}} - \sqrt{PHI}) \quad (14)$$

gdzie: V_{T0} , $GAMMA$, KP , W , L , $LAMBDA$ oraz PHI są parametrami modelu tranzystora MOS. Odpowiednie zależności odpowiadające modelowi Danga [16] (LEVEL = 3) są znacznie bardziej skomplikowane i nie będą tutaj przytaczane.

9. Wyznaczyć przebieg mocy czynnej ze wzoru

$$P_{cz} = i_D^2 \cdot R_D + i_S^2 \cdot R_S + i_G^2 \cdot R_G + i_B^2 \cdot R_B + I_{drain} \cdot (u_{DS} - i_D \cdot R_D + i_S \cdot R_S) + i_{D2} \cdot (u_{BS} - i_B \cdot R_B + i_S \cdot R_S) + i_{D1} \cdot (u_{BD} - i_B \cdot R_B + i_D \cdot R_D) \quad (15)$$

gdzie: i_{D1} oraz i_{D2} oznaczają prądy płynące przez diody podłożowe $D1$ oraz $D2$.

10. Zakończyć pracę algorytmu.

Niezbędne obliczenia napięć w węzłach wewnętrznych modelu, prądów płynących przez pojemności oraz mocy czynnej wykonywane są w specjalizowanym programie ANALIZA, natomiast autorski program KONWERT dokonuje konwersji pliku wynikowego PLIK.CSD na odpowiedni format tekstowy.

Struktura pliku wynikowego PLIK.CSD ma postać:

- jedna linia, zawierająca ciąg znaków '#H'
- dziesięć linii z informacjami o analizie, m.in. tytuł analizy, wprowadzony przez użytkownika w pliku wejściowym, data i czas zakończenia,
- jedna linia, zawierająca ciąg znaków '#N',
- jedna linia, zawierająca listę nazw napięć i prądów zapisanych w pliku wynikowym,
- linie, zawierające wyniki obliczeń zapisane w następującym standardzie: ciąg znaków '#C', wartość czasu, ilość zmiennych, wartości napięć i prądów w kolejności podanej na liście nazw w formacie liczba,':', numer zmiennej.
- jedna linia, zawierająca ciąg znaków '#', oznaczający koniec pliku.

Przykład pliku wejściowego dla programu KONWERT przedstawiono w tabeli 1.

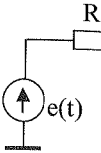
Tabela 1

Postać pliku wejściowego dla programu KONWERT

```
#H
SOURCE = 'PSPICE' VERSION = 'PSpice 8.0 (July 1997)'
TITLE = 'układ do testowania MOS-a – stany przejściowe'
SUBTITLE = ''
TIME = '00:35:36' DATE = '01/18/101' TEMPERATURE = '2.7000000E01'
ANALYSIS = 'Transient Analysis' SERIALNO = '72226'
ALLVALUES = 'NO' COMPLEXVALUES = 'NO' NODES = '4'
SWEEPVAR = 'Time' SWEEPMODE = 'VAR_STEP'
XBEGIN = '0.0000000E00' XEND = '2.0000000E02'
FORMAT = '0 VOLTSorAMPS;EFLOAT:NODEorBRANCH;NODE '
DGTLDATA = 'NO'
#N
'V(2)' 'IG(m1)' 'V(3)' 'ID(m1)'
#C 0.00000000000E00 4
0.0000000E00:1 0.0000000E00:2 4.9995782E01:3 2.8119173E-05:4
#C 8.00000000000E-10 4
3.7493077E-17:1 0.0000000E00:2 4.9995782E01:3 2.8119173E-05:4
#;
```

Program KONWERT usuwa z pliku wynikowego nieistotne informacje o analizie, znaki ':', 'C', '#' oraz numery zmiennych. W wyniku jego działania uzyskuje się plik tekstowy, w którego kolejnych kolumnach zapisane są wartości czasu oraz odpowiednich napięć i prądów.

Celem
algorytmu
no analizę
przyjmując



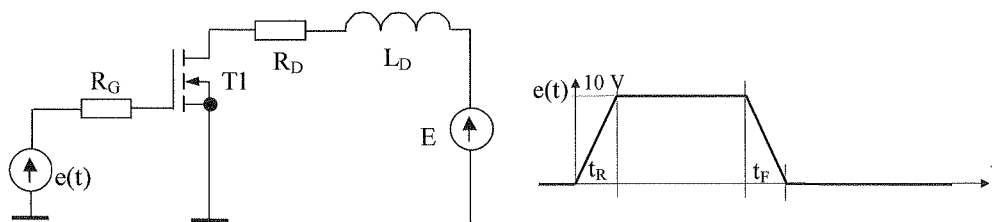
Oblicz
skojarzony
tych poje
z wykorzy
powtórzon
następując
 $IS = 10^{-14}$
 $= 500 \text{ pF/}$
 $W = 1 \text{ m,}$
 $L_D = 1 \text{ mH}$
cza przebi
 b — prze
 c — prze
wyznacza
algorytm E

Jak za
algorytmu
Jednakże
dziale 2 b
literaturow
„gładkiego

Jak w
nego, kon
wewnętrzny
mu całkow
czynnej, c

3. WYNIKI OBLICZEŃ

Celem wykazania skuteczności i poprawności działania zaproponowanego w pracy algorytmu wyznaczania mocy czynnej wydzielanej w tranzystorze MOS, przeprowadzono analizę układu klucza równoległego z rys. 3, pobudzonego przebiegiem trapezowym, przyjmując identyczne czasy narastania t_R i opadania t_F równe 5 ns.



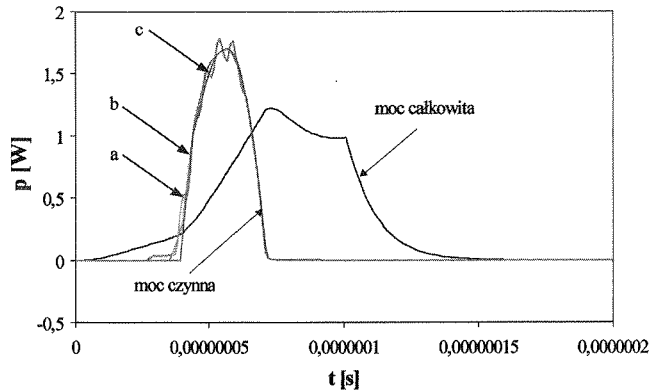
Rys. 3. Analizowany układ klucza równoległego

Obliczenia wykonano dla dwóch przypadków, różniących się opisem pojemności skojarzonych z warstwą izolacyjną SiO_2 . W pierwszej kolejności przyjęto stałe wartości tych pojemności ($\text{LEVEL} = 1$) i obliczono przebieg mocy całkowitej i mocy czynnej z wykorzystaniem obydwu wariantów nowego algorytmu. Dla porównania, obliczenia powtórzono przy wykorzystaniu metody opisanej w pracy [9]. W obliczeniach przyjęto następujące wartości parametrów opisujących pojemności modelu tranzystora MOS: $IS = 10^{-14}$ A, $PB = 1$ V, $TT = 10^{-6}$ s, $CBS0 = 100$ pF/m, $CBD = 100$ pF, $CGSO = 500$ pF/m, $MJ = 0,5$, $MJSW = 0,5$, $CGDO = 400$ pF/m, $CGBO = 100$ pF/m, $W = 1$ m, $L = 1$ m oraz wartości elementów obwodu: $R_G = R_D = 10$ Ω , $E = 10$ V, $L_D = 1$ mH. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 4. Na rysunku tym, krzywa a oznacza przebieg mocy czynnej, wyznaczony za pomocą algorytmu z pracy [9], krzywa b — przebieg wyznaczony za pomocą algorytmu statycznego, natomiast krzywa c — przebieg wyznaczony za pomocą algorytmu dynamicznego, przy czym w celu wyznaczenia wartości pochodnych odpowiednich napięć wykorzystano interpolacyjny algorytm Eulera.

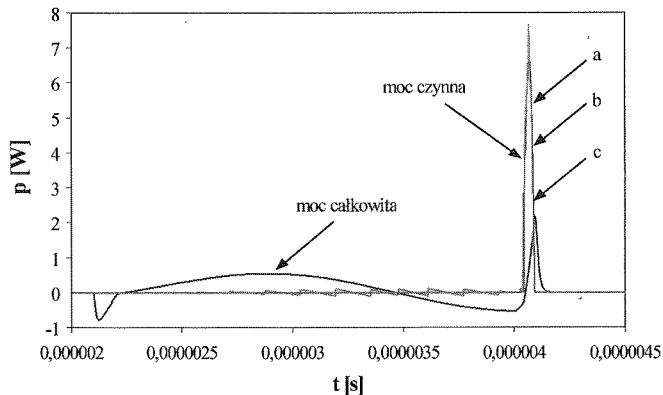
Jak zatem widać, w wyniku obliczeń za pomocą obu wersji nowego algorytmu oraz algorytmu z pracy [9], otrzymano praktycznie identyczne przebiegi mocy czynnej. Jednakże czas trwania analizy z wykorzystaniem algorytmu zaproponowanego w rozdziale 2 był 2-krotnie krótszy niż czas trwania analizy z wykorzystaniem algorytmu literaturowego. Dodatkowo, algorytm statyczny umożliwia uzyskanie znacznie bardziej „gładkiego” przebiegu mocy czynnej.

Jak wynika z poprzedniego rozdziału, przy wykorzystywaniu algorytmu dynamicznego, konieczne jest wyznaczenie przebiegów pochodnych napięć na pojemnościach wewnętrznych modelu tranzystora MOS. Wymaga to zastosowania wybranego algorytmu całkowania numerycznego. Przykładowo na rys. 5 przedstawiono przebiegi mocy czynnej, odpowiadające analizie opisanego układu, otrzymane przy wykorzystaniu

a)



b)



Rys. 4. Obliczone przebiegi mocy czynnej i całkowitej dla liniowych pojemności warstwy SiO_2 :
a) włączanie tranzystora, b) wyłączanie tranzystora

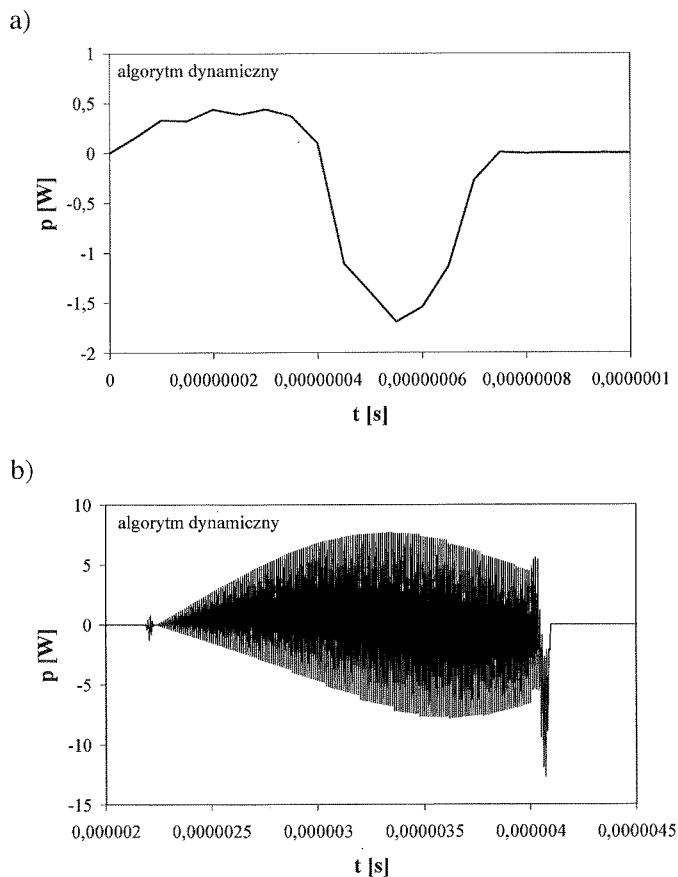
algorytmu trapezów w obliczeniach pochodnych napięć na zaciskach pojemności wewnętrznych. Wyniki obliczeń identycznego układu przy wykorzystaniu algorytmu interpolacyjnego Eulera przedstawiono na rys. 4 (krzywa c).

Jak widać, pomimo bezwzględnej stabilności obu algorytmów całkowania [13], zastosowanie algorytmu trapezów prowadzi do zmiany znaku obliczonej mocy czynnej (rys. 5a) lub wystąpienia, widocznych na wyliczonym przebiegu mocy, oscylacji numerycznych (rys. 5b). Jak wynika z dodatkowych, tutaj nie przytaczanych, wyników badań, amplituda tych oscylacji rośnie wraz ze wzrostem długości kroku obliczeń.

Następnie powtórzono obliczenia za pomocą algorytmów dynamicznego i statycznego, wykorzystując biblioteczne wartości parametrów odpowiadających tranzystorowi IRF740 (LEVEL = 3) wraz z pełnym opisem wszystkich nieliniowych pojemności modelu. Elementy obwodu miały następujące wartości: $R_G = 1 \text{ k}\Omega$, $R_D = 10 \text{ }\Omega$, $L_D = 1 \text{ mH}$, $E = 10 \text{ V}$. Przedstawione na rys. 6 wyniki takiej analizy są jakościowo

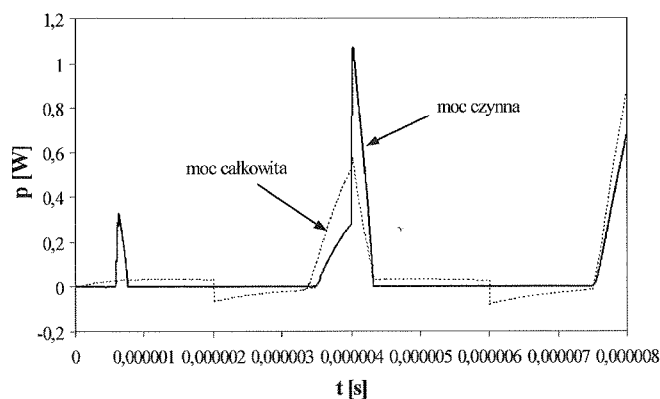
Rys. 5. Ob
d

Rys.



Rys. 5. Obliczone przebiegi mocy czynnej dla liniowych pojemności warstwy SiO_2 wyznaczone algorytmem dynamicznym przy wykorzystaniu algorytmu trapezów do wyliczenia pochodnych napięć:

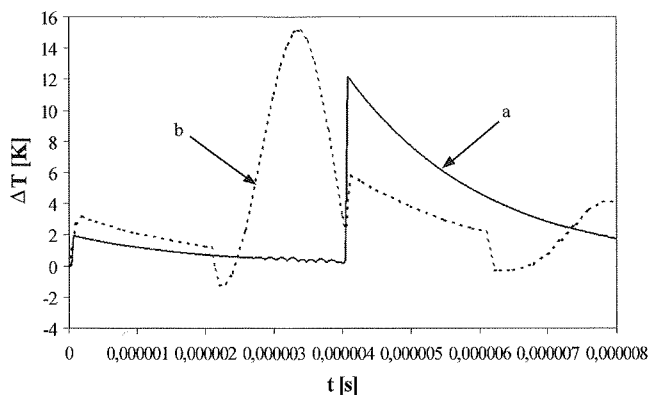
a) włączanie tranzystora, b) wyłączanie tranzystora



Rys. 6. Obliczone przebiegi mocy czynnej i całkowitej dla nieliniowych pojemności warstwy SiO_2

poprawne, przy czym w porównaniu z poprzednio rozważanym przypadkiem, różnice pomiędzy przebiegami mocy czynnej i całkowitej są znacznie mniejsze. Obliczone przebiegi mocy czynnej i całkowitej dla obu zaproponowanych w pracy algorytmów są identyczne. Porównanie wyników uzyskanych za pomocą tych algorytmów z wynikami uzyskanymi z wykorzystaniem algorytmu [9] było niemożliwe, z uwagi na brak w cytowanej pracy opisu odpowiednich źródeł sterowanych modelujących nieliniowe pojemności związane z warstwą SiO_2 .

Aby zilustrować znaczenie przedstawionych w pracy rozważań, na rys. 7 zaprezentowano przebiegi czasowe nadwyżki temperatury wnętrza tranzystora MOS ponad temperaturę otoczenia, otrzymane za pomocą skupionego modelu termicznego i bezpamięciowych algorytmów splotowych [14, 15] dla mocy czynnej (krzywa a) i dla mocy całkowitej (krzywa b). Dla uproszczenia przyjęto w modelu termicznym jedną termiczną stałą czasową równą $2 \mu\text{s}$, co odpowiada najkrótszym termicznym stałym czasowym w strukturze półprzewodnikowej [16] oraz rezystancję termiczną równą 100 K/W . Jak widać wyniki obliczeń otrzymane przy wykorzystaniu mocy czynnej i całkowitej różnią się znacznie zarówno ilościowo, jak i jakościowo.



Rys. 7. Przebiegi nadwyżki temperatury wnętrza tranzystora MOS ponad temperaturę otoczenia, wyliczone na podstawie mocy czynnej i mocy całkowitej

4. UWAGI KOŃCOWE

W pracy przedstawiono dwa warianty nowego algorytmu wyznaczania mocy czynnej tranzystora MOS, wykorzystujące ideę wyznaczenia prądów płynących przez pojemności modelu i elementy bezinercyjne tego modelu na podstawie wartości napięć i prądów zaciskowych tranzystora wyznaczonych w programie SPICE oraz wartości odpowiednich parametrów modelu tego tranzystora.

W celu weryfikacji poprawności opracowanego algorytmu, przeprowadzono obliczenia mocy całkowitej i czynnej w rozważanym tranzystorze pracującym w układzie prostego klucza równoległego z obciążeniem typu RL, pobudzanego przebiegiem

trapezoidalnym. Wyniki tych obliczeń przedstawiono na rys. 8. Jak widać, przebiegi mocy czynnej i całkowitej są bardzo podobne, co wskazuje na poprawność modelu. Wskazują one również na to, że w niniejszej pracy nie zostały uwzględnione pewne właściwości modelu, które mogłyby wpłynąć na przebiegi mocy czynnej oraz całkowitej. Wskazują one również na to, że pojemności modelu nie mają wpływu na przebiegi mocy.

Przedstawiono również wyniki obliczeń ingerencji w układzie do wbudowania.

1. J. Zarębski, *półprzewodnikowe*, Gdynia, 1998.
2. A. Napiórkowski, *uwzględnienie*, Polit. Gd., 1999.
3. A. Nowak, *Polit. Gd.*, 1999.
4. W. J. S. *przewodnikowe*, 1999.
5. K. Górecki, *Darlington*, 1999.
6. M. Janiak, *and Simulation*, Integrat., 1999.
7. R. Szulc, *techniki*, 1999.
8. J. Polak, *Warszawa*, 1999.
9. W. Janiak, *Seminarium*, 1999.
10. K. Górecki, *w programie*, ZKwE, 1999.
11. J. Izykowski, *McGraw-Hill*, 1999.
12. P. A. *McGraw-Hill*, 1999.
13. Chua, *Device*, 1999.
14. J. Zarębski, *Device*, 1999.
15. K. Górecki, *termiczne*, 1999.
16. G. D. *Circuit*, 1999.

n, różnice
Obliczone
ymów są
wynikami
na brak
nieliniowe
zaprezen-
OS ponad
go i bez-
dla mocy
termiczną
czasowym
K/W. Jak
tej różni

trapezoidalnym z wykorzystaniem zarówno algorytmu zaproponowanego w niniejszej pracy jak i — dla porównania algorytmu z pracy [9]. Zamieszczone wyniki analizy wskazują na poprawność działania zaproponowanego algorytmu, a z porównania czasów trwania analiz dla obydwu przypadków wynika przewaga algorytmu zaproponowanego w niniejszej pracy. Spośród dwóch wariantów zaproponowanego algorytmu korzystniejsze właściwości wykazuje algorytm statyczny, wykorzystujący część bezinercyjną modelu tranzystora MOS, ze względu na uzyskiwanie gładkich przebiegów mocy czynnej oraz wyeliminowanie problemu wyznaczania pochodnych napięć panujących na pojemnościach wewnętrznych modelu.

Przedstawiony algorytm jest łatwy w realizacji, nie wymaga bowiem żadnych ingerencji w topologię istniejącego modelu i może być stosowany także w odniesieniu do wbudowanych w programie SPICE modeli innych elementów półprzewodnikowych.

5. BIBLIOGRAFIA

1. J. Zarębski: *Modelowanie, symulacja i pomiary przebiegów elektrotermicznych w elementach półprzewodnikowych i układach elektronicznych*. Prace Naukowe Wyższej Szkoły Morskiej w Gdyni, Gdynia, 1996.
2. A. Napieralski: *Komputerowe projektowanie układów półprzewodnikowych mocy ze szczególnym uwzględnieniem ich właściwości termicznych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, Nr 562, Łódź 1988.
3. A. Nowakowski: *Badanie procesów termicznych w przyrządach półprzewodnikowych*. Zesz. Nauk. Polit. Gdańskiej, Elektronika LX, nr 389, 1984.
4. W. J. Stepowicz: *Nieizotermiczne charakterystyki prądowo-napięciowe wybranych elementów półprzewodnikowych*. Zesz. Nauk. Polit. Gdańskiej, nr 373, Elektronika LVI, Gdańsk, 1984.
5. K. Górecki, J. Zarębski: *Pomiary rozkładu temperatury na powierzchni struktury tranzystorów Darlingtona mocy*. Elektronizacja, Warszawa, Not-Sigma, nr 12, 2000, s. 13.
6. M. Janicki, W. Tylman, T. Poźniak, G. Jabłoński, A. Napieralski: *Measurement and Simulation of a Thermal Test Integrated Circuit*. 7-th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES 2000, Gdynia, 2000, p. 347.
7. R. Szczesny: *Komputerowa symulacja układów energoelektronicznych*. Gdańsk, Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, 1999.
8. J. Porębski, P. Korohoda: *SPICE, program analizy nieliniowej układów elektronicznych*. Warszawa, WNT, 1996.
9. W. Janke, W. Pietrenko: *Symulacja strat mocy w elementach przetwornic impulsowych*. XIX Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów, Ustroń, 1996, s. 435.
10. K. Górecki, P. Jasicki, J. Zarębski: *Problem wyznaczania mocy czynnej tranzystora VDMOS w programie SPICE*. VI Konferencja Naukowo-Techniczna Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice ZKwE'2001, Poznań-Kiekrz 2001, t. 1, s. 355.
11. J. Izydorczyk: *Pspice. Komputerowa symulacja układów elektronicznych*. Gliwice, Helion, 1993.
12. P. Antognetti, G. Massobrio: *Semiconductor Devices Modeling with SPICE*. New York, McGraw-Hill Book Company, 1988.
13. Chua L.O., Lin P.M.: *Komputerowa analiza układów elektronicznych*. Warszawa, WNT, 1981.
14. J. Zarębski: *The Time Dependence Calculations of the Junction Temperature of Semiconductor Devices*. Int. Journal of Microcomputer Applications, Vol. 13, No. 2, June 1994, p. 62.
15. K. Górecki, J. Zarębski: *Badanie właściwości wybranych algorytmów spłotowych do analizy termicznej układów elektronicznych*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, t. 46, z. 4, 2000, s. 633.
16. G. De Mey: *Thermal Problems in Electronics*. Advanced Training Course. Mixed Design of VLSI Circuits, Dębe, 1994, p. 25.

yliczone na

nia mocy
ych przez
ści napięć
wartości

dzono ob-
w układzie
zebiegiem

K. GÓRECKI, J. ZARĘBSKI

A NEW ALGORITHM OF MOSFET REAL POWER CALCULATIONS IN SPICE

Summary

This paper deals with the problem of calculations of the real power dissipated inside the MOS transistor represented by the built-in SPICE models of the various accuracy (LEVELS). The knowledge of the MOSFET real power value is very important in the consideration of the thermal phenomena in this device. During the transient analysis (TRAN) SPICE users are able to observe currents and voltages courses available at the model external terminals only. As a result, the total device power can be computed exclusively. Unfortunately, the total power differs from real one due to electrical inertia, which results from the internal capacities existing in the structure of MOSFET model. The differences between two kinds of the considered power runs increase both with the increase in the gate-to-source voltage speed change and with the increase in the internal MOS capacities values.

In this paper a new algorithm of MOS transistor real power calculations is proposed and described in detail. According to this algorithm the terminal voltages and currents runs as well as the dependencies describing the device model have to be taken into account. The numerical results presented in the paper confirmed the usefulness and credibility of the proposed algorithm.

Keywords: SPICE, MOS transistor, modelling of semiconductor devices

J. Halawa
K. Noga:
kagami
J. Kołodziej
B. Dudziński
dwuprzemysłowy
statkowiec
B. Dudziński
szaradzi
K. Górecki
SPICE

J. Halawa
K. Noga
J. Kołodziej
B. Dudziński
proponuje
B. Dudziński
ship'
K. Górecki

OS transistor
ne MOSFET
During the
ilable at the
Unfortunately,
ties existing
uns increase
external MOS
described in
dependencies
n the paper

SPIS TREŚCI

J. Halawa: Dynamika zamkniętego układu sterowania z regulatorem Reswicka	281
K. Noga: Prawdopodobieństwo błędnego bloku dla transmisji w kanale z wolnymi zanikami Nakagami i wielostanowej modulacji	289
J. Kołodziej, A. Kos: Estymacja strat energii w układach cyfrowych CMOS	299
B. Dudojć, J. Mindykowski: Opis i metoda oceny właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych dwuprzewodowych torów pomiarowych temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich	319
B. Dudojć, J. Mindykowski: Błędy dodatkowe i ich wyznaczenie w pomiarach temperatury w obszarach zagrożonych wybuchem na statkach morskich	351
K. Górecki, J. Zarębski: Nowy algorytm wyznaczania mocy czynnej tranzystora MOS w programie SPICE	373

CONTENTS

J. Halawa: Dynamics of closed-loop system with Reswicks controller	281
K. Noga: Probability of block error for transmission in slow Nakagami fading and MNCFSK	289
J. Kołodziej, A. Kos: Estimation of energy losses in CMOS digital circuits	299
B. Dudojć, J. Mindykowski: Description and evaluation technique of metrology and exploitation properties of two wires temperature measurement lines in ship's hazardous areas	319
B. Dudojć, J. Mindykowski: Additional errors and their detection in temperature measurements in ship's hazardous areas	351
K. Górecki, J. Zarębski: A new algorithm of MOSFET real power calculations in SPICE	373

INFORMACJE DLA AUTORÓW

Redakcja przyjmuje do publikowania prace oryginalne, przeglądowe i monograficzne wchodzące w zakres szeroko pojętej elektroniki. Ponieważ KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, w związku z tym na jego łamach znajdują się prace naukowe dotyczące podstaw teoretycznych i zastosowań z zakresu elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Artykuły powinny charakteryzować oryginalne ujęcie zagadnienia, własna klasyfikacja, krytyczna ocena (teorii lub metod), omówienie aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówienie perspektyw rozwojowych.

Artykuły publikowane w innych czasopismach nie mogą być kierowane do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji w drugiej kolejności zgłoszenia.

Objętość artykułu nie powinna przekraczać 30 stron po około 1800 znaków na stronie, w tym rysunki i tabele.

Wymagania podstawowe.

Artykuły należy nadsyłać na wyraźnym, jednostronnym, czarno-białym wydruku komputerowym. Wydruk w formacie A4 powinien mieć znormalizowaną liczbę wierszy i znaków w wierszu (30 wierszy po 60 znaków w wierszu), w dwóch egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Do wydruku powinna być dołączona dyskietka z elektronicznym tekstem artykułu. Preferowane edytory to WORD 6 lub 8. Układ artykułu (w wersji podstawowej) musi być następujący:

- Tytuł.
- Autor (imię i nazwisko autora/ów).
- Miejsce pracy (nazwa instytucji, miejscowość, adres, + ew. adres elektroniczny (e-mail)).
- Zwięzłe streszczenie powinno być w języku takim, w jakim jest pisany artykuł (wraz ze słowami kluczowymi).

– Tekst podstawowy powinien mieć następujący układ:

1. WPROWADZENIE
2. np. TEORIA
3. np. WYNIKI NUMERYCZNE
- 3.1.
- 3.2.
4.
5.
6. PODSUMOWANIE
7. ew. PODZIĘKOWANIE
8. BIBLIOGRAFIA

- Układ streszczenia w dodatkowej wersji językowej powinien być następujący:
TYTUŁ (w języku angielskim – o ile artykuł pisany jest w języku polskim i na odwrot),
AUTOR (inicjał imienia i nazwisko).

Obszerne jednostronne streszczenie (wraz z słowami kluczowymi) w języku:

- a) angielskim, gdy artykuł pisany jest w języku polskim,
- b) polskim, gdy artykuł pisany jest w języku angielskim.

Streszczenie to powinno pozwolić czytelnikowi na uzyskanie istotnych informacji zawartych w pracy.

- Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu.

Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjiowania, podkreślania i pisania tekstu dużymi literami z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami (np. FORTAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie zwykłym ołówkiem za pomocą przyjętych znaków adiustacyjnych np. podkreślenie linią przerywaną oznacza spacjiowanie (rozstrzeżenie), podkreślenie linią ciągłą – pogrubienie, podkreślenie wężkiem – kursywa.

Tekst powi
Marginesy
najmniej d
i podrozdzi

Sposób pis

Tabele pow
małymi lite
bezpośredni
Tabele umie
wych. W ty

Sposób pis

Rozmieszc
Wskaźniki
w stosunku
linie, kropki
Numery w
strony. Naz
Electronica

Powołania

Powołania
opatrzone
artykułu. P
– periodyc
– nieperio

– książki

Materiały

Rysunki p
niż 9×12
Fotografie
Na margini
Autora ora
i fotografi

Uwagi do

Na odrębr
– adres d
– telefon
– adres e

Autorowi

może zam
Autora ob
oraz zwró
Autorowi
wiersze. V
Redakcja

Tekst powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami, tytuły i podtytuły małymi literami. Marginesy z każdej strony powinny mieć około 35 mm. Wielkość czcionki wydruku powinna być zbliżona co najmniej do wielkości czcionki maszyny do pisania (minimum 12 punktów). Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż III stopnia (np. 4.1.1.).

Sposób pisania tabel.

Tabele powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tabel należy pisać bezpośrednio pod tabelami. Tabele należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tabeli podać tytuł. Tabele umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tabele algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ. Tabele powinny być cytowane w tekście.

Sposób pisania wzorów matematycznych.

Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi, całkami i in. symbolami (strzałki, linie, kropki, daszki) powinny być umieszczone dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów cyframi arabskimi powinny być kolejne i umieszczone w nawiasach okrągłych z prawej strony. Nazwy jednostek, symbole literowe i graficzne powinny być zgodne w wytycznymi IEE (International Electronical Commision) oraz ISO (International Organization of Standarization).

Powołania.

Powołania na publikacje powinny być umieszczone na ostatnich stronach tekstu pod tytułem „Bibliografia”, opatrzone numeracją kolejną bez nawiasów. Numeracja ta powinna być zgodna z odnośnikami w tekście artykułu. Przykłady opisu publikacji:

- periodycznej 1. F. Valdoni: A new milimetre wave satelitę. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
- nieperiodycznej 2. K. Andersen: A resource allocation framework. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), may 1991, paper A 2.4
- książki 3. Y.P. Tvidis: Operation and modeling of the MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Materiały ilustracyjne.

Rysunki powinny być wykonane wyraźnie, na papierze gładkim lub milimetrowym w formacie nie mniejszym niż 9×12 cm. Mogą być także w postaci wydruku komputerowego (preferowany edytor Corel Draw). Fotografie lub diapozytywy przyjmowane są raczej czarno-białe w formacie nie przekraczającym 10×15 cm. Na marginesie każdego rysunku i na odwrocie fotografii powinno być napisane ołowiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczone oraz numer rysunku. Spis podpisów pod rysunki i fotografie powinien być umieszczony na oddzielnej stronie. Rysunki powinny być cytowane w tekście.

Uwagi dodatkowe.

Na odrębnej stronie powinny być podane następujące informacje:

- adres do korespondencji z kodem pocztowym (domowy lub do miejsca pracy),
- telefon domowy i/lub do miejsca pracy,
- adres e-mailowy (jeśli autor posiada).

Autorowi przysługuje bezpłatnie 20 odbitek artykułu. Dodatkowe egzemplarze odbitek, lub cały zeszyt Autor może zamówić u wydawcy na własny koszt.

Autora obowiązuje korekta autorska, którą powinien wykonać w ciągu 3 dni od daty otrzymania tekstu z Redakcji oraz zwrócić osobiście, lub listownie pod adres Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnym arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy. Redakcja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR AUTHORS OF K.E.T

The editorial staff will accept for publishing only original monographic and survey papers concerning widely understood electronics. Because of the fact that KWATRALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunications of Polish Academy of Science, it presents scientific works concerning theoretical bases and applications from the field of electronics, telecommunications, microelectronics, optoelectronics, radioelectronics and medical electronics.

Articles should be characterised by original depiction of a problem, its own classification, critical opinion (concerning theories or methods), discussion of an actual state or a progress of a given branch of a technique and discussion of development perspectives.

An article published in other magazines can not be submitted for publishing in K.E.T.

The size of an article can not exceed 30 pages, 1800 character each, including figures and tables.

Basic requirements

The article should be submitted to the editorial staff as a one side, clear, black and white computer printout in two copies. The article should be prepared in English or Polish. Floppy disc with an electronic version of the article should be enclosed. Preferred wordprocessors: WORD 6 or 8.

Layout of the article.

- Title.
- Author (first name and surname of author/authors).
- Workplace (institution, address and e-mail).
- Concise summary in a language article is prepared in (with keywords).
- Main text with following layout:
 - Introduction
 - Theory (if applicable)
 - Numerical results (if applicable)
 - Paragraph 1
 - Paragraph 2
 -
 -
 - Conclusions
 - Acknowledgements (if applicable),
 - References
- Summary in additional language:
 - Title (in Polish, if article was prepared in English and vice versa)
 - Author (first name initials and surname)
 - One page summary (in Polish, if article was prepared in English and vice versa).

Pages should have continuous numbering.

Main text

Main text can not contain formatting such as spacing, underlining, words written in capital letters (except words that are commonly written in capital letters). Author can mark suggested formatting with pencil on the margin of the article using commonly accepted adjusting marks.

Text should be written with double line spacing with 35 mm left and right margin. Titles and subtitles should be written with small letters. Titles and subtitles should be numbered using no more than 3 levels (i.e. 4.1.1.).

Tables

Tables with their titles should be placed on separate page at the end of the article. Titles of rows and columns should be written in small letters with double line spacing. Annotations concerning tables should be placed directly below the table. Tables should be numbered with Arabic numbers on the top of each table. Table can consist algorithm and program listings. In such cases original layout of the table will be preserved. Table should be cited in the text.

Mathematics

Characters, should be p
arrows, dot
with Arabi
symbols sh
(Internatio

References

References
numbered
non-period
1. F. Vald
2. K. And
1991. p
3. Y.P. T

Figures

Figures sh
can be als
white form
author nam
separate p

Additional

On the se
- mailing
- phone
- e-mail.
Author is
ordered a
Author is
from the
stuff per
editorial
correction
In case c

Mathematical formulas

Characters, numbers, letters and spacing of the formula should be adequate to layout of main text. Indexes should be properly lowered or raised above the basic line and clearly written. Special characters such as lines, arrows, dots should be placed exactly over symbols which they are attributed to. Formulas should be numbered with Arabic numbers placed in brackets on the right side of the page. Units of measure, letter and graphic symbols should be printed according to requirements of IEE (International Electrotechnical Commission) and ISO (International Organisation of Standardisation).

References

References should be placed at the end of the main text with the subtitle „References“. References should be numbered (without brackets) adequately to references placed in the text. Examples of periodical [1], non-periodical [2] and book [3] references:

1. F. Valdoni: A new millimetre wave satellite. E.T.T. 1990, vol.2, no 5, pp. 141–148
2. K. Anderson: A resource allocation framework. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), May 1991, paper A 2.4
3. Y.P. Tvidis: Operation and modelling of the MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Figures

Figures should be clearly drawn on plain or millimetre paper in the format not smaller than 9×12 cm. Figures can be also printed (preferred editor – CorelDRAW). Photos or diapositives will be accepted in black and white format not greater than 10×15 cm. On the margin of each drawing and on the back side of each photo author name and abbreviation of the title of article should be placed. Figure's captions should be placed on separate page. Figures should be cited in the text.

Additional information

On the separate page following information should be placed:

- mailing address (home or office),
- phone (home or/and office),
- e-mail.

Author is entitled to free of charge 20 copies of article. Additional copies or the whole magazine can be ordered at publisher at the author's expense.

Author is obliged to perform the author's correction, which should be accomplished within 3 days starting from the date of receiving of the text from the editorial staff. Corrected text should be returned to the editorial staff personally or by mail. Correction marks should be placed on the margin of copies received from the editorial staff or if needed on separate pages. In the case when the correction is not returned in said time limit, correction will be performed by technical editorial staff of the publisher.

In case of changing of workplace or home address Authors are asked to inform the editorial staff.

Subscription for external subscribers:

The promotional subscription price in 2001 is \$ 90 including postage for institutions. At subscriber's request this journal will be air mailed at additional postage to 50% gross price to European countries and 65% overseas.

- Foreign Trade Enterprise ARS Polona, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa, Poland,
- RUCH S.A. tel. (4822) 53-28-819, 53-28-823, fax 53-28-731.

Pragnę Państwa zawiadomić, że można już zamawiać prenumeratę czasopism naukowych w Wydawnictwie Naukowym PWN. Z pewnością usprawni to obsługę prenumeratorów i pozwoli zebrać informacje o czytelnikach.

Zamówienia można składać telefonicznie pod numerami (022) 695-42-74, (022) 695-40-47, przysłać faksem pod nr (022) 695-42-70, lub listownie (wzór zamówienia jest dostępny w Dziale Publikacji Zleconych Wydawnictwa Naukowego S.A.).