

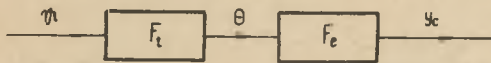
Andrzej Puszer

**NOWA METODA KOREKCJI SYGNAŁU WYJŚCIOWEGO  
REZYSTANCYJNEGO CZUJNIKA TERMOMETRYCZNEGO<sup>x)</sup>**

**Streszczenie.** Przedstawiono ideę i wyniki badań nowej metody korekcji sygnału wyjściowego rezystancyjnego czujnika termometrycznego opartej na zasadzie zmniejszania wartości zer transmitancji czujnika. Do wyznaczenia optymalnego współczynnika korekcji wykorzystano kwadratowe kryterium całkowe w postaci operatorowej.

**1. Wstęp**

W rezystancyjnym czujniku termometrycznym wyróżnić można dwa stopnie przetwarzania: termiczny i elektryczny (rys. 1). Termiczny stopień czujnika przetwarza temperaturę ośrodka mierzonego  $\vartheta$  na temperaturę rezystora termometrycznego  $\theta$ . W drugim stopniu temperatura  $\theta$  przetwarzana jest na zmianę rezystancji, czyli



Rys. 1. Schemat blokowy czujnika rezystancyjnego

zwaną sygnał wyjściowy czujnika  $y_c$ .

Pomiary temperatur nieustalonych, szczególnie w automatyce wymagają znajomości własności dynamicznych czujnika. Własności te dla celów automatyki najkorzystniej jest przedstawić w postaci transmitancji (1).

$$\frac{y_c(s)}{\vartheta(s)} = F_c(s) = F_t(s) \cdot F_e(s) \quad (1)$$

gdzie:

- $F_c(s)$  - transmitancja czujnika,
- $F_t(s), F_e(s)$  - transmitancja: termicznego i elektrycznego stopnia przetwarzania,
- $s$  - parametr całkowego przekształcenia Laplace'a.

<sup>x)</sup> Artykuł stanowi fragment pracy doktorskiej autora, której promotorem był doc. dr hab. inż. Czesław Graczyk.

Na własności dynamiczne czujnika decydujący wpływ ma jego termiczny stopień przetwarzania charakteryzujący się jak tego dowiodły badania dużą inercją cieplną [2]. Transmitancję  $F_t(s)$  można przedstawić w postaci:

$$F_t(s) = \frac{B(s)}{D(s)} = \frac{\sum_{j=0}^m b_j s^j}{\sum_{i=0}^n d_i s^i} = K_t \cdot \frac{\prod_{j=1}^m (T_{b,j} s + 1)}{\prod_{i=1}^n (T_{d,i} s + 1)} \quad (2)$$

gdzie:

$K_t$  - współczynnik wzmocnienia termicznego stopnia przetwarzania,

$T_{b,j} = -\frac{1}{s_j}$ ;  $T_{d,i} = -\frac{1}{s_i}$  - stałe czasowe,

$s_j, s_i$  - zera i bieguny transmitancji  $F_t(s)$ .

W stopniu elektrycznym przetwarzanie temperatury  $\theta$  na sygnały  $y_c$  jest praktycznie bezinercyjne, stąd

$$F_e(s) = \frac{y_c(s)}{\theta(s)} = K_e \quad (3)$$

gdzie:

$K_e$  - współczynnik wzmocnienia elektrycznego stopnia przetwarzania.

Intensyfikacja wielu procesów przemysłowych, w których podstawową wielkością regulowaną jest temperatura, wymaga zmniejszenia inercji cieplnej czujnika termometrycznego, gdyż pogarsza ona jakość regulacji, a przez to obniża sprawność procesu. Przez zmniejszenie np. inercji cieplnej czujnika w układzie automatycznej regulacji temperatury pary przegrzanej zmniejsza się przeregulowanie, a przez to możliwym staje się zwiększenie jej wartości zadanej o  $2 \pm 5^\circ\text{C}$ . Ponieważ na każdy  $1^\circ\text{C}$  temperatury pary przegrzanej przypada zmiana sprawności dużego bloku energetycznego o około 0,5%, stąd wynikające kwoty oszczędności są ogromne [1].

Zmniejszenie inercji może odbywać się praktycznie dwoma drogami: przez minimalizację wymiarów czujnika oraz stosowanie korekcji sygnału wyjściowego czujnika. Minimalizacja wymiarów czujnika jest jednak ograniczoną względami wytrzymałościowymi narzuconymi przez obiekt pomiaru. Zmiany konstrukcyjne nie zawsze są więc możliwe do zrealizowania, dlatego w praktyce coraz szersze zastosowanie znajduje korekcja sygnału wyjściowego.

## 2. Idea nowej metody korekcji

Zasada stosowanych w praktyce metod korekcji elektrycznej polega na zwiększaniu wartości biegunów  $s_1$  transmitancji czujnika (1). Dla realizacji tego celu stosuje się skomplikowaną aparaturę elektroniczną [3,4,5].

Nowa metoda korekcji oparta jest na zasadzie zmniejszania wartości zer  $s_j$  transmitancji czujnika i nie wymaga skomplikowanej aparatury elektronicznej. Dla wyjaśnienia metody wykorzystano model matematyczny termicznego stopnia przetwarzania czujnika rezystancyjnego opisany transmitancją [2]:

$$F_t(\xi, s) = \frac{\theta(\xi, s)}{\mathcal{A}(s)} = \frac{Bi I_0(\beta, \xi)}{Bi I_0(\beta) + \beta I_1(\beta)} \quad (4)$$

gdzie:

$Bi = \frac{\sigma R}{\lambda}$  liczba Biota,

$\xi = \frac{r}{R}$  względny promień, na którym umieszczono uzwojenie rezystancyjne,

$$\beta = \sqrt{\frac{s}{a}} R,$$

$R$  - promień czujnika,

$a$  - współczynnik przewodzenia temperatury,

$I_0(x), I_1(x)$  - zmodyfikowane funkcje Bessela o argumentie  $x$ , pierwszego rodzaju, zerowego i pierwszego rzędu.

Model ten jest adekwatny czujnikowi jednorodnemu, dla którego  $\frac{L}{2R} \gg 1$  ( $L$  - długość czujnika).

W sygnale wyjściowym termicznego stopnia przetwarzania  $\theta(\xi, s)$  wyróżnić można dwie składowe:

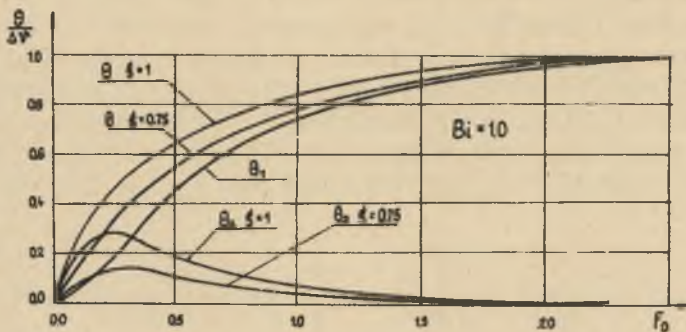
$$\theta_1(s) = \frac{Bi}{Bi I_0(\beta) + \beta I_1(\beta)} \cdot \mathcal{A}(s) \quad (5)$$

$$\theta_2(\xi, s) = \frac{Bi [I_0(\beta, \xi) - 1]}{Bi I_0(\beta) + \beta I_1(\beta)} \cdot \mathcal{A}(s) \quad (6)$$

przy czym

$$\theta(\xi, s) = \theta_1(s) + \theta_2(\xi, s) \quad (7)$$

Składowa  $\theta_1(s)$  przedstawia temperaturę w osi czujnika ( $\xi = 0$ ), a  $\theta_2(\xi, s)$  różnicę między temperaturą na promieniu  $\xi$ , a temperaturą w osi rezystora.



Rys. 2. Przebiegi charakterystyk czasowych czujnika

Na rys. 2 przedstawiono przebiegi czasowe  $\theta_1(F_0)$ ,  $\theta_2(\xi, F_0)$  i  $\theta(\xi, F_0)$  dla  $Bi = \text{idem}$  i  $\nu(F_0) = 1(F_0)\Delta\nu$  przy czym:

$$\theta_1(F_0) = \left[ 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2Bi}{J_0(\nu_l) \cdot (\nu_l^2 + Bi^2)} \exp(-\nu_l^2 F_0) \right] \Delta\nu \quad (5a)$$

$$\theta_2(\xi, F_0) = \left[ 1 - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2Bi [J_0(\nu_l \xi) - 1]}{J_0(\nu_l) \cdot (\nu_l^2 + Bi^2)} \exp(-\nu_l^2 F_0) \right] \Delta\nu \quad (6a)$$

gdzie:

$F_0 = \frac{r_0}{R^2}$  - liczba Fouriera,

$\nu_l$  - pierwiastki równania transcendentnego;

$Bi J_0(\nu) = \nu J_1(\nu)$

Z przedstawionych wykresów widać, że wraz ze wzrostem  $\xi$  rośnie udział składowej  $\theta_2(\xi, F_0)$  w sygnale  $\theta(\xi, F_0)$  w konsekwencji czego sygnał jest przyspieszany. Maksymalna wartość  $\xi_{\max} = 1$ , odpowiadająca położeniu uzwojenia rezystancyjnego na powierzchni zewnętrznej czujnika jest praktycznie nierealizowalna. W praktyce  $\xi_{\max}$  wynosi  $0,5 \pm 0,75$ .



Dla wyraźnego zwiększenia wpływu  $\theta_2(\xi, P_0)$  szczególnie dla małych liczb  $B_1$  celem będzie odfiltrować tę składową z sygnału  $\theta(\xi, P_0)$  i po wzmocnieniu jej ponownie do niego dodać. Operacja ta jest możliwa do realizacji drogą przetworzenia  $\theta$  na napięcie elektryczne. Przyjmując liniowość przetwarzania:

$$U_1 = K_1 \theta \quad (8a)$$

$$U_2 = K_2 \theta_2 \quad (8b)$$

otrzyma się

$$U_{c,k} = U_1 + U_2 = K_1(\theta + k \theta_2) \quad (9)$$

gdzie:

$K_1, K_2$  - współczynniki wzmocnienia,

$k = \frac{K_2}{K_1}$  - współczynniki korekcji,

$U_{c,k}$  - sygnał wyjściowy czujnika po korekcji.

Transmitancja operatorowa czujnika z korekcją będzie:

$$F_{c,k}(\xi, s) = \frac{U_{c,k}(\xi, s)}{v(s)} = K_1 \frac{B_1 [(1+k) \cdot I_0(\beta \xi) - k]}{B_1 I_0(\beta) + \beta I_1(\beta)} \quad (10)$$

Dla ustalonego modelu matematycznego czujnika z korekcją powstaje problem optymalnego doboru współczynnika korekcji  $k$ . Do rozwiązania tego zagadnienia zastosowano kwadratowe kryterium całkowe  $J_2$  wyrażone zależnością (11). Wybór kryterium  $J_2$  podyktowała możliwość wystąpienia przeregulowań w przebiegu sygnału  $U_{c,k}$ , ponadto jego powszechność w automatyce i prosta adaptacja do rozwiązywania problemu.

$$J_2(\xi, B_1, k) = \int_0^{\infty} [\varepsilon_{d,k}(\xi, B_1, k, \tau)]^2 d\tau \quad (11)$$

gdzie:

$\varepsilon_{d,k} = U_{c,k} - U_{c,k,0}$  - dynamiczny błąd dla sygnału skorygowanego przez  $v(\tau) = 1(\tau) \Delta v$

$U_{c,k,0}$  - sygnał wyjściowy czujnika przy idealnej korekcji,

Wybór współczynnika korekcji  $k$  powinien być taki, aby

$$J_2(\xi, B_1, k) = \text{minimum} \quad (12)$$

Stosując do obliczenia  $J_2$  metodą operatorową [2], otrzymano następujące równanie dla wyznaczenia optymalnego współczynnika korekcji  $k_{\text{opt}}$ :

$$\Delta_n \frac{\partial B_n}{\partial k} + \Delta_{n-1} \frac{\partial B_{n-1}}{\partial k} + \dots + \Delta_2 \frac{\partial B_2}{\partial k} - 2\Delta \frac{\partial b_1}{\partial k} = 0 \quad (13)$$

gdzie:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1, & -d_2, & d_4, & -d_6, & \dots, & 0 \\ 0, & d_1, & -d_3, & d_5, & \dots, & 0 \\ 0, & -1, & d_2, & -d_4, & \dots, & 0 \\ 0, & 0, & -d_1, & d_3, & \dots, & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0, & 0, & 0, & 0, & \dots, & d_{n-1} \end{vmatrix}$$

$$B_m = b_m^2,$$

$$B_{m-1} = b_{m-1}^2 - 2b_m b_{m-2},$$

$$B_{m-2} = b_{m-2}^2 - 2b_{m-1} b_{m-3} - 2b_m b_{m-4}$$

$$\dots$$

$$B_0 = 1$$

$\Delta_k$  - wyznacznik powstały z wyznacznika  $\Delta$ , jeśli w tym ostatnim w miejsce  $k$ -tej kolumny podstawić kolumnę:

$$d_1, 1, 0, 0, \dots 0.$$

$b_m, d_n$  - współczynniki powstałe z rozkładu w szeregi potęgowe zmodyfikowanych funkcji Bessela  $I_0, I_1$  z transmitancji (10).

$$b_m = (1 + k) \frac{\xi^{2m}}{4^m (m!)^2}$$

$$d_n = (1 + \frac{2n}{B1}) \frac{1}{4^n (n!)^2}$$

Do dalszych obliczeń posłużono się równaniem (13) ograniczając ilość wyrazów wyższych rzędów wielomianów licznika i mianownika transmitancji (10). I tak:

- dla  $m = 1$ ,  $n = 2$  przybliżenie słuszne dla małych liczb  $B_1$  ( $B_1 < 1$ )

$$k_{\text{opt}} = \frac{B_1 + 2}{\xi^2 B_1} - 1 \quad (14a)$$

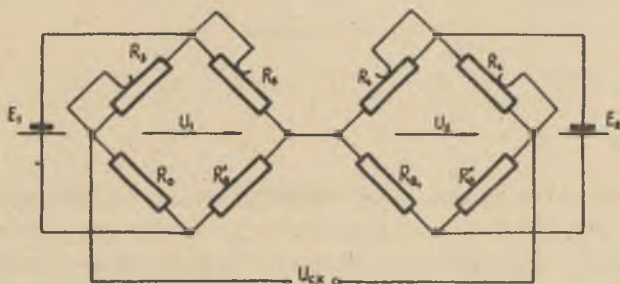
- dla  $m = 2$  i  $n = 3$  przybliżenie słuszne dla  $B_1 < 10$

$$k_{\text{opt}} = \frac{9\xi^2(1 + \frac{4}{B_1}) + 36(1 + \frac{2}{B_1})(1 + \frac{4}{B_1}) - 4(1 + \frac{6}{B_1})}{9\xi^2[\xi^4 + 4(1 + \frac{4}{B_1})]} - 1 \quad (14b)$$

### 3. Realizacja nowej metody korekcji

Omówioną metodę zrealizowano w oparciu o czujnik z potrójnym rezystorem termometrycznym i układ dwóch mostków niezrównoważonych.

Czujnik składa się z typowej osłony  $\phi$  12 mm ze stali H17 oraz wkładki steatytowej  $\phi$  8 mm z trzema rezystorami wykonanymi z drutu platynowego  $\phi$  0,05 mm. Dwa rezystory  $R'\theta$  i  $R''\theta$  umieszczone są na promieniu  $r = 3$  mm, a jeden  $R\theta_1$  w osi czujnika. Minimalne luzy między wkładką a osłoną spowodowane tolerancjami technicznymi wypełniono sproszkowanym  $Al_2O_3$ .



Rys. 3. Schemat ideowy układu korekcyjnego

Schemat ideowy układu korekcyjnego przedstawiono na rys. 3. W gałęziach mostków włączone są rezystory termometryczne  $R'\theta$ ,  $R''\theta$  i  $R\theta_1$ ; stały rezystor  $R_0$  i rezystory regulowane  $R_3$  i  $R_4$ . Mostki zasilane są źródłami prądu stałego o napięciach  $E_1$  i  $E_2$ .

Sygnalem wyjściowym z układu jest napięcie  $U_{c,k}$  wyrażone zależnością (9). Współczynniki wzmocnienia  $K_1, K_2$  oraz współczynnik korekcji  $k$  dla rozważanego układu będą:

$$K_1 \approx \frac{R'_0}{R_3} \alpha_t E_1 \quad (15a)$$

$$K_2 \approx \frac{R''_0}{R_4} \alpha_t E_2 \quad (15b)$$

$$k = k_1 k_2 k_3 \quad (16)$$

gdzie:

$R'_0, R''_0$  - rezystancje uzwojeń czujnika w temperaturze  $0^\circ\text{C}$ ,

$\alpha_t$  - termiczny współczynnik rezystancyjny,

$$k_1 = \frac{R''_0}{R'_0}; \quad k_2 = \frac{R_3}{R_4}; \quad k_3 = \frac{E_2}{E_1}$$

Nastawa współczynnika korekcji (16) może odbywać się trzema drogami:

- drogą odpowiedniego doboru rezystancji uzwojeń rezystora termometrycznego, przy czym maksymalna wartość  $k_1$  jest ograniczona wymiarami rezystora, praktycznie  $k_{1 \max} = 2$ ,
- drogą odpowiedniego doboru wartości rezystancji rezystorów regulowanych  $R_3$  i  $R_4$ , praktycznie  $k_2 \leq 10$ ,
- drogą doboru napięć  $E_1$  i  $E_2$ , praktycznie  $k_3 \leq 5$ .

#### 4. Wyniki badań

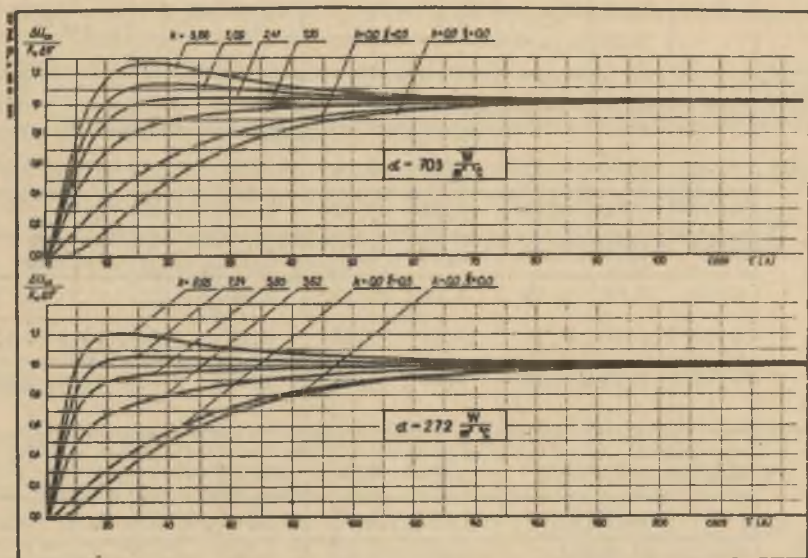
Do badań własności dynamicznych czujnika z układem korekcyjnym stosowano metodę skoku jednostkowego temperatury osrodka przy określonym współczynnikiem wnikania  $\alpha$ . W badaniach stosowano następujące osrodki: wodę i olej transformatorowy o różnych intensywnościach mieszania w termostatach cieczowych oraz powietrze opływające poprzecznie lub wzdłużnie czujnik w termostacie powietrznym.

Charakterystyki czasowe uzyskano z eksperymentów dla dwóch wartości współczynnika wnikania ciepła  $\alpha$  przedstawiono na rys. 4. Wyznaczono po 6 charakterystyk dla każdego współczynnika  $\alpha$ :

- przy  $r = 0$  ( $\xi = \frac{r}{R} = 0$ ),  $k = 0$  (rezystor  $R\theta_1$ )



- przy  $r = 3 \text{ mm}$  ( $\xi = 0,5$ ),  $k = 0$  (rezystory  $R'_{\theta}$ ,  $R''_{\theta}$ )
- przy  $r = 3 \text{ mm}$  ( $\xi = 0,5$ ) i  $k = (0,5; 0,8; 1; 1,25)k_{\text{opt}}$



Rys. 4. Charakterystyki czasowe czujnika bez korekcji ( $k = 0$ ) i z korekcją ( $k \neq 0$ )

Stosując do otrzymanych wykresów metodę logarytmiczną [2], ustalono, że badany czujnik z układem korekcyjnym jest elementem proporcjonalno-różniczkującym z inercją drugiego rzędu o transmitancji:

$$P_{c,k}(s) = K_1 \frac{T_{b,k}s + 1}{(T_{d,1}s + 1)(T_{d,2}s + 1)} \quad (17)$$

gdzie:

$$T_{b,k} = 1 + k T_b - \text{czas różniczkowania.}$$

Zestawienie wartości wielkości charakteryzujących własności dynamiczne przedstawiono w tabelicy 1. Są to wielkości:  $T_{d,1}$ ,  $T_{d,2}$  - stałe czasowe,  $T_{b,k}$  - czas różniczkowania,  $\tau_{0,5}$ ,  $\tau_{0,9}$  - czasy charakterystyczne, po upływie których charakterystyka czasowa osiąga odpowiednio 50% i 90% stanu ustalonego,  $J_2$  - kwadratowe kryterium całkowe,  $y_p$  - przeregulowanie.

Tablica 1

$\alpha$	$\xi$	k	$T_{d,1}$	$T_{d,2}$	$T_{b,k}$	$\tau_{0,5}$	$\tau_{0,9}$	$\frac{J_2}{(K_1 \Delta t)^2}$	$y_p$
$W/m^{20}C$	-	-	s	s	s	s	s	s	%
7825	0,00	0,00	8,35	3,20	0,00	10,0	22,8	6,93	-
	0,50	0,00	8,35	3,20	5,80	3,62	14,4	2,59	-
	0,50	0,50	8,35	3,20	8,70	2,30	6,25	1,51	-
	0,50	0,80	8,35	3,20	10,44	2,02	4,15	1,21	7,0
	0,50	1,00	8,35	3,20	11,60	1,95	3,38	1,16	13,7
	0,50	1,25	8,35	3,25	13,10	1,88	3,25	1,26	26,2
703	0,00	0,00	16,8	5,70	0,00	20,6	49,0	13,35	-
	0,50	0,00	16,8	5,70	5,80	14,1	42,5	8,30	-
	0,50	1,55	16,8	5,70	14,79	6,25	22,0	3,43	-
	0,50	2,47	16,8	5,70	20,12	4,70	10,7	2,24	3,5
	0,50	3,09	16,8	5,70	37,72	4,00	8,0	2,16	13,0
	0,50	3,86	16,8	5,70	28,18	3,30	6,2	2,85	26,5
272	0,00	0,00	41,0	6,82	0,00	38,8	107,0	26,83	-
	0,00	0,00	41,0	6,82	5,80	33,0	101,2	21,38	-
	0,50	3,62	41,0	6,82	26,79	9,50	65,0	7,54	-
	0,50	5,80	41,0	6,82	39,44	5,50	19,0	3,65	-
	0,50	7,24	41,0	6,82	47,79	4,42	10,5	2,92	6,5
	0,50	8,95	41,0	6,82	57,71	3,60	7,0	3,94	21,7
121	0,00	0,00	97,5	8,85	0,00	79,6	238	57,23	-
	0,50	0,00	97,5	8,85	5,80	74,8	233	51,56	-
	0,50	9,00	97,5	8,85	58,0	11,0	146	15,04	-
	0,50	14,4	97,5	8,85	89,3	5,6	25	5,42	-
	0,50	18,0	97,5	8,85	110,2	4,2	10,8	4,12	9,0
	0,50	22,5	97,5	8,85	136,3	3,0	7,0	8,27	30,0

## 5. Wnioski

Z przeprowadzonych badań analitycznych i eksperymentalnych wynika, że proponowana metoda korekcji przyspiesza średnio około 20-krotnie sygnał wyjściowy czujnika i jej realizacja jest bardzo prosta.

Efektywność korekcji wzrasta ze spadkiem wartości współczynnika wnika-  
nia ciepła  $\alpha$ . Jest to zjawisko korzystne, gdyż dla małych wartości po-  
garszają się własności dynamiczne czujnika.

Zastosowanie nowej metody korekcji dla układu automatycznej regulacji  
temperatury z regulatorem proporcjonalnym pozwoliło zwiększyć  $K_{p_{gr}}$  i wy-  
rażnie zmniejszyło czas regulacji o 70% i przeregulowanie o 80% w stosun-  
ku do UAR z czujnikiem bez korekcji.

## LITERATURA

1. ANTONOWICZ J.: Zapotrzebowanie energetyki na mało inercyjne czujniki termometryczne. Materiały konferencji nt. "Własności dynamiczne czujników termometrycznych" Łódź 23÷24.III.1972.
2. PUSZER A.: Badania procesu przetwarzania dynamicznego i statycznego termometrycznych czujników rezystancyjnych - Praca doktorska. Gliwice 1973.
3. SZUKSZUNOW W.E.: Korrektirijuszczije zwienija w ustrojstwach izmier-nienija niestacionarnych tiempieratur. Moskwa 1970. Izd. Energia.
4. WHITLOW B.Y., POSTER M.I.: A method of reducing the time lag of trans-  
ducers which have an exponential response. Electronic Engineerign, sept.  
1959.
5. WOSCHNI E.G.: Messdynamik. S. Hirzel, Verlag Leipzig 1964.

Praca wpłynęła do Redakcji w maju 1973 roku

НОВЫЙ МЕТОД КОРРЕКЦИИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА  
РЕЗИСТАНЦИОННОГО ТЕРМОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

Р е з ю м е

Представлено идеи и результаты исследований нового метода коррекции выходного сигнала резистанционного термометрического датчика, опираясь на основу уменьшения величины нулей трансмитансии датчика. Для определения оптимального коэффициента коррекции использовано квадратный интегральный критерий в операторном виде (форме).

A NEW METHOD OF THE OUTPUT CORRECTION APPLIED  
TO THE RESISTOR TEMPERATURE DETECTOR

S u m m a r y

The concept and experimental results of a new method of the output correction applied to the resistor temperature detector has been given in this paper. The method is based on the principle of the transfer function null values diminution. The optimum value of a correction factor has been obtained by means of the operator - form of the square integral criterion.