

Metoda kompensacji wpływu temperatury w półprzewodnikowych przetwornikach ciśnienia

A Method of Temperature Compensation in Semiconductor Pressure Transducers

Janusz Bryzek · Politechnika Warszawska · 1978

Tekst oryginalny · Polish original

janusz.bryzek.com

Strona tytułowa

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

WYDZIAŁ MECHANIKI PRECYZYJNEJ INSTYTUT METROLOGII I BUDOWY PRZYRZĄDÓW POMIAROWYCH

mgr inż. Janusz BRYZEK

METODA KOMPENSACJI WPLYWU TEMPERATURY W PÓŁPRZEWODNIKOWYCH PRZETWORNİKACH CISNIENIA

Praca doktorska

PROMOTOR PRACY doc. dr inż. Wojciech WŁODARSKI

WARSZAWA

1978

SPIS TRESCI

		str.
1.	Wstęp	5
1. 1.	Wprowadzenie	5
1. 2.	Cel i teza pracy	6
2.	Istota błędów temperaturowych	9
3.	Przegląd metod kompensacji wpływu temperatury z zastosowaniem obwodów kompensacji w analogowej części układu przetwarzającego	18
3. 1.	Wstęp	18
3. 2.	Metoda z zastosowaniem czujnika ciśnienia jako czujnika temperatury	18
3. 3.	Metody z zastosowaniem dyskretnych elementów o zmiennej rezystancji próbujących temperaturę	20
3. 4.	Metody z zastosowaniem dyskretnych złączowych przyrządów półprzewodnikowych jako czujników temperatury	26
3. 5.	Metody z zastosowaniem scalonych elementów rezystancyjnych jako czujników temperatury	30
3. 6.	Metoda z zastosowaniem scalonych przyrządów półprzewodnikowych jako czujników temperatury	34
3. 7.	Podsumowanie	38
4.	Nowa metoda kompensacji błędów temperaturowych	38
4. 1.	Wprowadzenie	38
4. 2.	Warunki wystarczające kompensacji temperaturowej charakterystyki przetwarzania przetwornika	39
4. 3.	Istota pełnej kompensacji temperaturowej	43
4. 3. 1.	Synteza metody	43
4. 3. 2.	Procedura kompensacji	48
4. 3. 3.	Warunki wystarczające kompensacji temperaturowej pełnej	52
4. 4.	Istota niepełnej kompensacji temperaturowej	58
4. 4. 1.	Przypadek $s = 2, m = 1, n = 1$	58
4. 4. 2.	Przypadek $s = 3, m = 1, n = 1$	62
4. 4. 3.	Przypadek $s = 3, m = 1, n = 2$	65

		str.
4. 5.	Podsumowanie	69
5.	Realizacja praktyczna metody	72

		str.
5. 1.	Mostek trójkrotny	74
5. 2.	Zagadnienie wzajemnego uzależnienia kompensacji wartości początkowej i końcowej	76
6.	Zastosowanie nowej metody kompensacji w piezorezystancyjnym przetworniku ciśnienia	79
6. 1.	Wstęp	79
6. 2.	Wymagane parametry metrologiczne przetwornika	79
6. 3.	Czujnik	80
6. 3. 1.	Budowa	81
6. 3. 2.	Zróżła błędów temperaturowych	82
6. 3. 3.	Dobór parametrów układu kompensacji temperaturowej	83
6. 4.	Układ elektroniczny przetwornika	88
6. 4. 1.	Układ blokowy	88
6. 4. 2.	Wybór czujników próbujących temperaturę	90
6. 4. 3.	Optymalizacja charakterystyk mostka kompensującego dryft zera	92
6. 4. 4.	Optymalizacja charakterystyk mostka kompensującego dryft zakresu	96
6. 5.	Procedura kompensacji	100
6. 6.	Badania przetworników	102
6. 6. 1.	Układ pomiarowy	102
6. 6. 2.	Analiza błędów	103
6. 6. 3.	Wyniki badań	104
7.	Wnioski	108
8.	Bibliografia	111
9.	Dodatek	120
9. 1.	Opis programu optymalizującego charakterystyki mostka kompensującego dryft zera	120
9. 2.	Opis programu optymalizującego charakterystyki mostka kompensującego dryft zakresu	122

Pracę tę żonie mojej, Barbarze, poświęcam

1. WSTĘP

s. 5

1.1. Wprowadzenie

Podstawowym zastosowaniem przetworników pomiarowych wielkości nieelektrycznych są układy automatycznej regulacji procesów technologicznych w zakładach przemysłowych. Duże obiekty mogą być wyposażone w kilka tysięcy przetworników. Ponieważ zmiana temperatury otoczenia i medium pomiarowego jest źródłem powstawania najistotniejszego błędu pomiaru, każdy z przetworników ma wbudowany układ kompensujący ten błąd. Układ kompensacyjny jest tym trudniejszy do realizacji, im szerszy jest zakres temperatur i większa dokładność przetwarzania.

Zagadnienia kompensacji błędów temperaturowych są przedmiotem bogatej literatury patentowej. Natomiast w literaturze naukowej - technicznej są one prezentowane skromnie i często jako zagadnienia drugoplanowe. Sytuacja taka wynika z następujących powodów:

- układy kompensacyjne są stosowane w zasadzie wyłącznie w przetwornikach produkowanych seryjnie, w związku z czym rzadko opracowywane przez jednostki oderwane od zakładu produkcyjnego, a więc przez uczelnie i instytuty,
- koszt realizacji kompensacji temperaturowej może stanowić nawet 50% kosztów wytwarzania przetwornika w zależności od wyboru metody kompensacji i zastosowanej technologii [1],
- wypadkowe błędy temperaturowe przetwornika /jako integralna część klasy dokładności przetwarzania/ są czynnikiem wpływającym w istotny sposób na jego cenę sprzedaży,
- wybór metody kompensacji jest również czynnikiem wpływającym na dopuszczalny zakres temperatur pracy, a więc zakres stosowania przetwornika.

Tak więc wybór metody kompensacji temperaturowej wpływa w znacznym stopniu na efekty ekonomiczne producenta, w związku z czym jest utrzymywany przez niego w możliwie najgłębszej tajem-

s. 6

nicy. Zgłoszenia patentowe są dokonywane jako zło konieczne ze względu na konieczność ochrony własnych praw autorskich na rynku, przy czym często w zgłoszeniach takich celowo wprowadza się błędy utrudniające rozszyfrowanie metody.

Miarą wpływu zmian temperatury otoczenia na dokładność pomiaru jest błąd temperaturowy względny lub bezwzględny. Błąd temperaturowy względny wyraża się najczęściej w procentach szerokości zakresu pomiarowego, równych zmianie rozpatrywanego parametru /np. wartości początkowej zakresu/ odniesionej do szerokości zakresu pomiarowego i określonej zmiany temperatury /np. 10 K/. Błąd temperaturowy bezwzględny jest najczęściej określany jako różnica wartości rozpatrywanego parametru w rozważanej temperaturze i temperaturze odniesienia.

1.2. Cel i teza pracy

Celem pracy jest opracowanie nowej skutecznej metody kompensacji wpływu temperatury na dokładność przetwarzania półprzewodnikowych przetworników ciśnienia oraz praktyczne sprawdzenie jej stosowalności.

Pod nazwą "metoda kompensacji" rozumiana jest w pracy metoda polegająca na zastosowaniu specjalnego układu elektronicznego współpracującego z półprzewodnikowym czujnikiem ciśnienia, którego sygnał wyjściowy uzależniony jest od temperatury tak, że zmniejsza wpływ zmian temperatury na charakterystykę przetwarzania przetwornika pomiarowego zawierającego ten układ i czujnik.

Określenie "temperatura" oznacza temperaturę w jakiej znajduje się czujnik pomiarowy. W zależności od rozwiązania może to być temperatura medium mierzonego, temperatura otoczenia lub temperatura wynikająca z superpozycji obu tych temperatur.

"Półprzewodnikowy przetwornik ciśnienia" oznacza przetwornik zawierający czujnik zbudowany z elementów półprzewodnikowych, służący do przetworzenia wartości mierzonego nadciśnienia /różnicy

s. 7

między mierzonym ciśnieniem i ciśnieniem atmosferycznym/ na znormalizowany sygnał elektroniczny.

Jak będzie wykazane w punkcie 4, dla skompensowania wpływu temperatury na liniową charakterystykę przetwarzania czujnika wystarczy uniezależnienie od temperatury wartości początkowej i końcowej zakresu pomiarowego. W związku z tym, możemy

podzielić przetworniki na klasy w zależności od stopnia wielomianu opisującego błąd temperaturowy wartości początkowej i końcowej nieskompensowanego przetwornika:

- liniowa, w której błąd jest liniową funkcją temperatury
- kwadratowa, w której błąd jest kwadratową funkcją temperatury
- sześcienna, itd.

Nowa metoda będąca celem pracy powinna umożliwić kompensację błędów temperaturowych danej klasy przetworników poprzez wykonanie procedury kompensacji w pewnej ilości temperatur dyskretnych. Ilość tych temperatur uzależniona powinna być od stopnia wielomianu opisującego błąd temperaturowy. Natomiast wartości współczynników wielomianu powinny być ustalone w trakcie kompensacji tak, aby zapewnić wyzerowanie błędu konkretnego czujnika.

Nowa metoda charakteryzować się powinna łatwością wdrożenia do produkcji seryjnej, a więc tanim oprzyrządowaniem technologicznym i stosowaniem elementów produkowanych seryjnie. Liczba wykonań elementów służących do realizacji warunków kompensacji powinna zostać zminimalizowana.

Tezę pracy formułuje się następująco: Możliwe jest opracowanie metody kompensacji pełnej błędów temperaturowych w półprzewodnikowych przetwornikach ciśnienia przy zastosowaniu jednego elementu ustalającego warunki kompensacji na każdą wybraną temperaturę kompensacji oraz dla każdego kompensowanego parametru charakterystyki przetwarzania przetwornika przy czym, nastawy tych elementów charakteryzują się jednokierunkową niezależnością. Liczbę temperatur kompensacji określa stopień wielomianu opisujący błąd temperaturowy danego parametru.

s. 8

Kompensacja zrealizowana tą metodą może być niepełna w przypadku, gdy liczba temperatur kompensacji jest mniejsza od stopnia wielomianu opisującego charakterystykę błędu temperaturowego czujnika.

Możliwa jest przy tym procedura kompensacji błędów temperaturowych przy użyciu tej metody taka, że skompensowanie błędu w jednej temperaturze nie ma wpływu na kompensację w poprzednich temperaturach kompensacji.

Możliwe jest także uniezależnienie od siebie warunków kompensacji wartości początkowej oraz czułości czujnika.

2. ISTOTA BŁĘDÓW TEMPERATUROWYCH

s. 9

Zależność pomiędzy nieznaną wartością wielkości nieelektrycznej, którą oznaczmy przez X , a wartością elektrycznego sygnału wyjściowego czujnika, którą oznaczmy przez U , jest nazywana charakterystyką przetwarzania i opisywana funkcją f .

Ze względu na fakt występowania sygnałów zakłócających pracę czujnika, takich jak zmiana temperatury otoczenia, wahania napięcia zasilającego, obecność wibracji, zmiany ciśnienia atmosferycznego, występowanie zakłócających pól elektromagnetycznych itp. f jest funkcją wielu zmiennych. W dalszych rozważaniach ograniczymy się do uwzględnienia tylko wpływu zmian temperatury otoczenia T , a więc przyjmujemy, że f jest funkcją dwóch zmiennych X, T .

$$u = f(X, T) \quad (1)$$

Sygnał wyjściowy u czujnika może występować w postaci zmiany napięcia, prądu, rezystancji pojemności, indukcyjności wzajemnej itp.

Dla unifikacji aparatury odbiorczej w systemie automatycznego sterowania, obrabiane sygnały powinny być znormalizowane. W tym celu przetwornik pomiarowy składa się z czujnika i uzupełniającego elektronicznego układu przetwarzającego, sprowadzającego sygnał wyjściowy przetwornika do przyjętych sygnałów standardowych^{1/}. Układy takie, oprócz normalizacji charakterystyki przetwarzania czujnika, umożliwiają często korekcję liniowości przetwarzania wielkości nieelektrycznej X oraz kompensację wpływu temperatury otoczenia. Tak więc sygnał wyjściowy U przetwornika określa się

1/ Najczęściej spotykanymi obecnie sygnałami w automatyce przemysłowej są sygnały prądowe 0...6 mA, 4...20 mA oraz napięciowe 1...5V. Dla wybranego obiektu sterowania stosuje się zwykle jeden zakres sygnałów, np. 4...20 mA.

s. 10

charakterystyką przetwarzania opisaną funkcją g :

$$U = g(X, T) \quad (2)$$

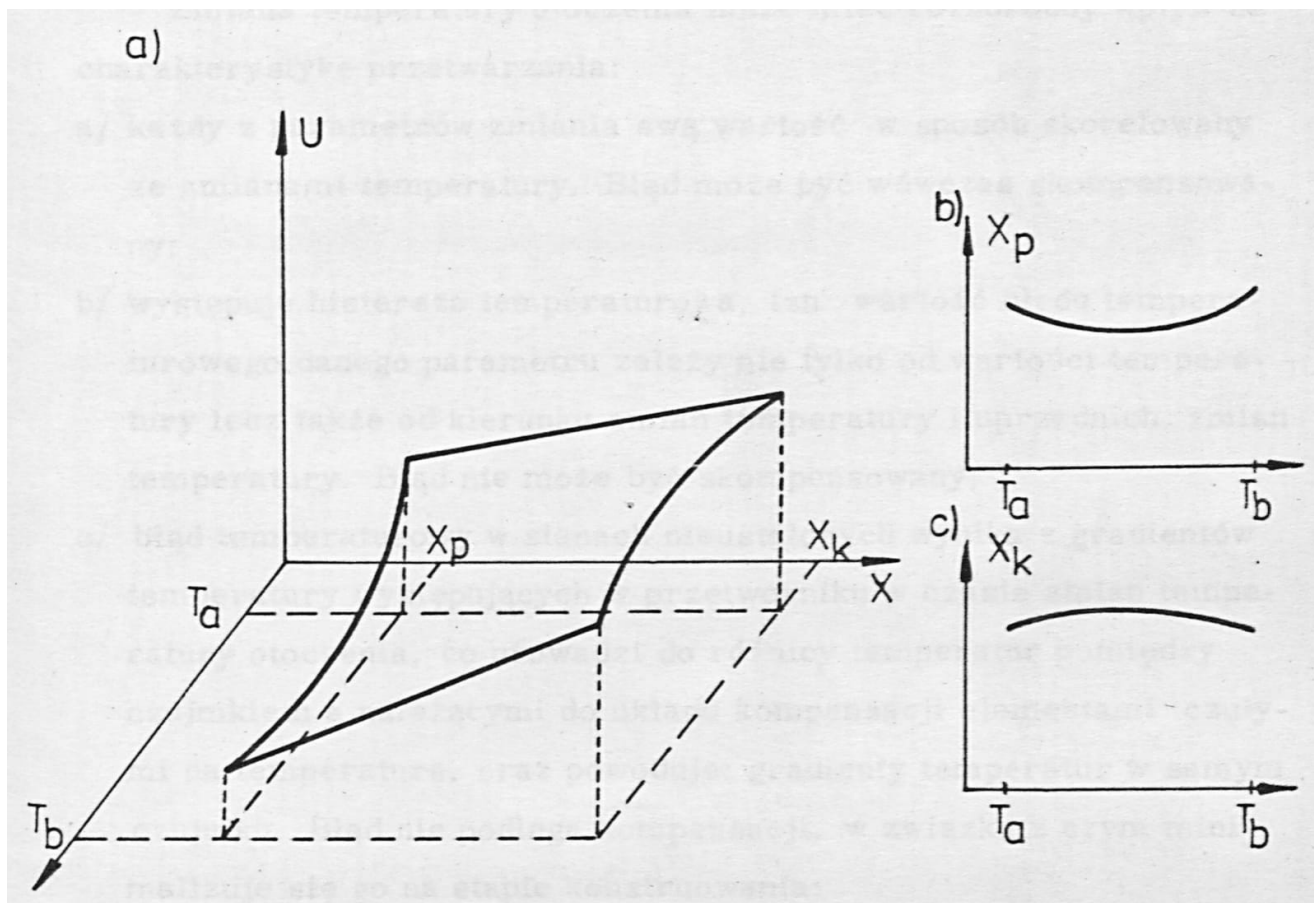
Kompensację temperaturową można zrealizować w dwojaki sposób [2] :

- układ kompensacji umożliwia korekcję błędu temperaturowego tylko czujnika, natomiast błąd temperaturowy układu przetwarzającego powinien być pomijalnie mały, w porównaniu z błędem czujnika. w takim przypadku jest wymagane stosowanie drogich elementów i rozwiązań układowych w układzie przetwarzającym,
- kompensuje się łączny błąd temperaturowy przetwornika, będący superpozycją błędów czujnika i układu przetwarzającego, znajdujących się w tej samej temperaturze, co pozwala na stosowanie tańszych elementów elektronicznych i prostszych rozwiązań układowych. Przypadek ten można sprowadzić do przypadku pierwszego przy założeniu, że błąd układu przetwarzającego zostanie sprowadzony do czujnika, a przy analizie błędów rozważać się będzie zastępczy błąd czujnika składający się z dwóch składowych: błędów samego czujnika i zastępczego błędów układu przetwarzającego.

Jak już wspomniano, charakterystyka przetwarzania określona jest funkcją dwóch zmiennych: wartości sygnału wyjściowego przetwornika i wartości mierzonej wielkości nieelektrycznej, a więc jej odwzorowaniem graficznym będzie powierzchnia opisana zależnością (2) /rys. 1a/. Ze względów praktycznych przyjęto kilka parametrów charakteryzujących wartości błędów temperaturowego przetwornika. Najczęściej stosowane są: a/ błąd, /dryft/ temperaturowy wartości początkowej zakresu /tzw. "zera"/ określający wpływ zmian temperatury otoczenia na wartość sygnału wyjściowego U przy stałej wartości wielkości mierzonej X równej dolnej wartości X_p zakresu pomiarowego; interpretację graficzną tego błędów jest linia przenikania płaszczyzny określonej zależnością (2) z płaszczyzną $X = X_p$ /rys. 1b/

s. 11

b/ błąd /dryft/ temperaturowy wartości górnej X_k zakresu pomiarowego /tzw. "zakresu"/ określający wpływ zmian temperatury otoczenia na wartość wielkości mierzonej X , równej górnej wartości X_k zakresu pomiarowego; interpretacją graficzną tego błędów będzie linia przenikania płaszczyzny określonej zależnością (2) z płaszczyzną $X = X_k$ /rys. 1c/.



Rys. 1. a. Odzworowanie graficzne charakterystyki przetwarzania przetwornika, gdzie: U sygnał wyjściowy przetwornika, X mierzona wielkość nieelektryczna, T temperatura; b. Zależność wartości początkowej X_p od temperatury; c. Zależność wartości końcowej X_k od temperatury

s. 12

c/ błąd /dryft/ temperaturowy szerokości /rozpiętości/ zakresu pomiarowego, określający wpływ zmian temperatury otoczenia na przyrost sygnału wyjściowego spowodowany zmianą wartości wielkości mierzonej od dolnej X_p do górnej X_k ; parametr ten jest podawany w kartach katalogowych alternatywnie z błędem temperaturowym górnej wartości zakresu.

Zmiana temperatury otoczenia może mieć różnorodny wpływ na charakterystykę przetwarzania: a/ każdy z parametrów zmienia swoją wartość w sposób skorelowany ze zmianami temperatury. Błąd może być wówczas skompensowany; b/ występuje histereza temperaturowa, tzn. wartość błędu temperaturowego danego parametru zależy nie tylko od wartości temperatury lecz także od kierunku zmian temperatury i uprzednich zmian temperatury. Błąd nie może być skompensowany; c/ błąd temperaturowy w stanach nieustalonych wynika z gradientów temperatury występujących w przetworniku w czasie zmian temperatury otoczenia, co prowadzi do różnicy temperatur pomiędzy czujnikiem a należącymi do układu kompensacji elementami czuły na temperaturę, oraz powoduje: gradienty temperatur w samym czujniku. Błąd nie podlega kompensacji, w związku z czym minimalizuje się go na etapie konstruowania; d/ błąd zanikowy /ang. temperature decay/ czyli błąd występujący bezpośrednio po zmianie temperatury i zanikający stopniowo aż do zera. Nie jest on związany ze stanami nieustalonymi, lecz ze zmianami np. w sieci krystalicznej materiału czujnika i jest on tym większy, im większa jest zmiany temperatury oraz dłuższy czas pozostawiania w temperaturze poprzedzającej zmianę. Czas zanikania tego błędu może być bardzo długi, rzędu kilkudziesięciu godzin. Błąd nie podlega kompensacji; e/ niepowtarzalność temperaturowa przy której wartość danego parametru może ulec trwałej zmianie w wyniku zmian temperatury,

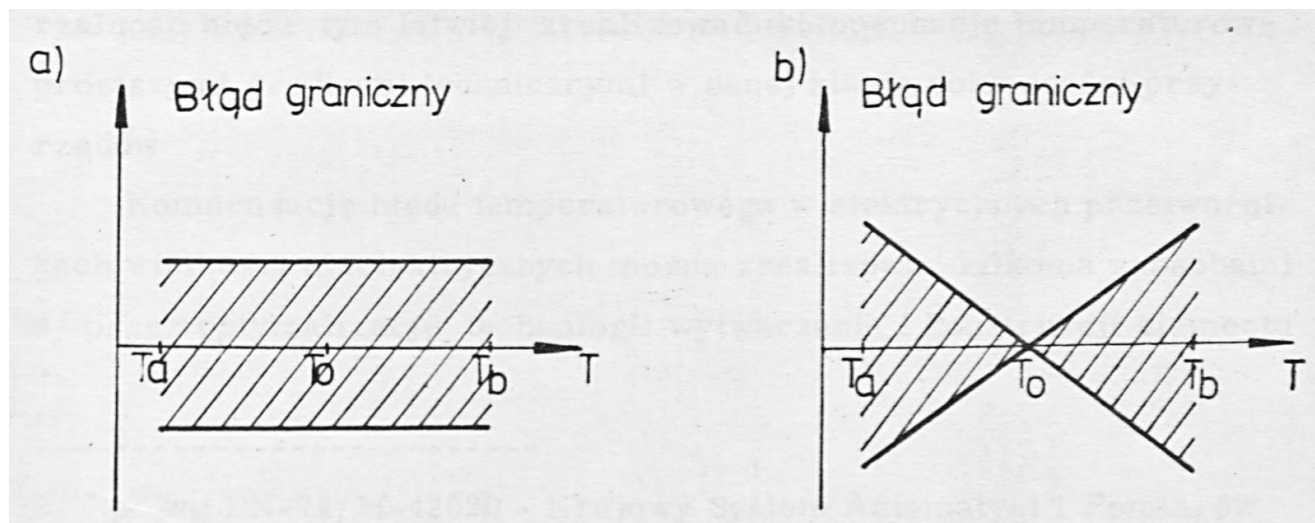
s. 13

. zwłaszcza w razie dłuższej pracy w pobliżu temperatur ekstremalnych. W takim przypadku należy wykonywać kalibrację przetwornika dla uzyskania pierwotnej wartości parametru. Błąd nie podlega kompensacji

Tak więc jedynie błąd temperaturowy wymieniony w punkcie a może podlegać kompensacji. Pozostałe składowe błędy mogą być jedynie zmniejszane przez dobór odpowiedniej technologii i konstrukcji czujnika i przetwornika.

Celem kompensacji jest zmniejszenie zastępczego błędu czujnika. Dopuszczalną wartość błędu temperaturowego /błąd temperaturowy graniczny/ można określić dwoma sposobami

Przy pierwszym sposobie określa się maksymalną wartość błędu temperaturowego liczoną względem wartości danego parametru w temperaturze odniesienia T_o , niezależnie od temperatury /rys. 2a/. Wymagania takie mogą być narzucone w razie ograniczenia średniego błędu kwadratowego przy przypadkowych wartościach temperatury otoczenia, co występuje np. przy stosowaniu przetworników w układach bilansowania ilości wyrobu finalnego zakładu przemysłowego.



Rys 2. Błąd graniczny w funkcji temperatury: a. o stałej wartości; b. o stałym nachyleniu

s. 14

Przy drugiej metodzie^{2/} ogranicza się wartość nachylenia błędu granicznego w funkcji temperatury. Przyjmując pewną temperaturę T_o jako temperaturę, względem której mierzymy błąd temperaturowy, pole dopuszczalnych wartości błędów temperaturowych zawarte jest pomiędzy dwiema przecinającymi się w temperaturze T_o prostymi o nachyleniu równym narzuconemu błędowi granicznemu /rys. 2b/.

Wartość temperaturowego błędu granicznego związana jest z klasą dokładności przetwornika. Zgodnie z polską normą^{3/} wartość dowolnego błędu dodatkowego, w tym również temperaturowego, nie powinna przekraczać wartości poprzedzającej /w ciągu klas dokładności/ wartość uznaną za klasę dokładności urządzenia. Błąd temperaturowy charakterystyki przetwarzania powinien być mierzony co 10°C przy sygnale wejściowym wielkości nieelektrycznej równej 0%, 20%, 40%, 60%, 100% wartości szerokości zakresu, na jaki przetwornik został wykalibrowany.

Rozpatrując wartość błędu temperaturowego danego parametru w zbiorze przetworników o pewnej liczności, np. równej rocznej produkcji zakładu przemysłowego, wyróżnić można część stałą /powtarzalną/ błędu oraz część przypadkową, przy czym stosunek pomiędzy tymi częściami zmieniać się może od wartości zera /nie ma części powtarzalnej błędu/ do wartości bliskiej 100%. Im większa jest powtarzalność błędu, tym łatwiej zrealizować kompensację temperaturową prostszymi środkami technicznymi w danej klasie dokładności przyrządów.

Kompensację błędu temperaturowego w elektrycznych przetwornikach wielkości nieelektrycznych można zrealizować kilkoma sposobami: a/ przez optymalizację technologii wytwarzania i konstrukcji elementu

2/ Np. wg PN-74/M-42020 - Krajowy System Automatyki i Pomiarów POLMATIK- Ogólne wymagania i badania - Błędy dodatkowe należy określać na każde 10°C zmiany temperatury otoczenia i ośrodka mierzonego. 3/ PN-73/M-42024 - Automatyka Przemysłowa - Elementy i urządzenia elektryczne analogowe. Wymagania i badania.

s. 15

przetwarzającego [3 ÷ 24], np. tensometru. Przy tej metodzie najczęściej poprzestaje się na kompensacji jednego parametru /zera/ charakterystyki przetwarzania przetworników wykonywanych z zastosowaniem bardzo powtarzalnych elementów przetwarzających i przy niezbyt wygórowanych wymaganiach co do dokładności kompensacji. Wymaga ona zazwyczaj zastosowania w czujniku wielkości nieelektrycznej kilku elementów przetwarzających, umożliwiających użycie specjalnego układu elektronicznego, np. mostka; b/ za pomocą specjalnej konstrukcji nieelektrycznej, wytwarzającej dodatkową wartość przetwarzanej wielkości nieelektrycznej uzależnioną od temperatury [25 ÷ 31]. Ze względu na duże trudności wykonawcze oraz małą dokładność kompensacji metoda ta ma już znaczenie jedynie historyczne; c/ przez umieszczenie obwodów kompensacji w analogowej części elektronicznego układu przetwarzającego sygnał czujnika. Sposób ten jest obecnie najbardziej rozpowszechniony [1, 32 ÷ 76] ze względu na:

- ogólnosiwiatowe tendencje w automatyce do integracji czujnika z elektronicznym układem przetwarzającym,

- możliwości uzyskiwania małych błędów temperaturowych skompensowanych przetworników,
 - możliwość jednoznacznej kompensacji błędów temperaturowych elektronicznego układu przetwarzającego,
 - możliwość kompensacji przetworników o niepowtarzalnym w różnych egzemplarzach błędzie temperaturowym czujników,
 - zdecydowaną w chwili obecnej przewagę analogowych układów regulacji automatycznej nad układami sterowania cyfrowego;
- Metodę stosuje się często łącznie z wykorzystaniem kompensacji wymienionej w punkcie a oraz rzadziej z jednoczesnym wykorzystaniem kompensacji wymienionej w punkcie b; d/ przez realizację kompensacji w cyfrowej części układu automatyki [78, 79] metodą programową lub układową. W chwili obecnej me-

s. 16

toda taka jest droga, niemniej jednak pozwala na uzyskiwanie najlepszych wyników metrologicznych. Zdaniem autora, metoda ta wyprze wszelkie inne metody kompensacji w przetwornikach automatyki z chwilą zdecydowanego spadku cen mikroprocesorów i zmniejszenia pobieranego przez nie prądu zasilania przy jednoczesnym podniesieniu stopnia ich integracji oraz wprowadzeniu tanich, łatwo programowalnych pamięci stałych /ROM/, w których byłby zapisywany indywidualny program korekcji; e/ przez termostatowanie czujnika. Metoda taka eliminuje konieczność kompensacji temperaturowej. Stosowana jest jednak tylko w bardzo dokładnej aparaturze laboratoryjnej np. [80].

Z przedstawionego wyżej podziału stosowanych metod wynika wniosek, że w dokładnym przetworniku pomiarowym produkowanym seryjnie, którego cena nie jest obojętna jedynym obecnie rozwiązaniem kompensacji temperaturowej jest wariant "c" - zastosowanie układu kompensującego w analogowej części elektronicznego układu normalizującego z ewentualnym wykorzystaniem wariantu "a" lub "b".

Znane rozwiązania kompensacji [1, 32, 77] charakteryzują się wzajemnym uzależnieniem od siebie bądź nastaw układu kompensacji jednego parametru /np. zera/ od nastaw układu kompensacji drugiego parametru /np. zakresu/, bądź nastaw układu kompensacji w różnych temperaturach. Wskutek tego procedura kompensacji jest żmudna, a jej przeprowadzenie wymaga wysoko wykwalifikowanego personelu i niejednokrotnie posłużenia się programem komputerowym.

Elementom korygującym błąd temperaturowy stawia się zazwyczaj bardzo wysokie wymagania odnośnie do parametrów metrologicznych /stabilność, współczynnik temperaturowy/. Wartości tych elementów zostają określone dopiero do zakończeniu procedury kompensacji, a więc w ostatniej fazie produkcji. Uwzględnienie indywidualnego rozrzutu błędów temperaturowych w każdym egzemplarzu przetwornika wymaga posiadania w magazynie odpowiednio dużego zapasu elementów /np. dla przetworników typu Class 41 firmy Honeywell [33, 39, 40] w układzie kompensacji zmienia się

s. 17

10 elementów o wartościach dobieranych ze zbioru około 130 wartości/ lub wykonywania ich we własnym zakresie [33].

3. PRZEGLĄD METOD KOMPENSACJI WPŁYWU TEMPERATURY Z ZASTOSOWANIEM OBWODÓW KOMPENSACJI W ANALOGOWEJ CZĘŚCI UKŁADU PRZETWARZAJĄCEGO

s. 18

3.1. Wstęp

Znane rozwiązania kompensacji układowej [1, 32 ÷ 77] można podzielić na trzy grupy. Pierwszą grupę stanowią rozwiązania, w których czujnik wielkości nieelektrycznej wykorzystywany jest jednocześnie jako czujnik temperatury. Drugą grupę tworzą rozwiązania w których w celu próbkowania temperatury czujnika zastosowano elementy o rezystancji uzależnionej od temperatury. W trzeciej grupie rozwiązań temperaturę czujnika próbkuje się złączowymi przyrządami półprzewodnikowymi.

W drugiej i trzeciej grupie możemy dokonać ponadto podział ze względu na technologię wykonania elementów czułych na temperaturę, a mianowicie stosowanie elementów dyskretnych i scalonych.

W dalszej części pracy zostaną przedstawione przykłady najciekawszych rozwiązań.

3.2. Metoda z zastosowaniem czujnika ciśnienia jako czujnik temperatury

Metoda [61] opracowana w IAP PW została zastosowana do pomiaru ciśnienia hydrostatycznego oraz temperatury w obszarze działania tego ciśnienia za pomocą pojedynczego czujnika stanowiącego półprzewodnikowe złącze p-n o dowolnym mechanizmie przebicia, zasilanego prądem o kształcie prostokątnym. Napięcie przewodzenia U_p i napięcie zaporowe U_z wyrażają się następującymi zależnościami:

$$U_p = U_{p0} \cdot [1 + \alpha_p \cdot (p - p_0) - \beta_p \cdot (T - T_0)]$$

$$U_z = U_{z0} \cdot [1 + \alpha_z \cdot (p - p_0) + \beta_z \cdot (T - T_0)]$$

gdzie przez U_{p0} i U_{z0} oznaczono odpowiednio napięcie przewodzenia

s. 19

i zaporowe przy ciśnieniu początkowym p_0 i temperaturze odniesienia T_0 , przez α_p i α_z oznaczono czułość ciśnieniową złącza odpowiednio w kierunku przewodzenia i zaporowym, natomiast przez β_p i β_z oznaczono odpowiednio współczynnik temperaturowy napięcia odpowiednio w kierunku przewodzenia i zaporowym.

Znak "+" lub "-" czułości ciśnieniowych złącza zależy od materiału z którego jest wykonane złącze. Znak "+" lub "-" współczynnika temperaturowego β_z napięcia zaporowego zależy od mechanizmu przebicia /zenerowski lub lawinowy/. Znak współczynnika temperaturowego β_p napięcia przewodzenia jest zawsze ujemny. Współczynniki α_p , α_z , β_p , β_z są funkcją prądu płynącego przez złącze.

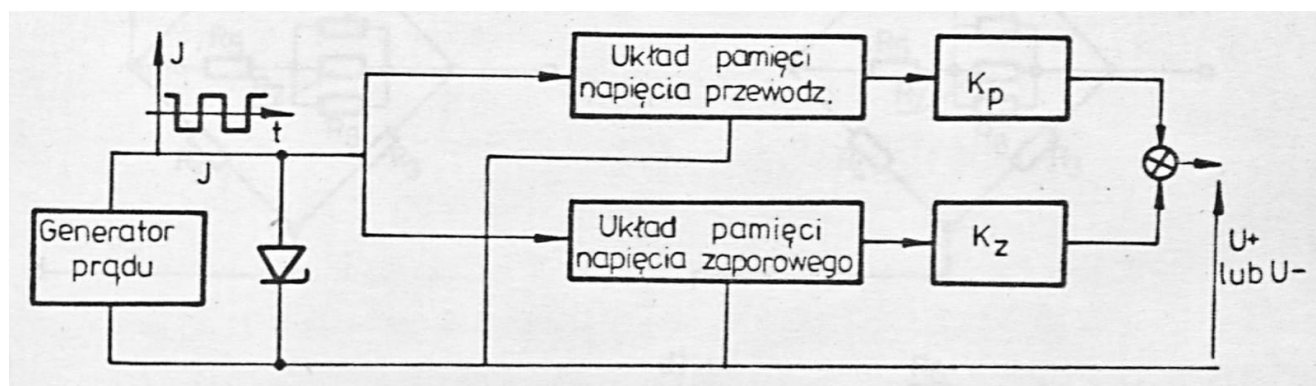
Tworząc przy pomocy układu elektronicznego posiadającego pamięć /rys. 3/ sumę U^+ oraz różnicę U^- napięć przewodzenia i zaporowego z odpowiednimi współczynnikami proporcjonalności odpowiednio k_p , k_z uzyskuje się możliwość znieczulenia tej sumy bądź różnicy za zmiany ciśnienia lub zmiany temperatury

$$\frac{\partial U^+}{\partial T} = 0 \quad \text{lub} \quad \frac{\partial U^+}{\partial p} = 0$$

oraz

$$\frac{\partial U^-}{\partial T} = 0 \quad \text{lub} \quad \frac{\partial U^-}{\partial p} = 0$$

W przypadku gdy α_p , α_z , β_p , β_z nie są funkcją temperatury i ciśnienia można uzyskać spełnienie dwóch z czterech powyższych zależności i uzyskuje się przetwornik temperatury skompensowany ciśnieniowo bądź przetwornik ciśnienia skompensowany temperaturowo.



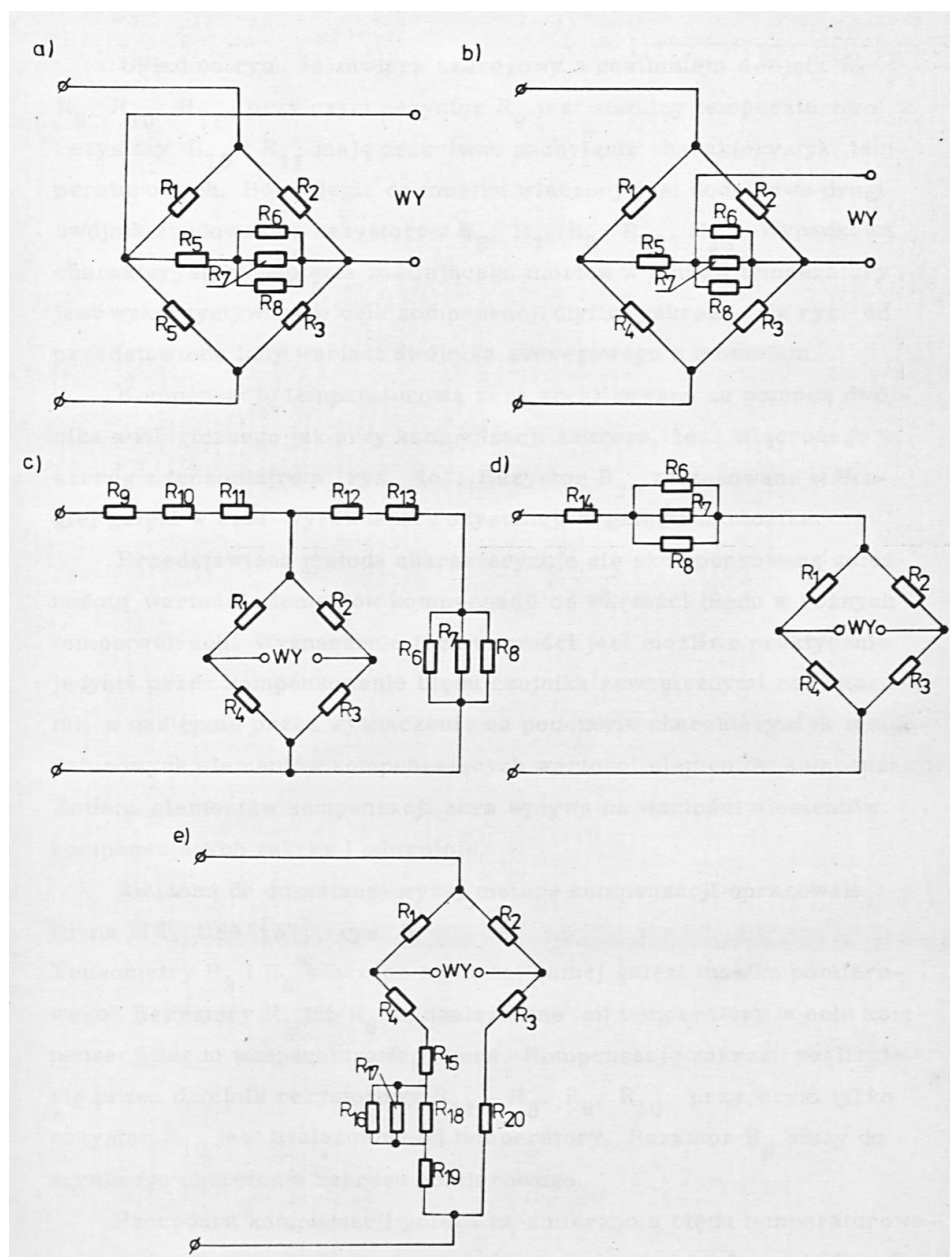
Rys. 3. Układ do stosowania metody opracowanej w IAP PW [61]

3. 3. Metoda z zastosowaniem dyskretnych elementów o zmiennej rezystancji próbkujących temperaturę

Prezentowana w pracy [71] metoda kompensacji, zaproponowana przez firmę Statham, USA, polega na włączaniu szeregowo w gałęzie mostka tensometrycznego bądź równolegle do nich dwójników o rezystancji zależnej od temperatury w celu kompensacji dryftu zera, natomiast szeregowo z mostkiem bądź szeregowo-równolegle do niego

- analogicznych dwójników w celu kompensacji zakresu.

Na rys. 4a, 4b, 4c, 4d przedstawiono warianty kompensacji temperaturowej zakresu. Rezystancje tensometrów oznaczone są przez $R_1...R_4$. Dwójnik kompensacyjny na rys. 4a jest zbudowany z elementów rezystancyjnych $R_5...R_8$, przy czym rezystor R_6 jest skompensowany temperaturowo, wartość rezystancji elementu R_7 wzrasta w funkcji temperatury, natomiast elementu R_8 - maleje. Kompensacja polega na zmiennym obciążaniu wyjścia mostka. Układ na rys. 4b zmodyfikowano włączając silniejsze dzielnikowanie sygnału wyjściowego za pomocą rezystora R_5 .



Rys. 4. Układ kompensacji firmy Statham, USA 71; a, b, c, d - kompensacja zakresu; e - kompensacja zera

s. 22

Układ na rys. 4c zawiera szeregowy z zasilaniem dwójnik R_9, R_{10}, R_{11} , przy czym rezystor R_9 jest stabilny temperaturowo, a rezystory R_{10} i R_{11} mają przeciwne nachylenia charakterystyk temperaturowych. Równolegle do mostka włączony jest dodatkowo drugi dwójnik zbudowany z rezystorów $R_6, R_7, R_8, R_{12}, R_{13}$. Wypadkowa charakterystyka napięcia zasilającego mostek w funkcji temperatury jest wykorzystywana w celu kompensacji dryftu zakresu. Na rys. 4d przedstawiono inny wariant dwójnika szeregowego z mostkiem.

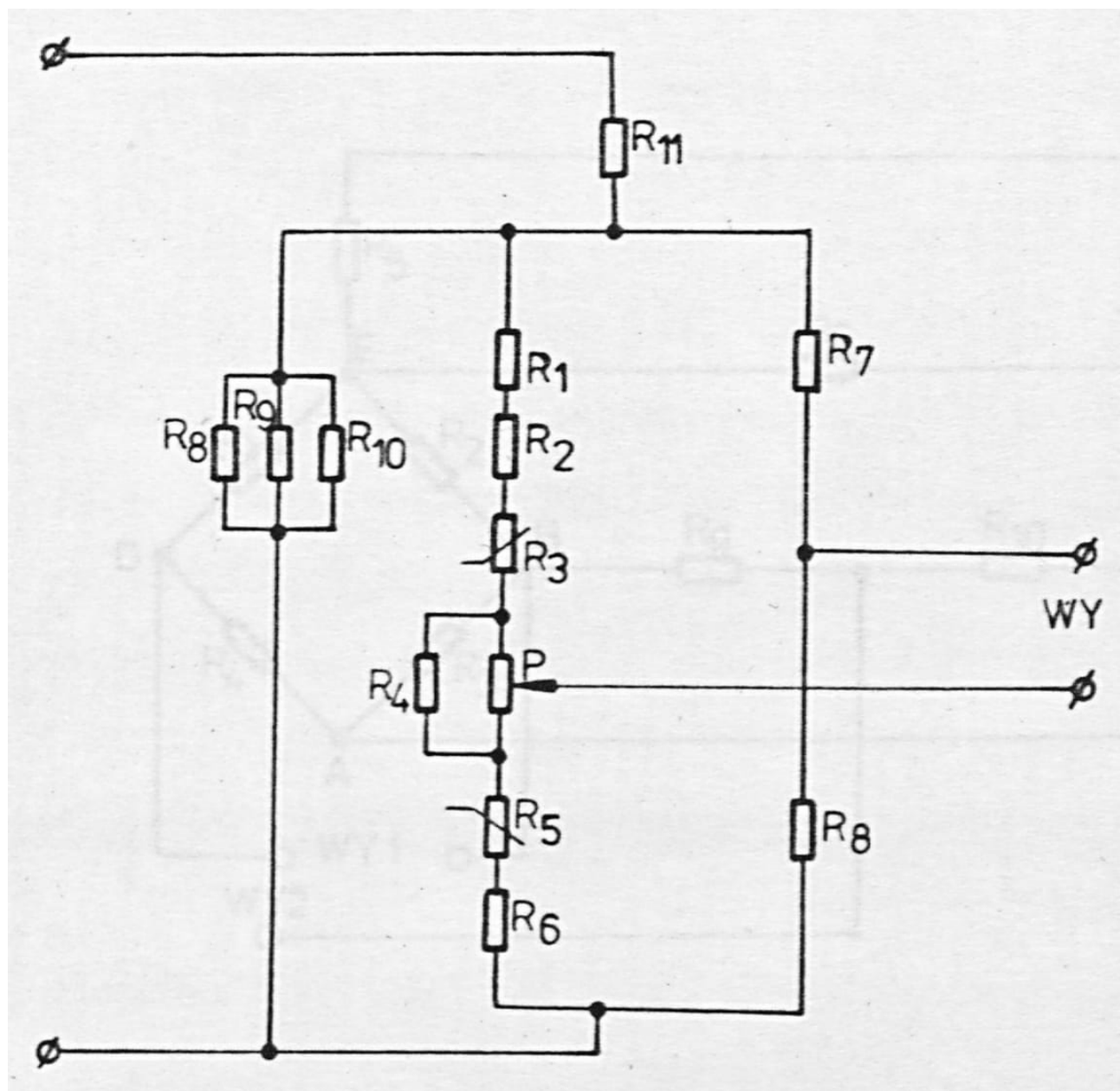
Kompensację temperaturową zera zrealizowano za pomocą dwójnika analogicznego jak przy kompensacji zakresu, lecz włączonego w szereg z tensometrem /rys. 4e/. Rezystor R_{20} zastosowano w drugiej gałęzi w celu wyrównania rezystancji w gałęziach mostka.

Przedstawiona metoda charakteryzuje się skompensowaną zależnością wartości elementów kompensacji od wartości błędu w różnych temperaturach. Wyznaczenie tych wartości jest możliwe praktycznie jedynie przez kompensowanie błędu czujnika zewnętrznymi rezystorami, a następnie przez wyznaczenie na podstawie charakterystyk temperaturowych elementów kompensujących wartości elementów kompensacji. Zmiana elementów kompensacji zera wpływa na wartości elementów kompensujących zakres i odwrotnie.

Zbliżoną do omawianej wyżej metodę kompensacji opracowała firma ITT, USA [57], rys. 5. Tensometry R_3 i R_5 włączone są do tej samej gałęzi mostka pomiarowego. Rezystory R_1 lub R_6 są uzależniane od temperatury w celu kompensacji błędu temperaturowego zera. Kompensację zakresu realizuje się przez dzielnik rezystorowy $R_{11} - R_8, R_9, R_{10}$, przy czym tylko rezystor R_{10} jest uzależniony od temperatury. Rezystor R_8 służy do zgrubnego ustawienia zakresu pomiarowego.

Procedura kompensacji polega na zmierzeniu błędu temperaturowego zera i zakresu, a następnie na wyliczeniu wartości elementu R_1 , R_6 , R_8 , R_{10} kalibrujących zgrubnie wartość sygnału początku i końca zakresu pomiarowego w temperaturze odniesienia oraz zapewniających dwupunktową kompensację temperaturową.

s. 23



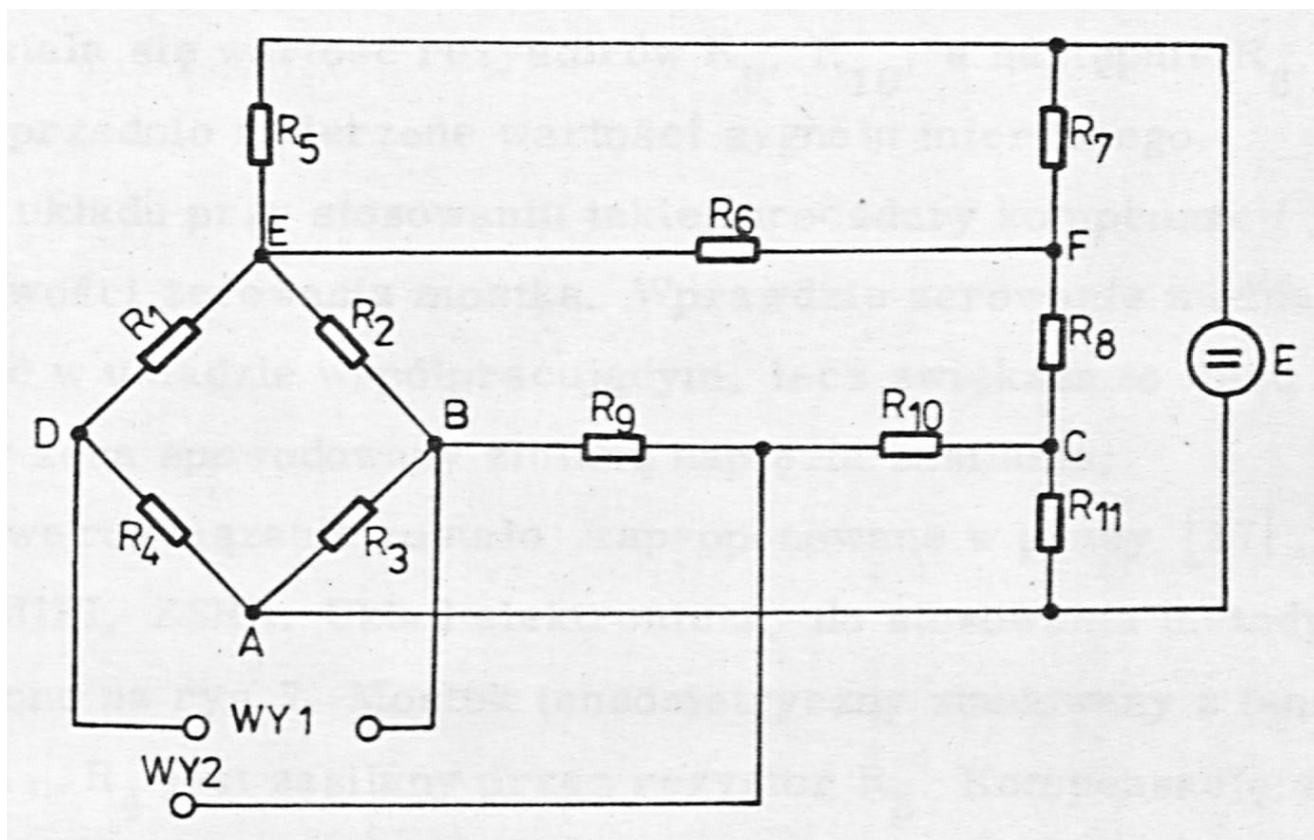
Rys. 5. Układ kompensacji firmy ITT, USA [57]

Główną wadą metody jest skomplikowana zależność wartości elementów kompensujących od wartości błędów.

Inne rozwiązanie metody kompensacji zostało wprowadzone przez firmę Kulite, USA [77], rys. 6.

W celu kompensacji temperaturowej zera mostka tensometrycznego zbudowanego z tensometrów $R_1...R_4$, napięcie między punktami AC jest zrównywane w temperaturze odniesienia z napięciem pomiędzy punktami AB. W tych warunkach prąd płynący przez rezystory R_9 i R_{10} jest równy zero i wartość tych rezystancji nie wpływa na napięcie na przekątnej DB mostka tensometrycznego. Uzależniając napięcie między punktami AC od temperatury za pomocą rezystorów R_6 , R_7 , R_8 , R_{11} , uzyskuje się możliwość wytworzenia zmiany napięcia na przekątnej mostka tensometrycznego kompensującej dryft zera. Wartość wymaganego prądu płynącego przez rezystory R_9 i R_{10} zależy od wartości ich rezystancji i nie zmienia warunku równowagi mostka tensometrycznego w temperaturze odniesienia.

s. 24



Rys. 6. Układ kompensacji opracowany przez firmę Kulite, USA [77]

Proponowane są dwa wyjścia układu. Wyjście WY_1 jest podłączone bezpośrednio na przekątną DB mostka tensometrycznego, natomiast wyjście WY_2 zawiera dodatkowo włączony dzielnik R_9 - R_{10} , modyfikujący przebieg sygnału kompensującego.

Kompensację zakresu uzyskano przez zmianę napięcia zasilającego mostek. Jeśli w temperaturze odniesienia napięcie pomiędzy punktami AE równe jest napięciu pomiędzy punktami AF, to wartość rezystancji R_6 nie wpływa na wartości tych napięć. Jeśli w innej temperaturze napięcia te różnią się, przez R_6 płynie prąd i dobierając charakterystykę temperaturową napięcia AF za pomocą rezystorów R_7 , R_8 , R_9 oraz charakterystykę rezystora R_5 uzyskuje się możliwość kompensacji zakresu, tzn. wymaganego zwiększenia lub zmniejszenia napięcia AE na mostku.

Zaletą układu jest możliwość stosowania prostej procedury kompensacji. W temperaturze odniesienia wyrównuje się napięcia

$$U_{AB} = U_{AC}$$

$$U_{AE} = U_{AF}$$

s. 25

i mierzy wartość napięcia na wyjściu układu przy początkowej i końcowej wartości zakresu mierzonego ciśnienia. W temperaturze kompensacji ustala się wartość rezystorów R_9 , R_{10} , a następnie R_6 , aby uzyskać poprzednio zmierzone wartości sygnału mierzonego.

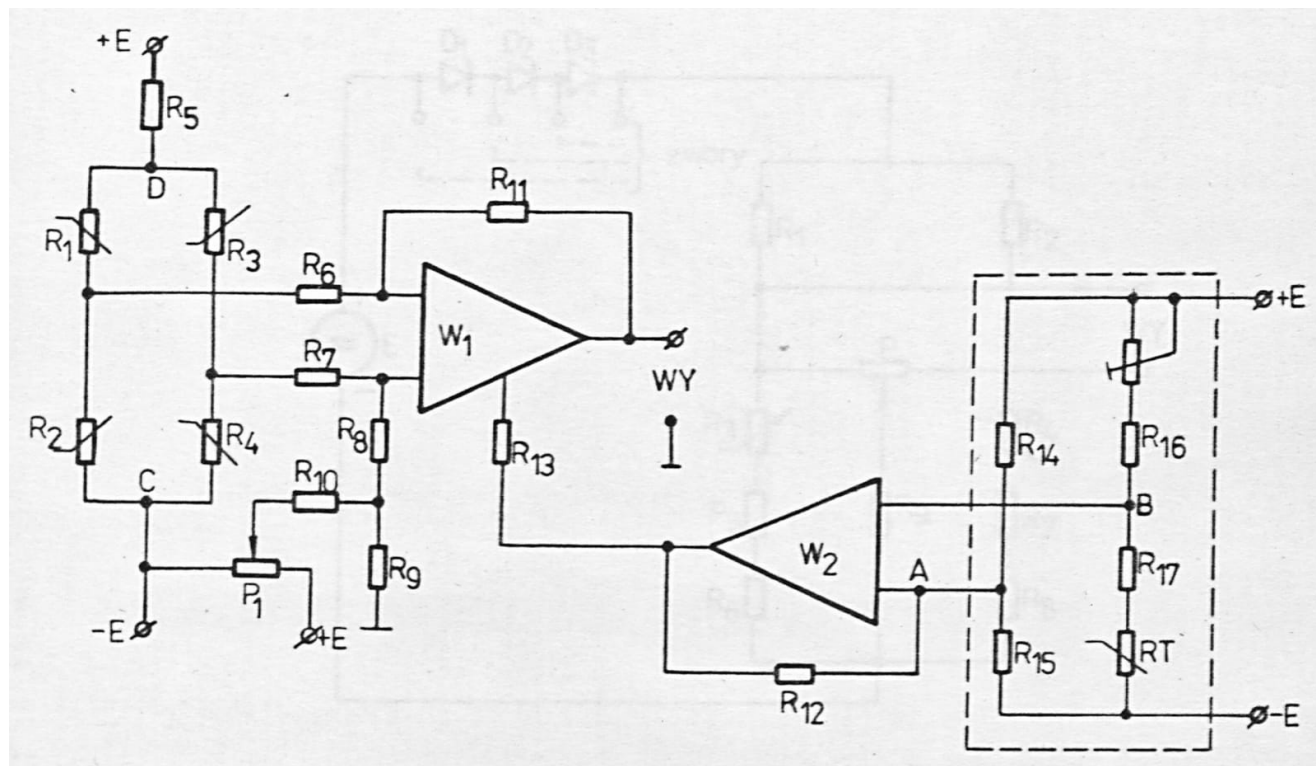
Wadą układu przy stosowaniu takiej procedury kompensacji jest brak możliwości zerowania mostka. Wprawdzie zerowanie można zrealizować w układzie współpracującym, lecz zwiększa to błąd temperaturowy zera spowodowany zmianą napięcia zasilania.

Ciekawe rozwiązanie zostało zaproponowane w pracy [37], opracowane w MIFI, ZSRR. Układ elektroniczny do stosowania metody przedstawiono na rys. 7. Mostek tensometryczny zbudowany z tensometrów R_1 ... R_4 jest zasilany przez rezystor R_5 . Kompensację dryftu zera przeprowadza się za pomocą mostka pomocniczego M zawierającego termistor RT. W temperaturze odniesienia napięcie na przekątnej AB mostka jest równe zero /co uzyskuje się za pomocą potencjometru P2/, a zerowanie przetwornika wykonuje się potencjometrem P1. W temperaturze kompensacji sygnał wyjściowy wzmacniacza W1 jest sprowadzany do poprzedniej wartości przez dodanie do sygnału czujnika sygnału wyjściowego wzmacniacza W2 ze współczynnikiem wagi ustalonym rezystorem R_{12} lub R_{13} . Sygnał wyjściowy wzmacniacza W2 jest uzależniony od temperatury za pomocą mostka pomocniczego M.

Kompensację zakresu realizuje się za pomocą rezystora R_5 i przez wykorzystanie zmiennej rezystancji tensometrów R_1 ... R_4 w funkcji temperatury, co powoduje zmiany napięcia U_{AB} na mostku.

Metoda pozwala na stosunkowo proste dwupunktowe skompensowanie dryftu zera oraz zgrubne skompensowanie zakresu. Wymaga ona jednak stosowania dodatkowego wzmacniacza operacyjnego, co jest jej wadą.

s. 26



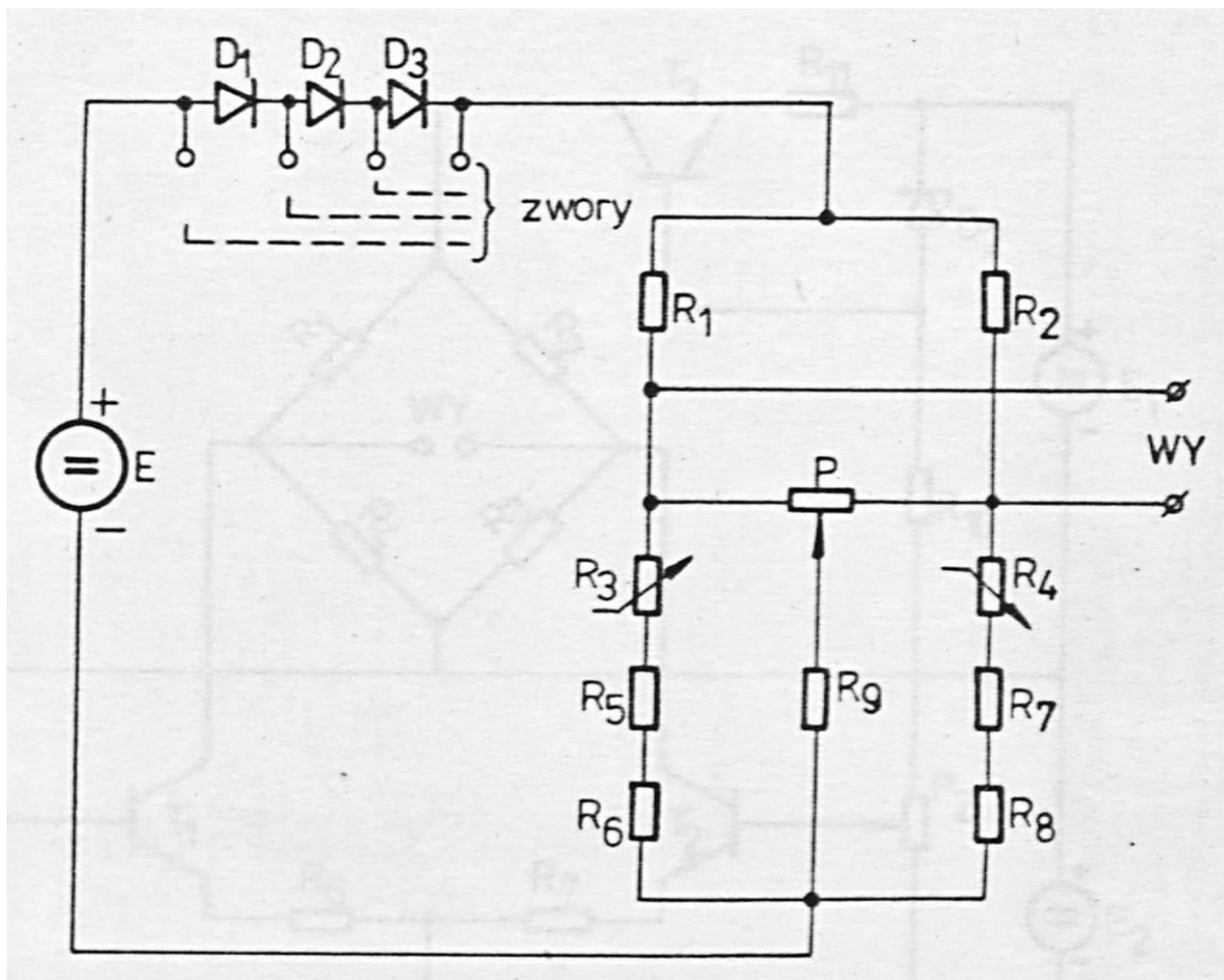
Rys. 7. Układ kompensacji opracowany w MIFI, ZSRR [37]

3. 4. Metody z zastosowaniem dyskretnych złączowych przyrządów półprzewodnikowych jako czujników temperatury.

Przedstawione dalej rozwiązania wykorzystują liniową zależność napięcia przewodzenia diody lub napięcia baza - emiter tranzystora od temperatury. Jednocześnie mogą być stosowane do kompensacji elementy o zmiennej rezystancji.

W metodzie stosowanej w firmie Mera-Pnefal /Polska/ [33], kompensacja dryftu zera realizowana jest za pomocą elementów rezystancyjnych /rys. 8/. W mostku pomiarowym są umieszczone w przeciwnych gałęziach dwa tensometry R_3 i R_4 . Wartość rezystorów R_5 i R_7 są niezależne od temperatury, natomiast wartości rezystorów R_6 i R_8 mają dodatni współczynnik zmian rezystancji. Mierząc wymaganą rezystancję łączną $R_5 + R_6$ oraz $R_7 + R_8$ dla wyzerowania mostka w dwóch temperaturach uzyskuje się informacje niezbędne do przeliczenia rezystorów $R_5, \dots, R_8$, przy czym zawsze jeden z rezystorów R_7, R_8 jest równy zeru. Do dokładnego zerowania mostka służy potencjometr P.

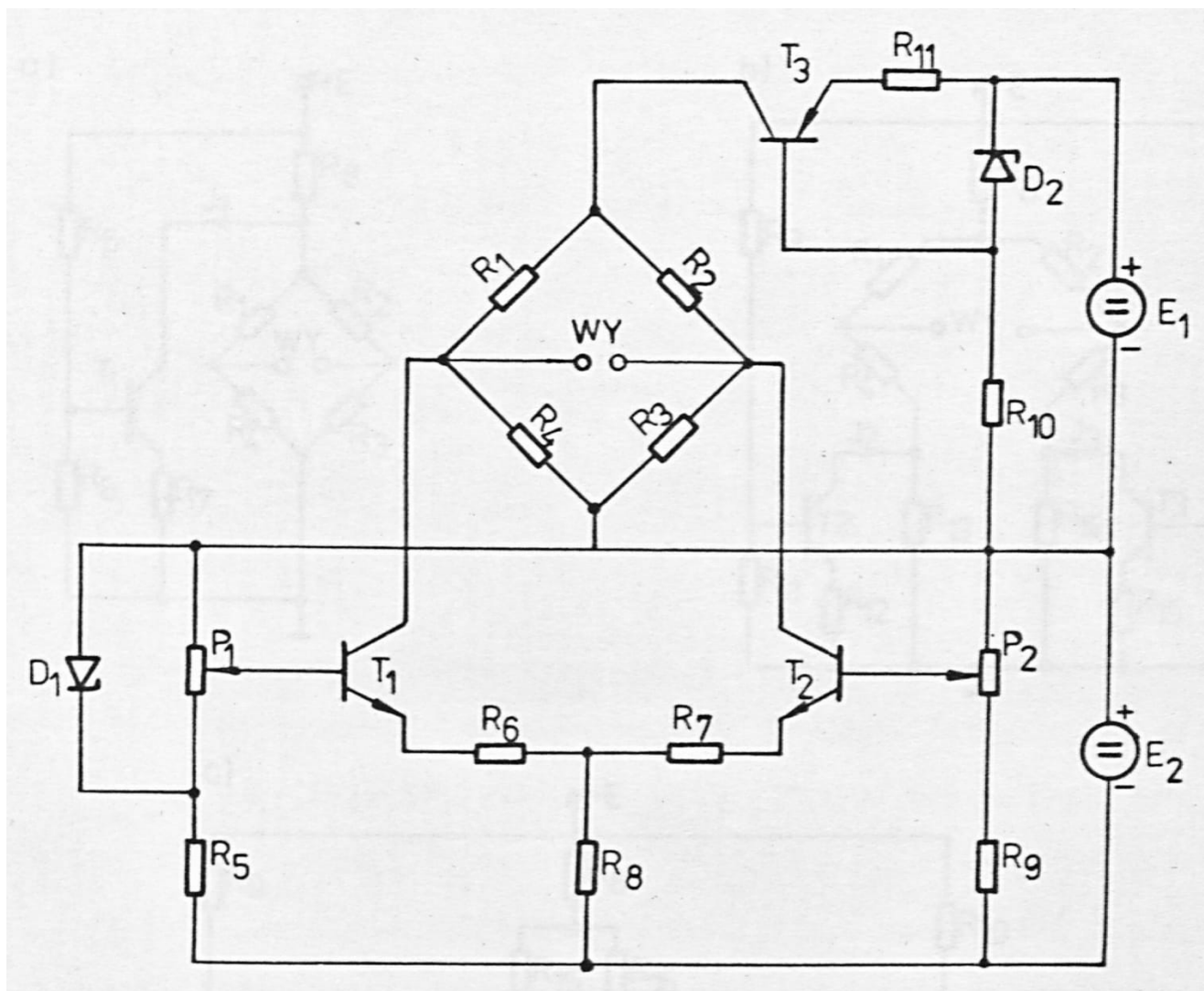
s. 27



Rys. 8. Układ kompensacji stosowanej w firmie Mera-Pnefal [33]

Kompensację zakresu uzyskuje się, podobnie jak w rozwiązaniach firmy Bell Howell, USA, [60], za pomocą diod łączonych szeregowo z mostkiem. Napięcie na diodach maleje przy wzroście temperatury, co powoduje wzrost napięcia na mostku pomiarowym, co kompensuje spadek czułości ciśnieniowej. Liczbę diod należy obliczyć na podstawie pomiaru wartości dryftu temperaturowego zakresu.

Metoda kompensacji [72] opracowana przez firmę Honeywell, USA, wykorzystuje diodę D1 /rys. 9/ jako element próbkujący temperaturę. Równowaga mostka pomiarowego zbudowanego z tensometrów R_1 , R_2 , R_3 , R_4 zależy od wartości prądów wytwarzanych przez źródła prądowe zbudowane na tranzystorach T1 i T2. Średnia wartość tych prądów może kompensować dryft temperaturowy zakresu przez zmianę wypadkowego napięcia na mostku. Celem skompensowania dryftu zera czujnika, wartość niezbędnej zmiany różnicy prądów obu źródeł zmieniana jest w pierwszej kolejności potencjometrem P1, a następnie dokonuje się zerowanie mostka potencjometrem P2.



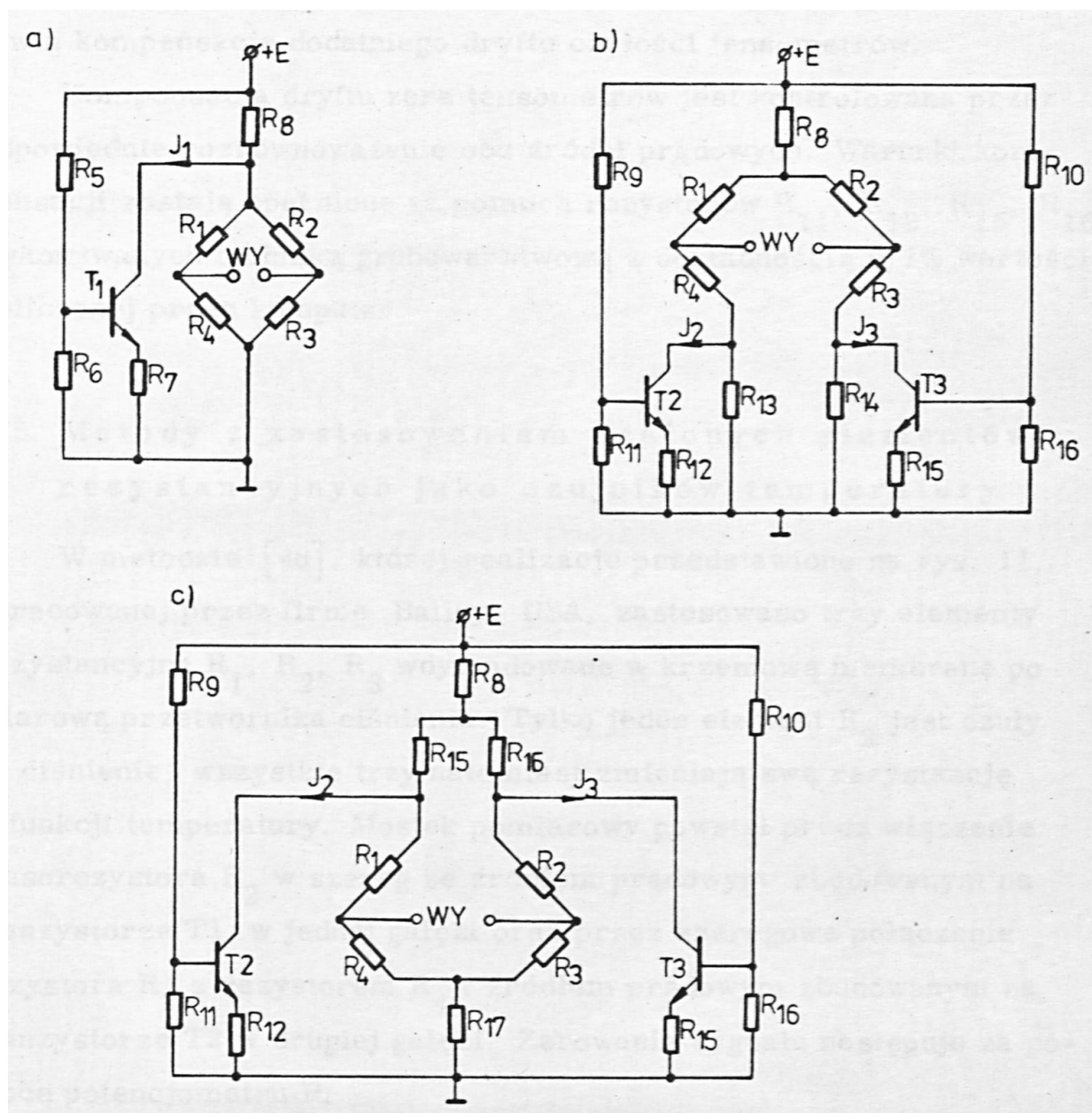
Rys. 9. Układ opracowany przez firmę Honeywell, USA [72]

Kompensację dryftu temperaturowego zakresu można również otrzymać za pomocą uzależnienia prądu wytwarzanego przez tranzystor T3 od temperatury za pomocą doboru współczynnika temperaturowego diody D2 lub zastosowania rezystora R_{11} uzależnionego od temperatury.

Nastawy potencjometrów P1 i P2 zapewniające kompensację temperaturową są w tym układzie wzajemnie uzależnione.

Ciekawe rozwiązanie kompensacji temperaturowej [32, 73] zaproponowała firma Bell and Howell, USA. W metodzie wykorzystuje jako czujniki temperatury złącza baza - emiter tranzystorów.

Kompensacja dryftu zakresu przedstawiona jest na rys. 10a. W wyniku zmniejszania się napięcia baza - emiter tranzystora T1 przy wzroście temperatury, prąd I_1 wzrasta, powodując zmniejszenie napięcia na mostku pomiarowym zawierającym tensometry $R_1...R_4$.



Rys. 10. Układ kompensacji opracowany przez Bell Howell, USA [32, 73]

Na rys. 10b i 10c pokazano układ proponowany do jednoczesnej kompensacji zakresu i zera. Jednoczesne zwiększenie prądów I_2 i I_3 doprowadzanych przez źródła prądowe zbudowane na tranzystorach T2 i T3 powoduje:

- w układzie na rys. 10b: zwiększenie napięcia na mostku pomiarowym, co umożliwia kompensację ujemnego dryftu czułości tensometrów,

s. 30

- w układzie na rys. 10c: zmniejszenie napięcia na mostku, co umożliwia kompensację dodatniego dryftu czułości tensometrów.

Kompensacja dryftu zera tensometrów jest kontrolowana przez odpowiednie rozrównowanie obu źródeł prądowych. Warunki kompensacji zostają spełnione za pomocą rezystorów R_{11} , R_{12} , R_{15} , R_{16} wykonywanych techniką grubowarstwową z dokładnością 0,1% wartości obliczonej przez komputer.

3. 5. Metody z zastosowaniem scalonych elementów rezystancyjnych jako czujników temperatury

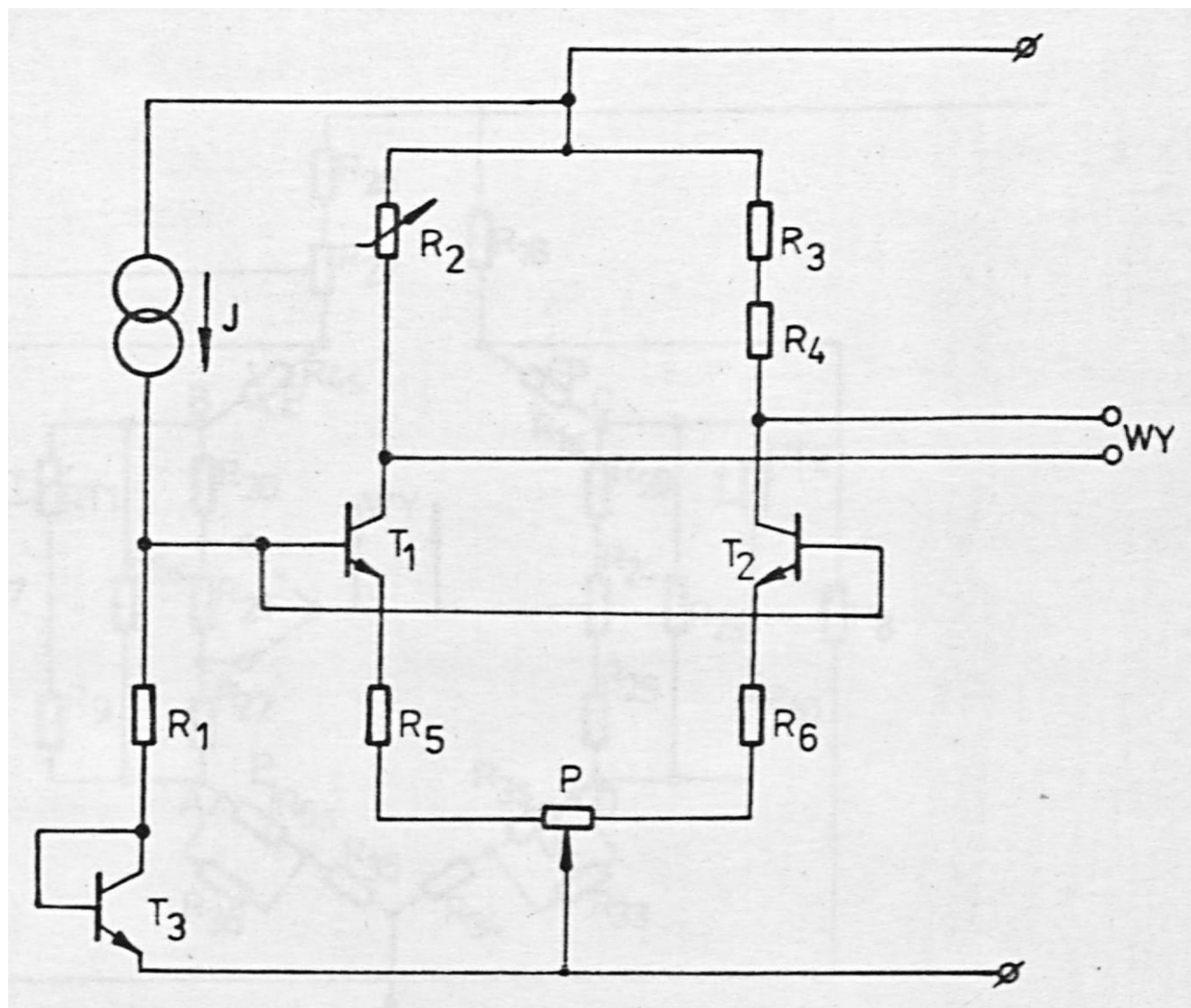
W metodzie [48], której realizację przedstawiono na rys. 11, opracowanej przez firmę Balley, USA, zastosowano trzy elementy rezystancyjne R_1 , R_2 , R_3 wdyfundowane w krzemową membranę pomiarową przetwornika ciśnienia. Tylko jeden element R_2 jest czuły na ciśnienie, wszystkie trzy natomiast zmieniają swą rezystancję w funkcji temperatury. Mostek pomiarowy powstał przez

włączenie tensorezystora R_2 w szereg ze źródłem prądowym zbudowanym na tranzystorze T1 w jednej gałęzi oraz przez szeregowe połączenie rezystora R_3 z rezystorem R_4 i źródłem prądowym zbudowanym na tranzystorze T2 w drugiej gałęzi. Zerowanie sygnału następuje za pomocą potencjometru P.

Kompensacji temperaturowej dryftu zera dokonano przez dobór odpowiedniej wartości stabilnego temperaturowo rezystora R_4 , ustalającego wypadkowy współczynnik temperatury napięcia w prawej gałęzi mostka równy współczynnikowi temperaturowemu napięcia na tensometrze. Ponieważ w mostku kompensują się bezwzględne przyrosty napięcia więc przyrosty napięć w obu gałęziach zależą również od stosunku prądów wytwarzanych przez tranzystory T1 i T2. Umożliwia to kompensację dryftu zera przetwornika zarówno wtedy gdy tensometr R_2 zmienia się silniej w funkcji temperatury od rezystora R_3 , jak i w przypadku przeciwnym.

Kompensację dryftu temperaturowego zakresu uzyskano w wyniku uzależnienia od temperatury napięcia sterującego wydajnością prądową

s. 31



Rys. 11. Układ kompensacji opracowany przez firmę Balley, USA [48]

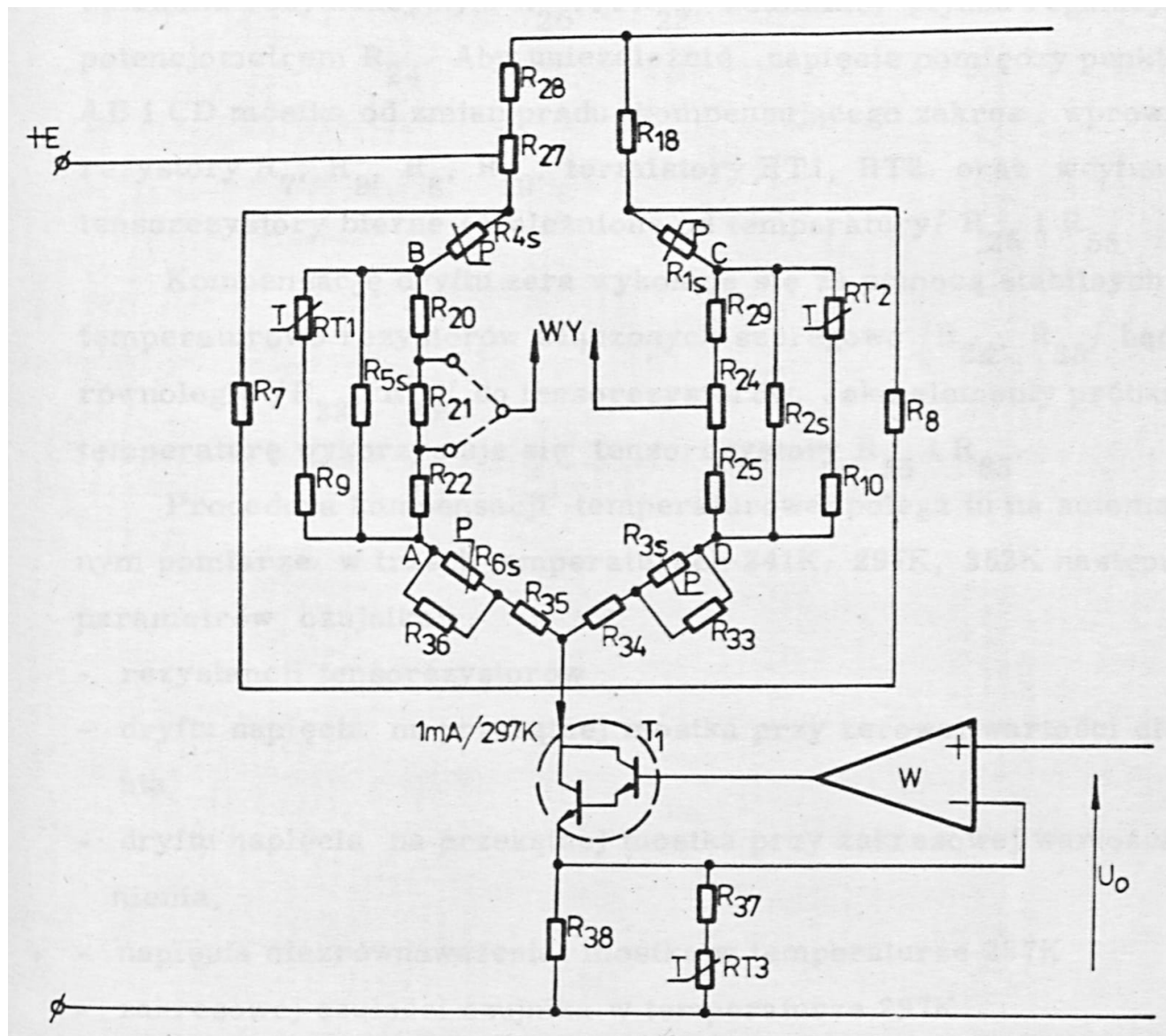
źródeł prądowych na tranzystorach T1, T2. Uzależnienie to otrzymano dzięki wykorzystaniu wdyfundowanego rezystora R_1 zasilanego stabilnym temperaturowo źródłem prądowym I do wytworzenia wspomnianego napięcia sterującego. Tranzystor T3 pracujący w układzie diody kompensuje zmiany temperaturowe baza - emiter tranzystorów T1 i T2.

Bardzo rozbudowaną metodę kompensacji temperaturowej [33, 39, 40] opracowała firma Honeywell, USA dla rodziny przemysłowych przetworników ciśnienia i wielkości pochodnych opartych na zintegrowanym krzemowym czujniku piezorezystancyjnym wykonanym techniką planarną. Układ kompensacji przedstawiono na rys. 12. Pełni on następujące funkcje:

- kompensuje błąd temperaturowy zera
- kompensuje błąd temperaturowy zakresu

- kompensuje napięcie przesuwające punkt początkowy charakterystyki przetwarzania przesuwany w obszarze $\pm 100\%$ zakresu pomiarowego.

s. 32



Rys. 12. Układ kompensacji stosowany przez firmę Honeywell, USA [33, 39, 40]

Czujnik zbudowany jest z sześciu rezystorów R_{15} ... R_{65} wdyfundowanych w krzemową membranę pomiarową. Dwa z tych rezystorów R_{13} i R_{65} zmniejszają rezystancję przy wzroście ciśnienia, dwa następne: R_{35} i R_{45} , zwiększają ją, a pozostałe dwa: R_{25} i R_{55} nie są czułe na ciśnienie.

Kompensacja temperaturowa zakresu realizowana jest przez uzależnienie od temperatury prądu wytwarzanego przez źródło prądowe zbudowane na elemencie T1 typu Darlington i wzmacniaczu W. Uzależnienie otrzymuje się za pomocą dwójnika zbudowanego z termistora

s. 33

RT3 oraz rezystorów R_{37} i R_{38} .

Skokowe przesunięcie zera uzyskuje się za pomocą napięcia na dzielniku rezystancyjnym R_{20} ... R_{22} , natomiast płynna regulacja zera potencjometrem R_{24} . Aby uniezależnić napięcie pomiędzy punktami AB i CD mostka od zmian prądu kompensującego zakres, wprowadzono rezystory R_7 , R_9 , R_8 , R_{10} , termistory RT1, RT2, oraz wdyfundowano tensorezystory bierne /uzależnione od temperatury/ R_{25} i R_{55} .

Kompensację dryftu zera wykonuje się za pomocą stabilnych temperaturowo rezystorów włączonych szeregowo $/R_{34}, R_{35}/$ bądź równolegle $/R_{33}, R_{36}/$ do tensorezystorów. Jako elementy próbujące temperaturę wykorzystuje się tensorezystory R_{35} i R_{65} .

Procedura kompensacji temperaturowej polega tu na automatycznym pomiarze w trzech temperaturach 241K, 297K, 352K następujących parametrów czujnika:

- rezystancji tensorezystorów
- dryftu napięcia na przekątnej mostka przy zerowej wartości ciśnienia
- dryftu napięcia na przekątnej mostka przy zakresowej wartości ciśnienia,
- napięcia niezrównoważenia mostka w temperaturze 297K
- zakresowej czułości czujnika w temperaturze 297K
- histerezy temperaturowej
- histerezy ciśnieniowej.

Na podstawie zmierzonych parametrów czujnika komputer oblicza wartości elementów kompensacji. Wartości elementów kompensujących cych dryft zakresu oraz dryft napięcia przesuwającego punkt początkowy charakterystyki są sprzężone ze sobą. W zależności od parametrów czujnika stosuje się jeden z trzech zestawów wartości tych elementów, co wystarcza do utrzymania błędów przetwornika na poziomie 0,07%/10K.

Łączna liczba możliwych wartości rezystorów $R_{33}...R_{36}$ jakie w praktyce mogą wystąpić kompensujących dryft zakresu wynosi 110, przy czym wartości te są tak skwantowane, aby uzyskać wypadkowy dryft zera na poziomie 0,07%/10K.

s. 34

Przedstawiona metoda ma zasadniczą wadę: wymaga ona magazynowania dużej liczby elementów, z których tylko nieznaczny procent będzie wykorzystany w procesie produkcji.

Zaletą rozwiązań stosujących scalone elementy próbujące temperaturę są mniejsze gradienty temperaturowe pomiędzy tymi elementami a czujnikiem, wynikające z małej rezystancji cieplnej pomiędzy tymi elementami.

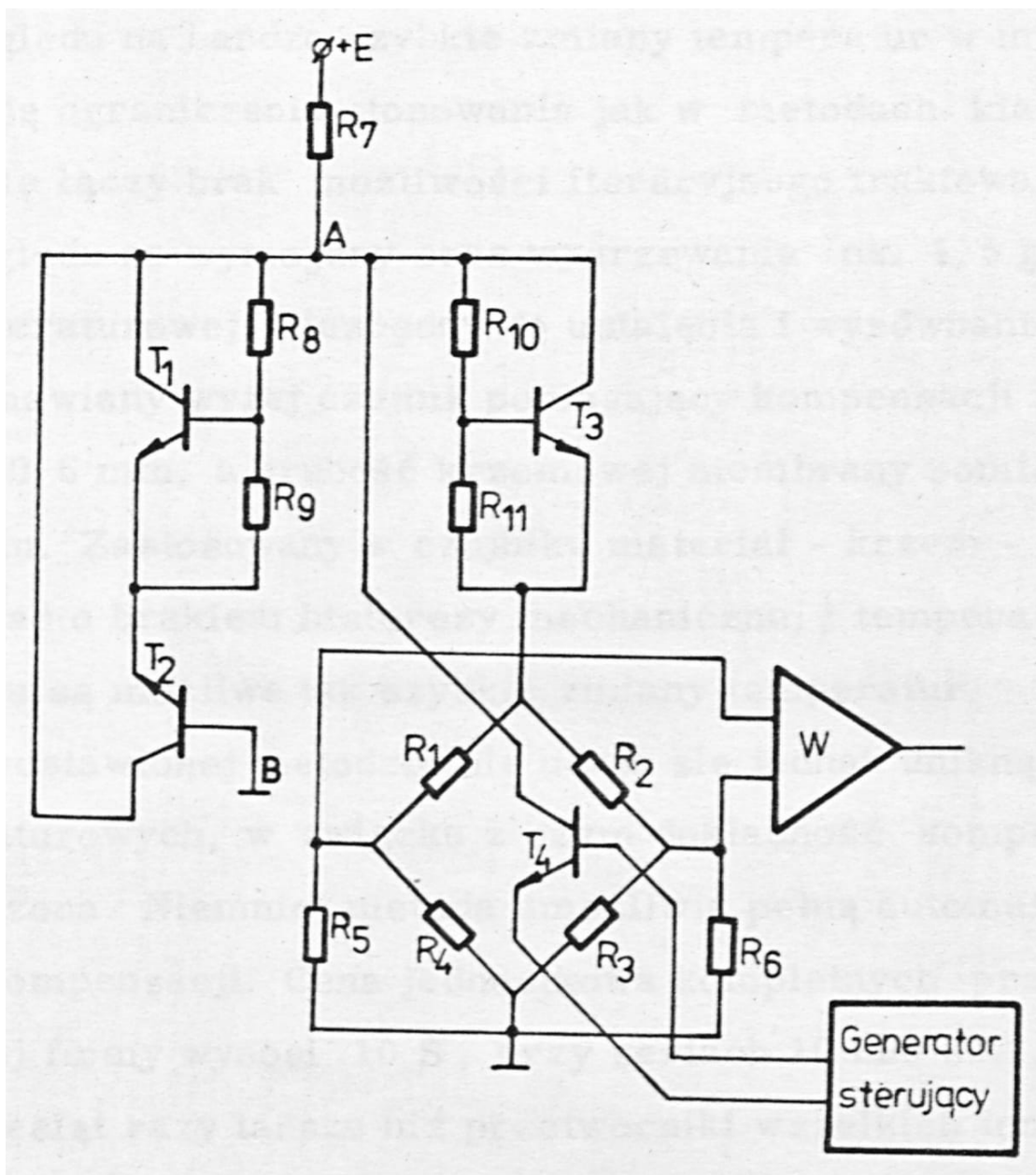
3. 6. Metoda z zastosowaniem scalonych przyrządów półprzewodnikowych jako czujników temperatury

Najciekawszą koncepcyjnie metodę kompensacji opracowała firma National Semiconductors, USA, [1, 42, 70]. Metoda ta jest ściśle powiązana z opracowanym również w tej firmie zintegrowanym czujnikiem ciśnienia. Czujnik ten zbudowany jest z czterech tensometrów R_1, R_2, R_3, R_4 /rys. 13/ wdyfundowanych w krzemową membranę pomiarową. Pomiędzy tymi tensometrami wdyfundowany jest tranzystor T4. W tę samą płytkę krzemu poza obszarem membrany wdyfundowane są także tranzystory T1, T2, T3 oraz wzmacniacz operacyjny W. Wszystkie wdyfundowane elementy znajdują się blisko siebie, dzięki czemu rezystancja termiczna pomiędzy nimi jest bardzo mała.

Tranzystor T4 jest wykorzystany jako grzejnik sterowany falą prostokątną z generatora sterującego. Czas narastania temperatury od 298K do 423K wszystkich wdyfundowanych elementów, z wyjątkiem wzmacniacza W, wynosi około 200 ms /cieplna stała czasowa - ok. 100ms, rezystancja cieplna ok. 300 K/W/. W wyniku tego staje się możliwa zmiana temperatury wdyfundowanych elementów z częstotliwością rzędu kilku Hz.

Pierwszym elementem poddawany kompensacji temperaturowej w układzie czujnika jest napięcie zasilające między punktami A i B. Napięcia tego dostarcza dioda Zenera zbudowana z rewersyjnie spolaryzowanego złącza baza - emiter tranzystora T2, o napięciu ok. 6,4 V i współczynniku temperaturowym ok. +2,5 mV/K. Kompensację temperaturową uzyskuje się za pomocą układu tzw. " $n \cdot V_{BE}$ " - źródła na-

s. 35



Rys. 13. Układ kompensacji opracowany przez firmę National Semiconductors, USA [1, 42, 70]

pięciowego o napięciu równym "n" razy napięcie baza - emiter tranzystora T1. Zmieniając okresowo temperaturę elementów obserwuje się zmiany napięcia zasilania, korygując w automatycznym cyklu sterowanym komputerem tak długo wartość grubowarstwowego rezystora R_9 za pomocą korektora laserowego, dopóki zmiany te nie będą równe zero.

Po zadaniu ciśnienia początkowego doprowadza się wyżej podanym sposobem zmiany napięcia na przekątnej mostka tensometrycznego, wynikającą ze zmian temperatury, do zera za pomocą zmiany wartości grubowarstwowych rezystorów R_5/R_6 .

Po skompensowaniu wartości początkowej zadaje się ciśnienie zakresowe i ponownie obserwując zmiany napięcia na przekątnej mostka tensometrycznego sprowadza się je do zera za pomocą drugiego układu

s. 36

" $n \cdot V_{BE}$ " na tranzystorze T3 i rezystorach R_{10} , R_{11} .

Ze względu na bardzo szybkie zmiany temperatur w metodzie tej nie występują ograniczenia stosowania jak w metodach klasycznych, z którymi się łączy brak możliwości iteracyjnego traktowania kompensacji ze względu na wymagany czas wygrzewania /ok. 1,5 godz./ w komorze temperaturowej, niezbędny do ustalenia i wyrównania się temperatur. Omawiany wyżej czujnik podlegający kompensacji ma wymiary 2,9 x 4,2 x 0,6 mm, a grubość krzemowej membrany pomiarowej wynosi 25 μm . Zastosowany w czujniku materiał - krzem - charakteryzuje się ponadto brakiem histerezy mechanicznej i temperaturowej, dzięki czemu są możliwe tak szybkie zmiany temperatur.

W przedstawionej metodzie nie udaje się jednak uniknąć gradientów temperaturowych, w związku z czym dokładność kompensacji jest ograniczona. Niemniej metoda umożliwia pełną automatyzację procedury kompensacji. Cena jednostkowa kompletnych przetworników ciśnienia tej firmy wynosi 10 \$, przy seriach 10 000 szt., a więc są one kilkadziesiąt razy tańsze niż przetworniki wszelkich innych firm konkurencyjnych.

3. 7. Podsumowanie

Przedstawione wyżej znane metody kompensacji temperaturowej można scharakteryzować następująco: a/ żadna ze znanych metod nie umożliwia pełnej kompensacji błędów temperaturowych. W prawie wszystkich metodach stosuje się tylko temperaturę kompensacji, z wyjątkiem metody firmy Honeywell z kompensacją trójpunktową, czyli z dwiema temperaturami; b/ tylko jedna metoda, opracowana przez firmę Kulite zapewnia jednokierunkową niezależność ustalania warunków kompensacji, bowiem wartość rezystorów R_6 , R_9 , R_{10} /rys. 4/ regulowanych w temperaturze kompensacji nie wpływa na sygnał przetwornika w temperaturze odniesienia; c/ w każdej z prezentowanych metod liczba wartości elementów kompensujących, niezbędnych dla skompensowania wszystkich czujników

s. 37

w serii produkcyjnej, jest duża. We wszystkich rozwiązaniach w których elementy kompensujące są połączone z tensometrami szeregowo, występują duże trudności, bądź przy wykonywaniu, bądź też przy kupnie stabilnych elementów o wartościach rzędu kilku lub ułamków omów, łączące się zawsze ze stosowaniem niskoomowych tensometrów /np. 100 Ω /; d/ procedura kompensacji opartej na wszystkich znanych metodach, z wyjątkiem metody opracowanej przez firmę Kulite, jest trudna i uciążliwa w warunkach produkcyjnych; e/ najciekawsza pod względem koncepcyjnym metoda firmy National Semiconductors wymaga wielokrotnego powtarzania cykli temperaturowych co, ze względu na wymagany czas, jest niewykonalne w razie zastosowania innej technologii wytwarzania przetwornika, a także ze względu na występujące gradienty temperaturowe w razie podwyższenia wymagań co do dokładności kompensacji.

W związku z powyższym zdaniem autora celowym wydaje się opracowanie nowej metody kompensacji wpływu temperatury w półprzewodnikowych przetwornikach ciśnienia, eliminującej wady znanych i stosowanych dotychczas metod.

4. NOWA METODA KOMPENSACJI BŁĘDÓW TEMPERATUROWYCH

s. 38

4. 1. Wprowadzenie

Zaproponowana niżej nowa metoda kompensacji błędów temperaturowych [81, 82] eliminuje niedogodności znanych metod, umożliwiając jednocześnie tożsamościowe sprowadzenie błędu temperaturowego przetwornika do zera.

Dla ujednoznacznienia przedstawionych niżej rozważań zostaną podane ograniczenia dla klasy przetworników, których kompensacja będzie analizowana: a/ przedmiotem rozważań będą przetworniki o liniowej charakterystyce przetwarzania ciśnienia na sygnał elektryczny, b/ zakłada się, że jedynym źródłem błędów temperaturowych przetwornika jest czujnik. Jeśli będzie wymagane uwzględnienie dryftów temperaturowych innych członów przetwornika znajdujących się w tej samej temperaturze co czujnik /np. elektronicznego układu przetwarzającego/ powinny one być sprowadzone do poziomu czujnika, a kompensacji powinien podlegać zastępczy błąd czujnika /w rozumieniu pkt. 2 niniejszej pracy/, c/ przyjmuje się addytywność wartości mierzonego parametru i wartości błędu temperaturowego, tzn. zakłada się, że wartość rozpatrywanego parametru w dowolnej temperaturze jest opisana sumą wartości parametru w temperaturze odniesienia oraz błędu temperaturowego, d/ przedmiotem rozważań będą błędy w stanach ustalonych temperatury; nie będzie natomiast analizowany wpływ temperatury w stanie nieustalonym, ponieważ błąd ten jest związany nierozdzielnie z konstrukcją przetwornika.

s. 39

4. 2. Warunki wystarczające kompensacji temperaturowej charakterystyki przetwarzania przetwornika

Niech charakterystyka przetwarzania (2) przetwornika będzie opisana zależnością liniową /rys. 14/:

$$U = U_p + \alpha_1 X \quad (3)$$

gdzie: U_p - wartość początkowa sygnału wyjściowego przetwornika przy wartości początkowej X_p wielkości nieelektrycznej α_1 - czułość przetwarzania

Zmiany sygnału wyjściowego pod wpływem temperatury określa się równaniem różniczkowym cząstkowym

$$\frac{\partial U}{\partial T} = \frac{\partial U_p}{\partial T} + X \frac{\partial \alpha_1}{\partial T} \quad (4)$$

W celu spełnienia warunku pełnej kompensacji temperaturowej sygnału wyjściowego

$$\frac{\partial U}{\partial T} = 0 \quad (5)$$

otrzymuje się dwa rozwiązania równania (4)

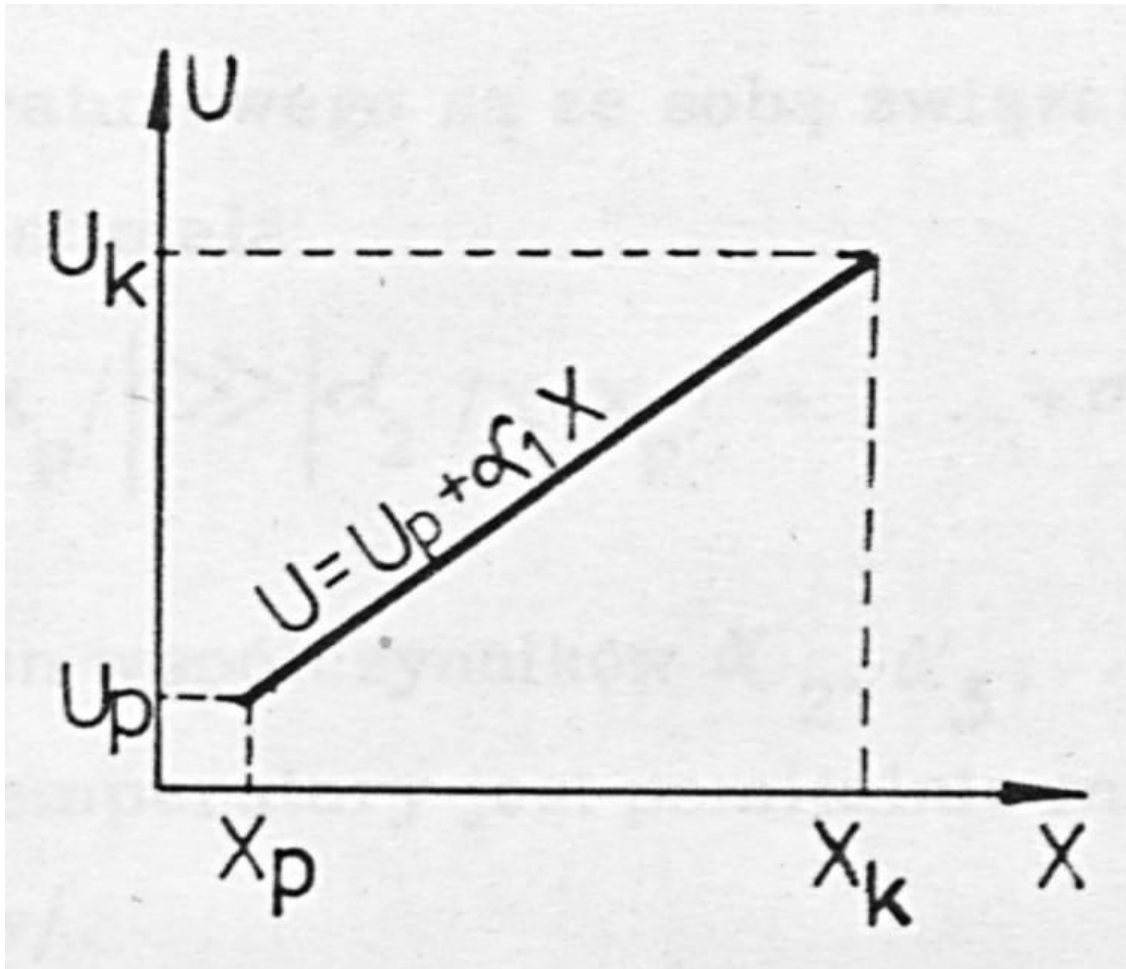
a.

$$\frac{\partial U_p}{\partial T} = -X \frac{\partial \alpha_1}{\partial T} \quad (6)$$

b.

$$\begin{cases} \frac{\partial U_p}{\partial T} = 0 \\ \frac{\partial \alpha_1}{\partial T} = 0 \end{cases} \quad (7)$$

s. 40



Rys. 14. Charakterystyka przetwarzania przetwornika

Warunek a. nie ma znaczenia praktycznego ze względu na zmiany w funkcji wartości mierzonej ciśnienia.

Kompensacja temperaturowa większości przetworników pomiarowych jest oparta na warunku b., który możemy zdefiniować następująco:

Warunkiem wystarczającym do skompensowania temperaturowego charakterystyki przetwarzania (3) jest niezależnienie od temperatury wartości początkowej U_p oraz czułości przetwarzania α_1 . Warunek ten możemy zmodyfikować: do kompensacji temperaturowej charakterystyki przetwarzania (3) wystarczające jest niezależnienie od temperatury wartości początkowej U_p i wartości końcowej U_k zakresu pomiarowego przetwornika. Jest to oczywiste, gdyż wartość końcowa U_k jest funkcją wartości początkowej i czułości:

$$U_k = U_p + \alpha_1(X_k - X_p) \quad (8)$$

W rzeczywistości charakterystyka przetwarzania wykazuje również pewną nieliniowość 1/

$$U = U_p + \alpha_1(X - X_p) + \alpha_2(X - X_p)^2 + \alpha_3(X - X_p)^3 + \dots + \alpha_n(X - X_p)^n \quad (9)$$

1. Twierdzenie Weierstrassa/udowodnione w 1885r [83] /: dla każdej funkcji $P(X)$ ciągłej w przedziale X_p, X_k i dowolnego $\epsilon > 0$ istnieje wielomian

$$U(X) = \alpha_0 + \alpha_1 X + \dots + \alpha_n X^n$$

s. 41

w związku z czym kompensacja dwuparametrowa nie zapewnia idealnej kompensacji wpływu temperatury na sygnał wyjściowy przetwornika. Ponieważ jednak zarówno wartość dopuszczalnej nieliniowości, jak i błędu temperaturowego są ze sobą związane 2/, wartość członów nieliniowości jest mała

$$|U_p + \alpha_1 \cdot (X - X_p)| \gg |\alpha_2 \cdot (X - X_p)^2 + \dots + \alpha_n \cdot (X - X_p)^n| \quad (10)$$

i wpływ zmian współczynników $\alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n$ spowodowanych działaniem temperatury jest pomijalnie mały /na zasadzie małej wyższych rzędów/.

Rozważmy układ blokowy przetwornika z punktu widzenia potrzeb kompensacji /rys. 14/. Czujnik C wytwarza sygnał u uzależniony od wartości mierzonej wielkości nieelektrycznej X i temperatury T zależnością (1). Układ kompensacji D wytwarza sygnał kompensujący k uzależniony od temperatury za pomocą funkcji H(T):

$$k = H(T) \quad (11)$$

Sygnał wyjściowy przetwornika U powstaje w układzie normalizującym N, sumującym sygnał czujnika i układu kompensacji z odpowiednimi współczynnikami proporcjonalności /wzmocnienia/ b_1, b_2 oraz przesunięcia b_3 wartości początkowej sygnału wyjściowego

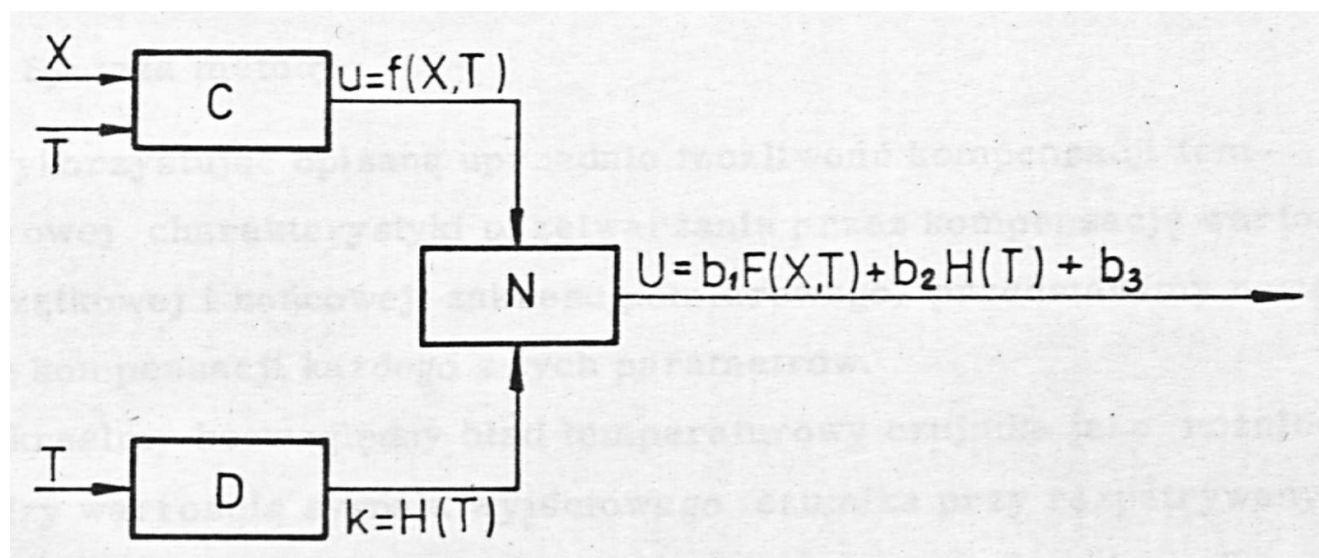
stopnia $n(\epsilon)$ taki, że:

$$\max |U(X) - P(X)| < \epsilon$$

a więc dowolną charakterystykę czujników rzeczywistych można dowolnie dokładnie opisać zależnością (9).

2/ Wg PN-73/M-42024 maksymalna dopuszczalna wartość nieliniowości charakterystyki przetwarzania jest o jedną pozycję w ciągu dokładności większa od maksymalnej dopuszczalnej wartości błędu temperaturowego, wyrażonego w procentach zmian wartości zakresu pomiarowego na 10K. Przykładowo: dla przetwornika klasy 0,4% dopuszcza się nieliniowość 0,4% oraz dryft temperaturowy zera i zakresu 0,25%/10K.

s. 42



Rys. 15. Układ blokowy przetwornika z punktu widzenia potrzeb kompensacji

$$U = b_1 \cdot f(X, T) + b_2 \cdot H(T) + b_3 \quad (12)$$

gdzie: b_1, b_2, b_3 są niezależne od temperatury /ich dryft temperaturowy jest włączony do zastępczego błędu temperaturowego czujnika/ i wartości mierzonej.

Różniczkując i przekształcając (3) otrzymujemy wyrażenie na wartość początkową U_p i czułość przetwarzania α_1 :

$$\begin{cases} U_p = U - X \frac{\partial U}{\partial X} \\ \alpha_1 = \frac{\partial U}{\partial X} \end{cases} \quad (13)$$

Wstawiając do (13) wyrażenie (12) otrzymuje się równania:

$$\begin{cases} U_p = b_1 \left[f(X, T) - X \frac{\partial f(X, T)}{\partial X} \right] + b_2 \cdot H(T) + b_3 \\ \alpha_1 = b_1 \frac{\partial f(X, T)}{\partial X} \end{cases} \quad (14)$$

uzależniające wartość początkową U_p i czułość przetwarzania α_1 od funkcji $f(X, T)$ i $H(T)$. W celu określenia ograniczeń dla tych funkcji i w związku z przyjęciem liniowego modelu charakterystyki

s. 43

przetwarzania określonego zależnością (3), sprawdzimy dla (14) warunki kompensacji temperaturowej (7). Warunki te doprowadzają do dwóch równań różniczkowych cząstkowych stopnia drugiego:

$$\begin{cases} \frac{\partial H(T)}{\partial T} = \frac{b_1}{b_2} \cdot \left[X \cdot \frac{\partial^2 f(X, T)}{\partial X \partial T} - \frac{\partial f(X, T)}{\partial T} \right] \\ \frac{\partial^2 f(X, T)}{\partial X \cdot \partial T} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

po rozwiązaniu których mamy poszukiwane warunki dla funkcji $H(T)$ oraz $f(X, T)$:

$$H(T) = \frac{b_1}{b_2} \cdot \left[X \cdot \frac{\partial f(X, T)}{\partial X} - f(X, T) \right] + f_1(X) + C_1 \quad (16)$$

$$f(X, T) = f_2(X) + f_3(T) + C_2 \quad (17)$$

gdzie f_1, f_2, f_3 - dowolne funkcje jednej zmiennej C_1, C_2 - dowolne stałe

Tak więc funkcja $H(T)$ musi mieć przebieg odwrotny do błędu temperaturowego czujnika, określonego pierwszym członem zależności (16) oraz może być powiększona o dowolną funkcję wielkości mierzonej $f_1(X)$ a także o dowolną stałą C_1 . Funkcja $f(X, T)$ może natomiast być jedynie sumą niezależnych funkcji ciśnienia $f_2(X)$ i temperatury $f_3(T)$, powiększonych o dowolną stałą.

Zależność (17) wyraża więc warunek addytywności wartości mierzonego parametru i błędu temperaturowego, sformułowany w p. 4.1. c.

s. 44

4. 3. Istota pełnej kompensacji temperaturowej

4. 3. 1. Synteza metody

Wykorzystując opisaną uprzednio możliwość kompensacji temperaturowej charakterystyki przetwarzania przez kompensację wartości początkowej i końcowej zakresu pomiarowego, przedstawimy nową metodę kompensacji każdego z tych parametrów.

Określmy bezwzględny błąd temperaturowy czujnika jako różnicę pomiędzy wartością sygnału wyjściowego czujnika przy rozpatrywanym ciśnieniu X w danej temperaturze T i temperaturze odniesienia T_o , oznaczając go przez $\delta(T)$:

$$\delta(T) = f(X, T) - f(X, T_o) \quad (18)$$

Oznaczmy moduł wartości maksymalnej błędu 18 przez $[\delta_m]$ — only the subscript "m" is typed, the δ is missing

$$\delta_m = |\delta(T)|_{\max} \quad (19)$$

W analogiczny sposób zdefiniujemy bezwzględny błąd temperaturowy przetwornika $\Delta(T)$

$$\Delta(T) = g(X, T) - g(X, T_o) \quad (20)$$

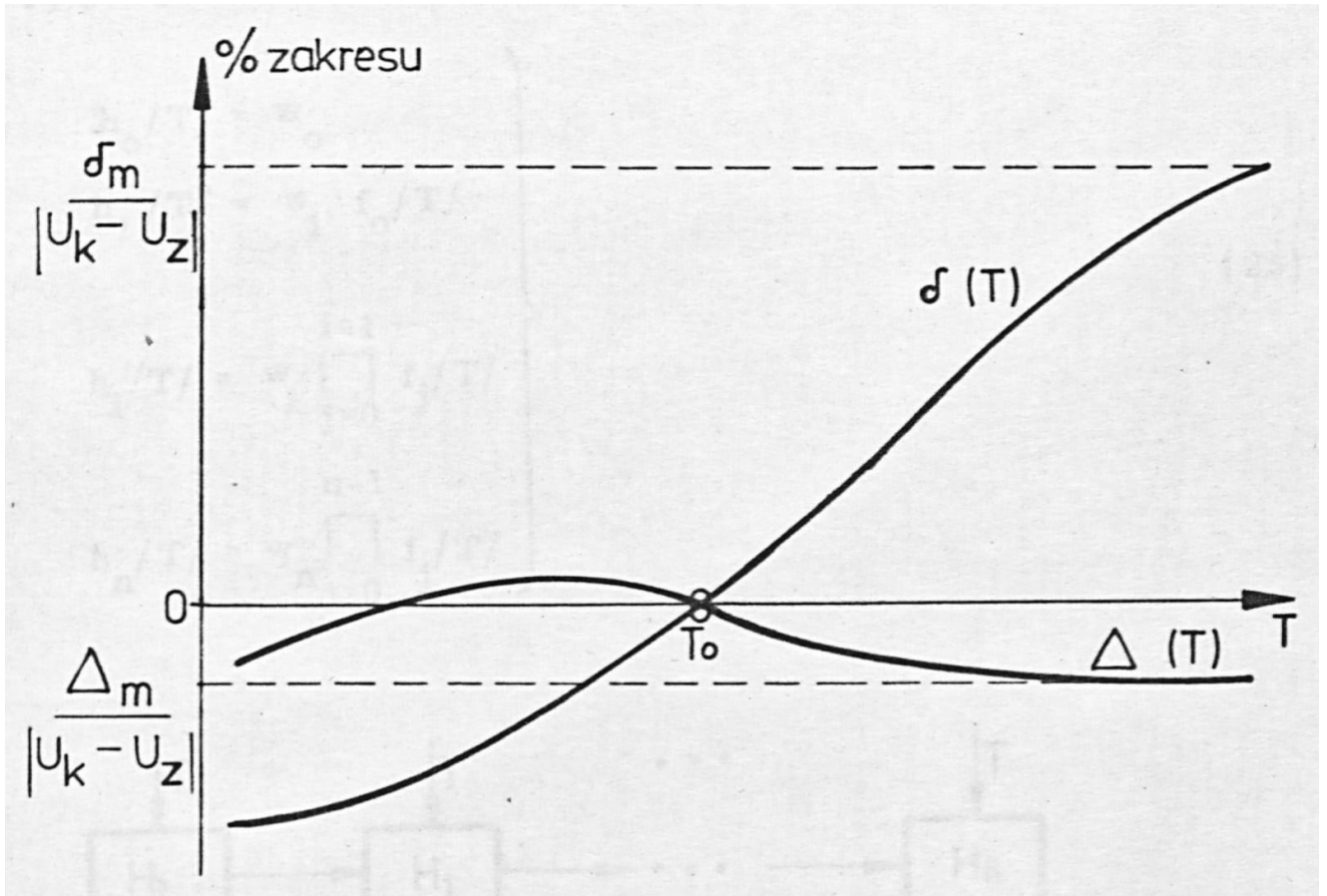
oraz moduł wartości maksymalnej błędu (20) przez Δ_m

$$\Delta_m = |\Delta(T)|_{\max} \quad (21)$$

Jeśli oznaczymy przez U_p i U_k odpowiednio wartości sygnału wyjściowego czujnika odpowiadającą początkowej i końcowej wartości zakresu mierzonego ciśnienia X , to efektem działania układu kompensacji będzie zmniejszenie maksymalnego względnego błędu pomiarowego przetwornika, w porównaniu z maksymalnym błędem względem czujnika /rys. 16/:

$$\frac{\delta_m}{|U_k - U_p|} > \frac{\Delta_m}{|U_k - U_p|} \quad (22)$$

s. 45



Rys. 16. Ilustracja działania układu kompensacji

Wstawiając do zależności (20) wyrażenie (12) z uwzględnieniem (18), otrzymujemy określenie błędu temperaturowego przetwornika w postaci

$$\Delta(T) = b_1 \cdot \delta(T) + b_2 \cdot H(T) \quad (23)$$

Niech układ kompensacji D /rys. 15/ zbudowany będzie z $n+1$ / generatorów $H_0, H_1, \dots, H_n$ /rys. 17/. Każdy z generatorów wytwarza sygnały kompensujące odpowiednio $h_0(T), \dots, h_n(T)$. Sygnał wyjściowy $H(T)$ układu kompensacji stanowi sumę tych sygnałów:

$$H(T) = \sum_{i=0}^n h_i(T) \quad (24)$$

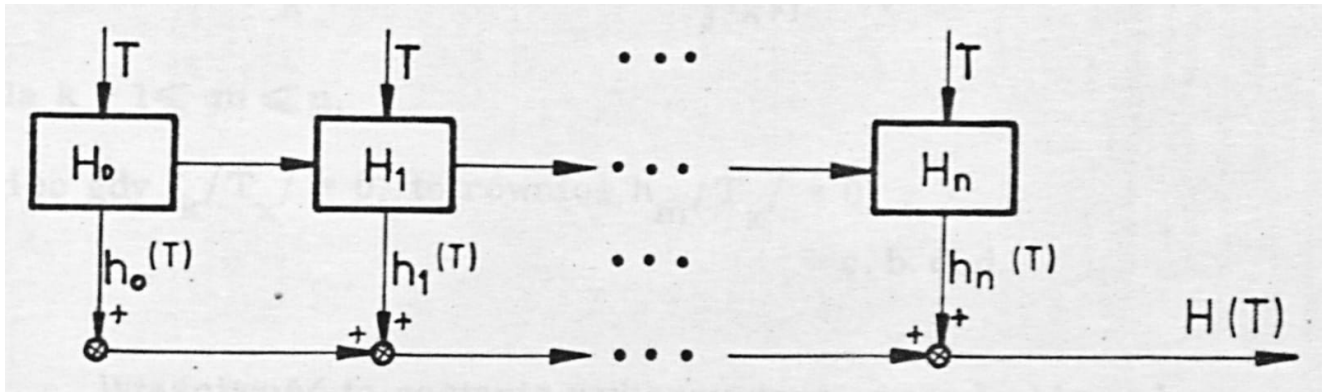
Założmy, że sygnały kompensujące $h_0(T), \dots, h_1(T)$ [?:likely $h_n(T)$] są wzajemnie ze sobą powiązane za pomocą cząstkowych funkcji

s. 46

$f_0(T), \dots, f_n(T)$, uzależnionych od temperatury, w sposób następujący

$$\left. \begin{aligned} h_0(T) &= w_0 \\ h_1(T) &= w_1 \cdot f_0(T) \\ h_i(T) &= w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} f_j(T) \\ h_n(T) &= w_n \cdot \prod_{j=0}^{n-1} f_j(T) \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

[?:upper limit of the product in the third line is typed "i=1", likely i-1]



Rys. 17. Układ blokowy układu kompensacji

gdzie: $w_0, w_1, \dots, w_n$ - stałe i, j, n - liczby naturalne

Po uwzględnieniu (25) i (24), wyrażenie opisujące błąd temperaturowy przetwornika (23) przybiera postać

$$\Delta(T) = b_1 \cdot \delta(T) + b_2 \cdot w_0 + b_2 \cdot \sum_{i=1}^n \left[w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} f_j(T) \right] \quad (26)$$

Takie uzależnienie sygnałów kompensujących charakteryzuje się następującą właściwością:

TWIERDZENIE 1

Jeśli w pewnej temperaturze T_x wartość funkcji cząstkowej $f_k(T_x) = 0$,

s. 47

gdzie k - liczba naturalna $k < n$, oraz wartość stałej $w_k \neq 0$, to funkcje kompensujące $h_m(T_x) = 0$ dla naturalnych m z przedziału $k + 1 \leq m \leq n$, gdzie n jest liczbą funkcji cząstkowych występujących w (25).

D o w ó d: zapiszmy na podstawie (25)

$$\frac{h_m(T_x)}{h_k(T_x)} = \frac{w_m}{w_k} \cdot f_k(T_x) \cdot \prod_{j=k+1}^m f_j(T_x)$$

skąd

$$h_m(T_x) = \frac{w_m}{w_k} \cdot f_k(T_x) \cdot h_k(T_x) \cdot \prod_{j=k+1}^m f_j(T_x)$$

dla $k + 1 \leq m \leq n$,

więc gdy $f_k(T_x) = 0$, to również $h_m(T_x) = 0$

c. b. d. d.

Właściwość ta zostanie wykorzystana do jednokierunkowego uniezależnienia od siebie nastaw układu kompensacji w różnych temperaturach. W tym celu uzależnimy funkcje cząstkowe $f_j(T)$ od temperatury odniesienia T_0 i temperatur kompensacji $T_1, \dots, T_{n-1}$ następująco:

$$f_j(T) = a_j(T - T_j) \quad (27)$$

gdzie a_j - stałe $j = 0, 1, \dots, n - 1$

Przyjęta forma (27) funkcji cząstkowych $f_j(T)$ ma właściwość tożsamościowego przyjmowania wartości równej zero w temperaturach T_j

$$f_j(T_j) \equiv 0 \quad (28)$$

s. 48

Po uwzględnieniu (27), wyrażenie opisujące błąd temperaturowy przetwornika (26) przyjmuje postać

$$\Delta(T) = b_1 \cdot \delta(T) + b_2 w_o + b_2 \cdot \sum_{i=1}^n w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} [a_j(T - T_j)] \quad (29)$$

4. 3. 2. Procedura kompensacji

Przeprowadźmy obecnie zerowanie błędu temperaturowego przetwornika w temperaturach $T_0, \dots, T_n$ za pomocą zmiany wartości współczynników w_1 [?:likely w_i], przy czym dla uproszczenia rozważań posługiwać się będziemy zależnością (26) opisującą błąd temperaturowy przetwornika. Otrzymujemy kolejno: $T = T_o$; temperatura odniesienia

Wykorzystując (28) stwierdzimy

$$f_o(T_o) = 0$$

i po uwzględnieniu (26) otrzymamy wartość błędu temperaturowego

$$\Delta(T_o) = b_1 \cdot \delta(T_o) + b_2 \cdot w_o$$

Ponieważ z założenia $\delta(T_o) = 0$, więc zerowanie się błędu $\Delta(T_o)$ nastąpi dla

$$w_o = 0 \quad (30)$$

Współczynnik w_o mógłby więc być pominięty w dalszej analizie. Ponieważ jednak w temperaturze odniesienia powinno się przeprowadzić normalizację rozważanych punktów charakterystyki przetwarzania, np. zerowanie lub ustawianie wymaganej wartości sygnału zakresowego, w dalszych rozważaniach pozostawiono współczynnik w_o jako symbol sprowadzania błędu przetwarzania do zera /a nie błędu temperaturowego/.

s. 49

$T = T_1$: temperatura pierwszej kompensacji

W tej temperaturze

$$f_1(T_1) = 0$$

w wyniku czego błąd temperaturowy (26), po uwzględnieniu warunku dla w_o otrzymanego przy $T = T_o$, zostaje określony:

$$\Delta(T_1) = b_1 \cdot \delta(T_1) + b_2 \cdot w_1 \cdot f_o(T_1)$$

Zerowanie się błędu $\Delta(T_1)$ uzyskujemy dla wartości w_1 :

$$w_1 = -\frac{b_1(T_1)}{b_2 f_o(T_1)} \quad (31)$$

[?:in (31) the numerator is typed " b_1 / T_1 " with the δ missing, likely $\delta(T_1)$]

Wymagana wartość w_1 uzależniona jest jedynie od stosunku wartości błędu czujnika $\delta(T)$ do wartości funkcji cząstkowej $f_o(T)$ w tej temperaturze, zmodyfikowanych przez współczynniki układu normalizującego b_1, b_2

$T = T_2$: temperatura drugiej kompensacji

Analogicznie jak poprzednio otrzymujemy

$$f_2(T_2) = 0$$

i po uwzględnieniu (26) otrzymujemy wyrażenie na błąd temperaturowy

$$\Delta(T_2) = b_1 \cdot \delta(T_2) + b_2 \cdot [w_o + w_1 \cdot f_o(T_2) + w_2 \cdot f_o(T_2) \cdot f_1(T_2)]$$

skąd po przyrównaniu do zera i podstawieniu warunków (30) i (31) dla stałych w_o i w_1 uzyskuje się warunek dla stałej w_2

$$w_2 = -\frac{b_1}{b_2} \cdot \frac{\delta(T_2) - \frac{\delta(T_1)}{f_o(T_1)} \cdot f_o(T_2)}{f_o(T_2) \cdot f_1(T_2)} \quad (32)$$

[?:in (32) the inner numerator is typed " δT_1 " without the slashes, likely $\delta(T_1)$]

s. 50

Tak więc wartość stałej w_2 wymagana do wyzerowania błędu temperaturowego przetwornika w temperaturze T_2 , uzależniona jest od wartości błędu czujnika w pierwszej i drugiej temperaturze kompensacji /odpowiednio $\delta(T_1)$ i $\delta(T_2)$ oraz od wartości funkcji cząstkowych $f_o(T)$, $f_1(T)$ w obu temperaturach. Nie jest natomiast uzależniona od wartości błędu czujnika i wartości funkcji cząstkowych w następnych temperaturach kompensacji. Jednocześnie należy podkreślić, że ustalenie wartości stałej w_2 w temperaturze T_2 nie wpływa na wartość stałej w_1 , ustalonej w temperaturze pierwszej kompensacji T_1 .

$T = T_3, \dots, T_k, \dots, T_{n-1}$: temperatury kolejnych kompensacji

Postępując w sposób analogiczny do wyżej przedstawionego, uzyskuje się w każdej z temperatur kompensacji T_k warunek dla stałej w_k / $k = 3, 4, \dots, n-1$ / w postaci ogólnej

$$w_k = - \frac{b_1 \cdot \delta(T_k) + b_2 \cdot w_o + b_2 \cdot \sum_{i=1}^{k-1} w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} f_j(T_k)}{b_2 \cdot \prod_{j=0}^{k-2} f_j(T_k)} \quad (33)$$

Podobnie jak poprzednio, wartość stałej w_k niezbędna dla uzyskania zerowej wartości błędu temperaturowego przetwornika w temperaturze T_k jest uzależniona od wartości stałych $w_o, \dots, w_{k-1}$ ustalonych w poprzednich temperaturach i od wartości funkcji cząstkowych $f_o(T), \dots, f_{k-1}(T)$ w temperaturze T_k oraz od wartości współczynników układu normalizującego b_1, b_2 . Wartość stałej w_k nie zależy jednak od wartości stałych $w_{k+1}, \dots, w_{n-1}$ i funkcji cząstkowych $f_k(T), \dots, f_{n-2}(T)$ w następnych temperaturach kompensacji $T_{k+1}, \dots, T_{n-1}$.

Wykorzystując tę właściwość do praktycznego zastosowania przedstawionej metody stwierdzimy, że istnieje jednokierunkowa niezależność nastaw elementów ustalających wartość stałych $w_o, \dots, w_{n-1}$.

s. 51

$T = T_n$: temperatura ostatniej kompensacji

W poprzednich temperaturach zostały wyczerpane własności (28) zerowania się wszystkich istniejących funkcji cząstkowych $f_j(T)$, / $j=0, 1, \dots, n-1$ /, przy ustalaniu niezbędnych dla skompensowania błędu wartości stałych w_i , / $i = 1, 2, \dots, n-1$ / . Dobierzmy obecnie stałą w_n tak, aby po raz ostatni uzyskać zerową wartość błędu $\Delta(T_n)$

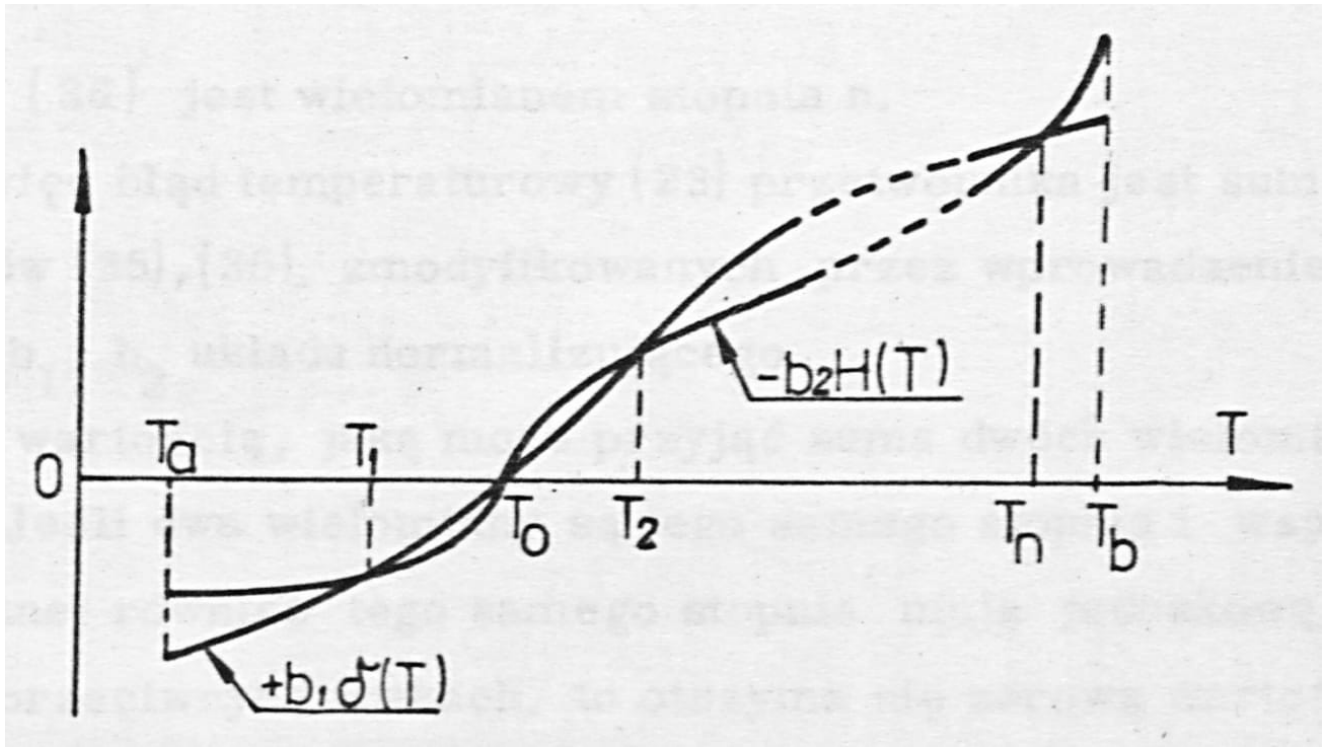
$$\Delta(T_n) = b_1 \cdot \delta(T_n) + b_2 \cdot w_o + b_2 \cdot \sum_{i=1}^{n-1} w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} f_j(T_n) + b_2 \cdot w_n \cdot \prod_{j=0}^{n-2} f_j(T_n)$$

skąd

$$w_n = - \frac{b_1 \cdot \delta(T_n) + b_2 \cdot w_o + b_2 \cdot \sum_{i=1}^{n-1} w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} f_j(T_n)}{b_2 \cdot \prod_{j=0}^{n-2} f_j(T_n)} \quad (34)$$

Warunek (34) ma analogiczną postać i właściwości, jak wyrażenie (33) z tą tylko różnicą, że bez następnych temperatur kompensacji. W wyniku zastosowania przedstawionej metody otrzymuje się zerową wartość błędu temperaturowego rozważanego punktu charakterystyki przetwornika pomiarowego w n temperaturach $T_1, T_2, \dots, T_n$, co oznacza, że w tych temperaturach wartość rozpatrywanego punktu charakterystyki równa jest jego wartości w temperaturze odniesienia T_o . W interpretacji graficznej działania przedstawionej metody kompensacji wystąpi przecinanie się wykresu odwzorowującego zależność składowej błędu czujnika $b_1(T)$ [?: δ missing] w sygnale wyjściowym przetwornika z wykresem składowej sygnału kompensującego $b_2 H(T)$ o zmienionym znaku, w / $n+1$ / punktach temperatury /rys. 18/.

s. 52



Rys. 18. Interpretacja graficzna działania kompensacji n-punktowej

4. 3. 3. Warunki wystarczające kompensacji temperaturowej pełnej

Warunek zerowego błędu temperaturowego przetwornika w n temperaturach kompensacji nie jest wystarczający do określenia jego maksymalnej wartości. Niezbędna jest bowiem znajomość wartości błędu w całym rozpatrywanym zakresie temperatur pracy. Obecnie rozważymy warunki wystarczające kompensacji temperaturowej pełnej w sensie minimalizacji wartości błędu temperaturowego. Wprowadźmy następujący opis błędu temperaturowego czujnika $\delta(T)$

$$\delta(T) = c_0 + c_1 T + c_2 T^2 + \dots + c_s T^s \quad (35)$$

gdzie $c_0, \dots, c_s$ - stałe

Na mocy twierdzenia Weierstrassa [83], /patrz pkt. 4. 2. / wyrażenie (35) przybliża dostatecznie dokładnie dowolną krzywą ciągłą, przy czym rząd wielomianu aproksymującego jest funkcją dokładności odwzorowania. Załóżmy więc, że opis (35) błędu temperaturowego czujnika jest dostatecznie dokładnym odwzorowaniem rzeczywistego błędu (18) czujnika. Porównując wyrażenia (29) i (23) możemy określić sygnał kompensujący następująco

s. 53

$$H(T) = w_0 + \sum_{i=1}^n w_i \cdot \prod_{j=0}^{i-1} a_j \cdot (T - T_j) \quad (36)$$

Wyrażenie (36) jest wielomianem stopnia n . Tak więc błąd temperaturowy (23) przetwornika jest sumą dwóch wielomianów (35), (36), zmodyfikowanych przez wprowadzenie współczynników b_1, b_2 układu normalizującego. Minimalną wartością, jaką może przyjąć suma dwóch wielomianów jest zero. Jeśli dwa wielomiany są tego samego stopnia i współczynniki przy zmiennej również tego samego stopnia mają jednakową wartość modułu o przeciwnych znakach, to otrzyma się zerową wartość sumy tych wielomianów niezależnie od wartości zmiennej. Możemy więc sformułować wniosek, że interesującym nas warunkiem optymalnym kompensacji temperaturowej jest uzyskanie tożsamościowej równości

$$b_1 \cdot \delta(T) + b_2 \cdot H(T) \equiv 0 \quad (37)$$

Warunkiem koniecznym dla osiągnięcia (37) jest równość rzędów wielomianów (35) i (36):

$$n = s \quad (38)$$

co jest równoznaczne ze zrównaniem liczby n temperatur kompensacji z rzędem s wielomianu aproksymującego błąd temperaturowy czujnika. W wyniku przeprowadzenia kompensacji zgodnie z pkt. 4. 3. 2. uzyskuje się $n+1$ zer równania:

$$\Delta(T) = 0$$

Ponieważ przez $n+1$ punktów można poprowadzić tylko jedną krzywą stopnia n , oznacza to, że procedura kompensacji doprowadzi w sposób jednoznaczny do równości tożsamościowej (37). Jest to równoważne z tożsamościowym zerowaniem się błędu temperaturowego przetwornika w całym zakresie temperatur pracy, niezależnie od wyboru temperatur kompensacji. W przeprowadzonej powyżej analizie założono, że generatory sygnałów kompensujących $H_1...H_n$ wytwarzają sygnały uzależnione liniowo od temperatury. Wypadkowy sygnał kompensujący jest wytwarzany

s. 54

przez ustalenie odpowiedniej kombinacji iloczynów tych sygnałów, dając w wyniku tego wielomian stopnia n . Załóżmy obecnie, że chcemy uzyskać wielomian stopnia n przy mniejszej liczbie temperatur kompensacji. W tym celu uzależnimy funkcje cząstkowe $f_j(T)$ od temperatury w sposób następujący:

$$f_j(T) = (T - T_j) \cdot \sum_{p=0}^{m-1} a_{jp} \cdot (T - T_j)^p \quad (39)$$

gdzie a_{jp} - stałe $j = 0, 1, \dots, n-1$

m - liczba naturalna

Wyrażenie (39) jest wielomianem stopnia m i na mocy twierdzenia Weierstrassa[83] /patrz pkt. 4. 2. /, może ono opisać każdą funkcję ciągłą, przy czym rząd wielomianu m jest uzależniony od wymaganej dokładności odwzorowania tej funkcji. Przyjęta forma (39) funkcji cząstkowych $f_j(T)$ ma również właściwość (28) tożsamościowego zerowania się w temperaturach T_j . Załóżmy z kolei, że znana jest wstępnie pewna ilość R własności zależności (35) aproksymującej błąd temperaturowy czujnika. Niech rząd m funkcji cząstkowej (39) określony będzie następująco

$$m = R + r \quad (40)$$

gdzie r jest liczbą naturalną

Podwyższając rząd m uzyskuje się wielomian kompensujący $H(T)$ stopnia $n(R + r)$. W celu uzyskania tożsamości (37) musi być spełniona zależność

$$s = n(R + r) \quad (41)$$

skąd uzyskuje się wymaganą liczbę n temperatur kompensacji w przypadku przyjęcia $r = 0$, a więc w przypadku maksymalnego wykorzystania R znanych własności:

$$n = \frac{s}{R} \quad (42)$$

s. 55

55

Wnioski: optymalne warunki kompensacji temperaturowej pełnej można osiągnąć bądź przez wytworzenie liniowych w funkcji temperatury funkcji cząstkowych $f_j(T)$ i przeprowadzenie kompensacji w liczbie temperatur równej rzędowi wielomianu opisującego błąd temperaturowy czujnika /warunek 38/, bądź też przez podwyższenie stopnia wielomianu opisującego funkcję cząstkową $f_j(T)$ opierając się na znanych wstępnie własnościach błędu temperaturowego czujnika i zmniejszeniu liczby temperatur kompensacji /warunek 42/.

Przykładem wstępnej informacji o charakterze błędu temperaturowego czujnika jest informacja o stosunku wartości błędów w pewnych temperaturach. I tak w zintegrowanych czujnikach ciśnienia [40] dryft temperaturowy zakresu aproksymowany jest krzywą czwartego rzędu i iloraz wartości błędu temperaturowego w temperaturze 352K i 241K jest funkcją rezystywności materiału podłoża. W takim przypadku wystarczające może się okazać wytworzenie funkcji $f_j(T)$ kompensującej błąd temperaturowy jednego czujnika, co umożliwi następnie kompensację wszystkich czujników za pomocą mnożenia /dzielenia/ wartości sygnału kompensującego przez odpowiedni współczynnik proporcjonalności.

s. 56

56

Metoda zostanie obecnie wyjaśniona na przykładach.

Przykład 1

Niech błąd czujnika będzie określony zależnością kwadratową

$$\delta(T) = B \cdot (T - T_o) \cdot (T + T_x)$$

gdzie T_x - stała oraz niech $b_1 = b_2 = 1$

Zrealizujemy dwa warianty układu kompensacji dla $m \cdot n = 2$; poddając je następnie kompensacji przeprowadzimy dla nich procedury kompensacji

wariant a/ $n = 2$ $m = 1$, więc

$$f_o = a_1 \cdot (T - T_o)$$

$$f_1 = a_2 \cdot (T - T_1)$$

a po wstawieniu do (26) otrzymamy

$$\Delta(T) = B \cdot (T - T_o) \cdot (T + T_x) + w_o + w_1 \cdot a_1 \cdot (T - T_o) - w_2 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot (T - T_o) \cdot (T - T_1)$$

Procedura kompensacji:

$$T = T_o; \quad \Delta(T_o) = w_o$$

a stąd uzyskujemy warunek zerowania się błędu $\Delta(T_o)$

$$W_o = 0$$

[?:likely w_o ; capital W as printed]

$$T = T_1; \quad \Delta(T_1) = B \cdot (T_1 - T_o) \cdot (T_1 + T_x) + w_1 \cdot a_1 \cdot (T - T_o)$$

oraz warunek zerowania się błędu $\Delta(T_1)$

$$w_1 = -\frac{B \cdot (T_1 + T_x)}{a_1}$$

[?:closing slash after T_x missing in print; the "+" is overtyped]

$$T = T_2;$$

$$\Delta(T_2) = B \cdot (T_2 - T_o) \cdot (T_2 + T_x) + B \cdot (T_1 + T_x) \cdot (T_2 - T_o) - a_1 \cdot a_2 \cdot w_2 \cdot (T_2 - T_o) \cdot (T_2 - T_1)$$

s. 57

57

i wreszcie warunek zerowania się błędu $\Delta(T_2)$

$$w_2 = -\frac{B}{a_1 \cdot a_2}$$

Podstawiając uzyskane w ten sposób wartości w_o , w_1 , w_2 do wyrażenia (26) uzyskuje się tożsamość

$$\Delta(T) \equiv 0$$

wariant b/ $n = 1$, $m = 2$

$$f_o(T) = (T - T_o) \cdot (a_{o1} + a_{o2}T)$$

Po wstawieniu do (26) uzyskamy

$$\Delta(T) = B \cdot (T - T_o) \cdot (T + T_x) + w_o + w_1 \cdot (T - T_o) \cdot (a_{o1} + a_{o2} \cdot T)$$

Procedura kompensacji

$$T = T_o; \quad \Delta(T_o) = w_o \quad \text{skąd}$$

$$w_o = 0$$

$$T = T_1; \quad \Delta(T_1) = B \cdot (T_1 + T_o) \cdot (T_1 + T_x) + w_1 \cdot (T_1 - T_o) \cdot (a_{o1} + a_{o2} \cdot T_1)$$

[?:likely $T_1 - T_o$ in the first factor; "+" as printed]

skąd

$$w_1 = -\frac{B \cdot (T_1 + T_x)}{a_{o1} + a_{o2} \cdot T_1}$$

[?:closing slash after T_x missing in print; denominator subscript typed "02" (digit zero) as printed, likely a_{o2}]

Po uwzględnieniu otrzymanych wartości w_o i w_1 otrzymamy

$$\Delta(T) = B \cdot (T - T_o) \cdot \left[T + T_x - \frac{(T_1 + T_x) \cdot (T + \frac{a_{o1}}{a_{o2}})}{T_1 + \frac{a_{o1}}{a_{o2}}} \right]$$

Otrzymana wartość $\Delta(T)$ jest tożsamościowo równa zero dla warunku

s. 58

58

dotadowego, uzależniając jego charakterystykę błędu czujnika z charakterystyką sygnału kompensującego w postaci

$$T_x = \frac{a_{o1}}{a_{o2}}$$

Jest to oczywiste, gdyż pełna kompensacja błędu opisanego funkcją kwadratową wymaga trzech warunków swobody /zrównoważenia trzech współczynników T_o , T_x , B , podczas gdy przy procedurze kompensacji w wariancie b mamy jedynie dwa warunki swobody, a mianowicie współczynniki w_o i w_1 . Procedura przedstawiona zgodnie z wariantem a jest oparta na trzech warunkach swobody - współczynnikami w_o , w_1 i w_2 - i w związku z tym nie był wymagany żaden dodatkowy warunek.

4. 4. Istota niepełnej kompensacji temperaturowej

Rozważymy obecnie wartość błędu (26) przetwornika przy założeniu niepełnej kompensacji. Pod nazwą niepełna kompensacja rozumiane będzie ograniczenie liczby temperatur kompensacji w porównaniu z wartościami uzyskiwanymi z zależności (38) lub (42).

$$m \cdot n < s \quad (43)$$

Dla uproszczenia kompensacja ta zostanie pokazana w przypadku rzędu s wielomianu aproksymującego błąd temperaturowy czujnika równego dwa i trzy, co praktycznie wyczerpuje prawie wszystkie przypadki spotykane w praktyce. W przypadku $s = 1$ błąd temperaturowy sprowadzany jest tożsamościowo do zera układem kompensacji o parametrach $m = 1$, $n = 1$.

4. 4. 1. Przypadek: $s = 2$, $m = 1$, $n = 1$

W tym przypadku błąd czujnika opisany jest zależnością

$$\delta(T) = B \cdot (T - T_o) \cdot (T + T_x) \quad (44)$$

gdzie T_o - temperatura odniesienia B , T_x - stałe

s. 59

59

Na podstawie (27) mamy $f_o = a_o \cdot (T - T_o)$ i wykorzystując (26) zapiszemy błąd $\Delta(T)$ przetwornika w postaci

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B \cdot T^2 + [b_1 \cdot B \cdot (T_x - T_o) + b_2 \cdot w_1 \cdot a_o] \cdot T - b_1 \cdot B \cdot T_o \cdot T_x - b_2 \cdot w_1 \cdot a_o \cdot T_o$$

Procedura kompensacji jest następująca:

a. $T = T_o$; $\Delta(T_o) = 0$

b. $T = T_1$;

$$\Delta(T_1) = b_1 \cdot B \cdot [T_1^2 + (T_x - T_o) \cdot T_1 - T_o \cdot T_x] - w_1 \cdot b_2 \cdot a_o \cdot (T_o - T_1)$$

W celu sprowadzenia błędu $\Delta(T_1)$ do zera niezbędna jest wartość w_1 :

$$w_1 = \frac{b_1 \cdot B \cdot [T_1^2 + (T_x - T_o) \cdot T_1 - T_o \cdot T_x]}{b_2 \cdot a_o \cdot (T_o - T_1)} \quad (45)$$

Wprowadzając otrzymaną wartość w_1 do (45), otrzymujemy zależność opisującą błąd temperaturowy skompensowanego przetwornika

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B \cdot (T - T_o) \cdot (T - T_1) \quad (46)$$

Narzućmy warunek dodatkowy żądając, aby wartości błędu (73) na krańcach T_a , T_b zakresu temperatur pracy były sobie równe oraz aby były równe - z przeciwnym znakiem - wartości błędu w temperaturze T_m , w której występuje ekstremum funkcji /rys. 19a./:

$$\Delta(T_a) = \Delta(T_b) = -\Delta(T_m) \quad (47)$$

łatwo więc można wykazać, że

$$T_m = \frac{T_o + T_1}{2} \quad (48)$$

oraz

$$\Delta(T_m) = -\frac{b_1 \cdot B \cdot (T_o - T_1)^2}{4} \quad (49)$$

Zakładając $T_a < T_b$, $T_o < T_1$, wartość temperatury odniesienia T_o będzie określona zależnością

s. 60

60

$$T_o = T_a + \frac{\sqrt{2} - 1}{2\sqrt{2}} \cdot (T_b - T_a) \quad (50)$$

natomiast temperatura pierwszej kompensacji T_1 :

$$T_1 = T_b - \frac{\sqrt{2} - 1}{2\sqrt{2}} \cdot (T_b - T_a) \quad (51)$$

Współczynnik η zmniejszenia błędu temperaturowego czujnika będzie określony następująco:

$$\eta = \left| \frac{\delta m}{\Delta m} \right| = \left| \frac{T_b + T_x}{b_1 \cdot (T_b - T_1)} \right| \quad (52)$$

Jak widać warunek (47) jednoznacznie uzależnia wartości temperatury odniesienia i pierwszej kompensacji od krańcowych temperatur pracy, niezależnie od parametrów czujnika i układu kompensacji /które powinny jedynie doprowadzać do warunku 47 /.

Wartość maksymalnego błędu temperaturowego przetwornika jest również w takim przypadku niezależna od parametrów układu kompensacji. Wstawiając bowiem (50) i (51) do (49) uzyskujemy wartość ekstremalnego błędu przetwornika $\Delta(T_m)$:

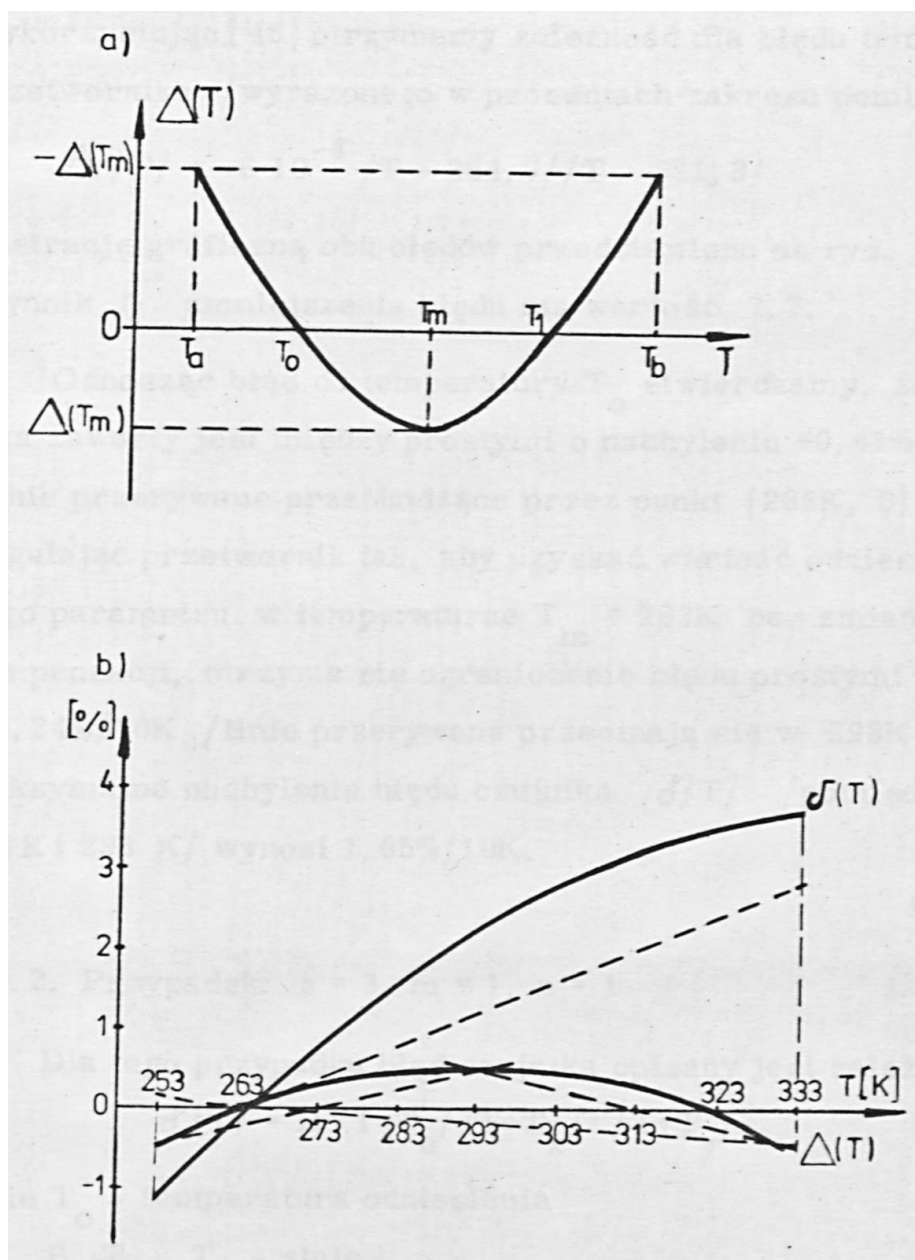
$$\Delta(T_m) = -\frac{b_1 \cdot B}{8} \cdot (T_b - T_a)^2 \quad (53)$$

a więc wartość ta zależy jedynie od szerokości zakresu temperatur pracy i nieskompensowanej stałej B charakterystyki błędu czujnika, oraz stałej b_1 układu normalizującego.

Przykład 2

Przetwornik powinien pracować w zakresie temperatur 253K ÷ 333K. Na podstawie (51) i (52) obliczamy: $T_o = 264,7\text{K}$, $T_1 = 321,3\text{K}$. Błąd czujnika odniesiony do temperatury T_o opiszemy zależnością /wyraź-

s. 61



Rys. 19. Błąd temperaturowy czujnika $\delta(T)$ i przetwornika $\Delta(T)$ w przypadku $s = 2$

s. 62

62

nią w procentach zakresu pomiarowego/:

$$\Delta(T) = -6 \cdot 10^{-4} \cdot (T - 264,7) \cdot (T - 423)$$

i dla uproszczenia przyjmujemy parametry układu normalizującego $b_1 = b_2 = 1$. Wykorzystując (46) otrzymamy zależność dla błędu temperaturowego przetwornika /wyrażonego w procentach zakresu pomiarowego/:

$$\Delta(T) = -6 \cdot 10^{-4} \cdot (T - 264,7) \cdot (T - 321,3)$$

Ilustrację graficzną obu błędów przedstawiono na rys. 19b. Współczynnik η zmniejszenia błędu ma wartość 7, 7.

Odnosząc błąd do temperatury T_0 stwierdzamy, że błąd przetwornika zawarty jest między prostymi o nachyleniu $+0,41\%/10K$ i $0,07\%/10K$ /linie przerywane przechodzące przez punkt $(283K, 0)$ na rys. 19b/. Regulując przetwornik tak, aby uzyskać wartość odniesienia rozpatrywanego parametru w temperaturze $T_m = 293K$ bez zmiany parametrów kompensacji, otrzyma się ograniczenie błędu prostymi o nachyleniu $\pm 0,24\%/10K$ /linie przerywane przecinają się w $293K$ na rys. 19b/. Maksymalne nachylenie błędu czujnika $\delta(T)$ /pomiędzy temperaturami $253K$ i $293K$ / wynosi $1,05\%/10K$.

4. 4. 2. Przypadek: $s = 3, m = 1, n = 1$

Dla tego przypadku błąd czujnika opisany jest zależnością:

$$\delta(T) = B \cdot (T - T_o) \cdot (T + T_x) \cdot (T + T_y) \quad (54)$$

gdzie T_o - temperatura odniesienia B, T_x, T_y - stałe

Na podstawie (27) zapisujemy więc

$$f_o = a_o \cdot (T - T_o)$$

i uwzględniając $w_o = 0$ otrzymujemy błąd przetwornika w postaci

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B \cdot (T - T_o) \cdot (T + T_x) \cdot (T + T_y) + b_2 \cdot w_1 \cdot a_o \cdot (T - T_o)$$

s. 63

63

Procedura kompensacji temperaturowej jest następująca:

$$T = T_o; \quad \Delta(T_o) = 0$$

$$T = T_1; \quad \Delta(T_1) = b_1 \cdot B \cdot (T_1 - T_o) \cdot (T_1 + T_x) \cdot (T_1 + T_y) + b_2 \cdot w_1 \cdot a_o \cdot (T_1 - T_o)$$

W celu sprowadzenia $\Delta(T_1)$ do zera wymagana jest wartość w_1

$$w_1 = - \frac{b_1 \cdot B \cdot (T_1 + T_x) \cdot (T_1 + T_y)}{b_2 \cdot a_o} \quad (55)$$

Po uwzględnieniu otrzymanej wartości (55) uzyskuje się dla w_1 zależność na błąd skompensowanego przetwornika

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B \cdot (T - T_o) \cdot [T^2 + (T_x + T_y) \cdot T - T_1^2 \cdot (T_x + T_y)] \quad (56)$$

Można założyć, że z punktu widzenia potrzeb kompensacji korzystne będzie, a by zależność (56) charakteryzowała się następującymi cechami: a/ aby miała 3 pierwiastki rzeczywiste; zostanie to spełnione, gdy wyróżnik D równania kwadratowego w nawiasie prostokątnym zależności (56)

$$\Delta = (T_x + T_y + 2T_1)^2$$

będzie większy od zera, a więc dla każdego T_1 spełniającego warunek:

$$T_1 \neq - \frac{T_x + T_y}{2}$$

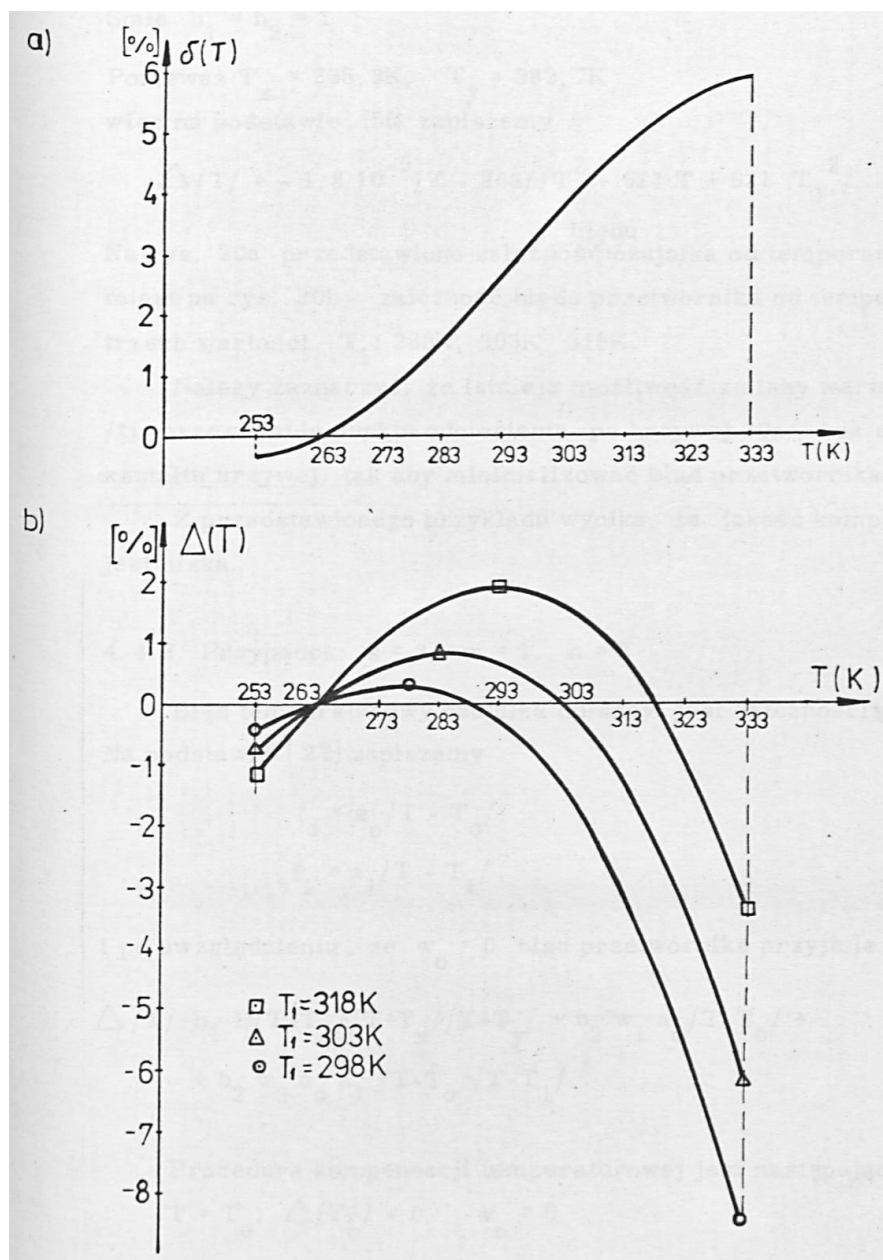
b/ aby oba pierwiastki równania w nawiasie prostokątnym zależności (56) leżały w zakresie temperatur pracy: warunku tego nie można jednak zagwarantować przy jednym warunku swobody w postaci stałej T_1 .

Minimalizację błędu (56) przy założonych rozrzutach parametrów T_x i T_y najszybciej można przeprowadzić za pomocą maszynowych obliczeń wariantów na podstawie wyników pomiaru błędu czujnika.

Przykład 3

Zakres temperatury pracy od 253K do 333K. Błąd czujnika

s. 64



Rys. 20. Błąd temperaturowy czujnika $\delta(T)$ oraz przetwornika $\Delta(T)$ w przypadku $s = 3$, $m = 1$, $n = 1$.

s. 65

$$\delta(T) = -1,8 \cdot 10^{-5} \cdot (T - 263)(T - 238,3) \cdot (T - 382,7)$$

Stałe $b_1 = b_2 = 1$

Ponieważ $T_x = 238,3\text{K}$, $T_y = 382,7\text{K}$ więc na podstawie (56) zapiszemy

$$\Delta(T) = -1,8 \cdot 10^{-5} \cdot (T - 263) \cdot (T^2 - 621 \cdot T + 621 \cdot T_1^2)$$

Na rys. 20a przedstawiono zależność błędu czujnika od temperatury, natomiast na rys. 20b - zależność błędu przetwornika od temperatury dla trzech wartości T_1 : 288K, 303K, 318K.

Należy zaznaczyć, że istnieje możliwość zmiany wartości T_o /tj. przesuwania punktu odniesienia po krzywej 20a/ bez zmiany kształtu krzywej, tak aby minimalizować błąd przetwornika.

Z przedstawionego przykładu wynika, że jakość kompensacji jest niska.

4. 4. 3. Przypadek: $s = 3$, $m = 1$, $n = 2$

Błąd temperaturowy czujnika opisany jest zależnością (54). Na podstawie (27) zapiszemy

$$f_o = a_o \cdot (T - T_o)$$

$$f_1 = a_1 \cdot (T - T_1)$$

i po uwzględnieniu, że $w_o = 0$ błąd przetwornika przyjmie postać

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B(T - T_o) \cdot (T + T_x) \cdot (T + T_y) + b_2 \cdot w_1 \cdot a_o \cdot (T - T_o) + \\ + b_2 \cdot w_2 \cdot a_o \cdot a_1 (T - T_o) \cdot (T - T_1)$$

Procedura kompensacji temperaturowej jest następująca:

$$T = T_o; \quad \Delta(T_o) = 0, \quad w_o = 0$$

$$T = T_1; \quad \Delta(T_1) = b_1 \cdot B(T_1 - T_o) \cdot (T_1 + T_x) \cdot (T_1 + T_y) + b_2 \cdot w_1 \cdot a_o \cdot (T_1 - T_o) + \\ + b_2 \cdot w_2 \cdot a_o \cdot a_1 \cdot (T_1 - T_o)$$

s. 66

Wartość w_1 sprowadzającą błąd $\Delta(T_1)$ do zera zapiszemy

$$w_1 = - \frac{b_1 \cdot B(T_1 + T_x) \cdot (T_1 + T_y)}{b_2 \cdot a_o} \quad (57)$$

Po uwzględnieniu znalezionej wartości w_1 wyrażenie na błąd przetwornika przyjmie formę

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B(T - T_o) \cdot (T + T_x) \cdot (T + T_y) - b_1 \cdot B(T_1 + T_x) \cdot (T_1 + T_y) \cdot (T - T_o) + \\ + b_2 \cdot w_2 \cdot a_o \cdot a_1 \cdot (T - T_o) \cdot (T - T_1)$$

$T = T_2$; określając błąd analogicznie jak wyżej, otrzymujemy zerującą go wartość w_2 :

$$w_2 = - \frac{b_1 \cdot B(T_2 + T_x) \cdot (T_2 + T_y) - b_1 \cdot B(T_1 + T_x) \cdot (T_1 + T_y)}{b_2 \cdot a_o \cdot a_1 \cdot (T_2 - T_1)} \quad (58)$$

Po wstawieniu znalezionych wartości w_1 i w_2 otrzymamy zależność opisującą błąd temperaturowy skompensowanego przetwornika:

$$\Delta(T) = b_1 \cdot B(T - T_o) \cdot (T + T_1) \cdot (T + T_2) \quad (59)$$

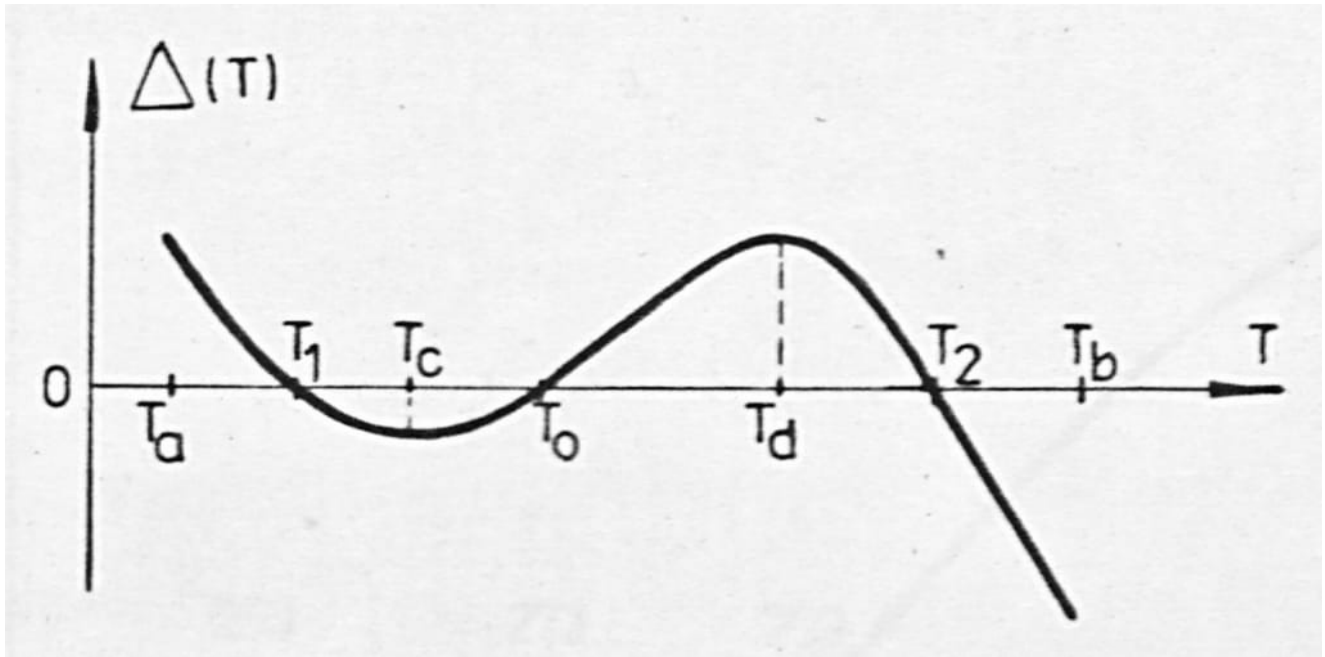
[?:likely $(T - T_1) \cdot (T - T_2)$; "+" signs as printed]

Błąd ten jest uzależniony od wartości nieskompensowanej stałej B błędu czujnika, od wartości temperatur kompensacji T_1 i T_2 oraz odniesienia T_o i jednocześnie zmodyfikowany przez współczynnik b_1 układu normalizującego. Zależność (59) gwarantuje uzyskanie trzech zer w zakresie temperatur pracy /rys. 21/. Narzucając warunek równych pod względem modułu wartości błędu $\Delta(T)$ w ekstremach występujących w temperaturach T_c , T_d , uzyska się powiązanie temperatury odniesienia z temperaturami kompensacji:

$$T_o = \frac{T_1 + T_2}{2} \quad (60)$$

Wartość maksymalnego błędu można kształtować przez zmianę różnic między temperaturami kompensacji i zmianę wartości temperatury odniesienia.

s. 67



Rys. 21. Pożądaný przebieg błędu przetwornika w przypadku $s = 3$, $m = 1$, $n = 2$

Przykład 4

Zakres temperatur pracy od 253K do 333K Błąd czujnika opisano krzywą /rys. 22/

$$\delta(T) = -1,8 \cdot 10^{-5} \cdot (T - 293) \cdot (T - 373) \cdot (T - 218)$$

stałe $b_1 = b_2 = 1$

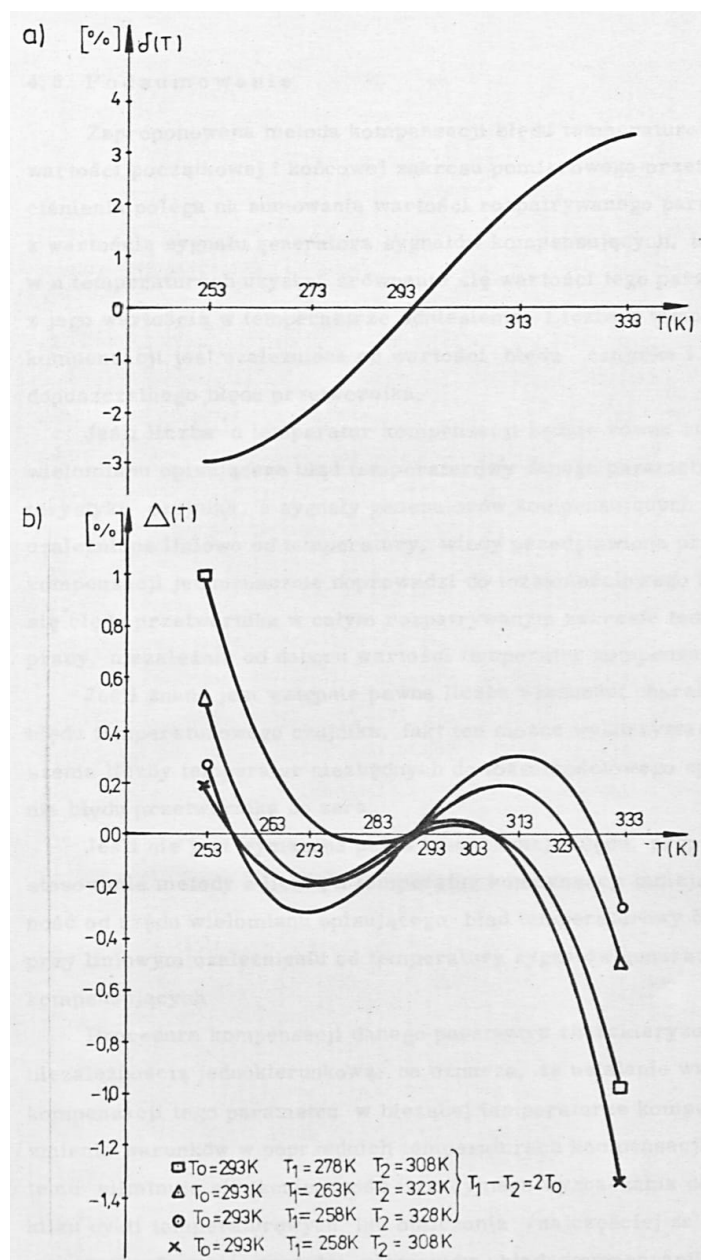
A więc, $T_x = -373K$, $T_y = -218K$, $B = -1,8 \cdot 10^{-5}$

Zależność błędu /59/ skompensowanego przetwornika od temperatury jest uzależniona od doboru temperatur kompensacji T_1 i T_2 :

$$\Delta(T) = -1,8 \cdot 10^{-5} \cdot (T - 293)(T + T_1) \cdot (T + T_2)$$

Wykresy tego błędu dla różnych par T_1, T_2 spełniających (60) oraz jednej pary nie spełniającej (60) przedstawiono na rys. 22.b.

s. 68



Rys. 22. Błąd temperaturowy czujnika: $\delta(T)$ oraz przetwornika $\Delta(T)$ przypadku $s = 3, m = 1, n = 2$

s. 69

4. 5. Podsumowanie

Zaproponowana metoda kompensacji błędu temperaturowego wartości początkowej i końcowej zakresu pomiarowego przetwornika ciśnienia polega na sumowaniu wartości rozpatrywanego parametru z wartością sygnału generatora sygnałów kompensujących, tak aby w n temperaturach uzyskać zrównanie się wartości tego parametru z jego wartością w temperaturze odniesienia. Liczba n temperatur kompensacji jest uzależniona od wartości błędu czujnika i wartości dopuszczalnego błędu przetwornika.

Jeśli liczba n temperatur kompensacji będzie równa stopniowi wielomianu opisującego błąd temperaturowy danego parametru charakterystyki czujnika, a sygnały generatorów kompensujących będą uzależnione liniowo od temperatury, wtedy przedstawiona procedura kompensacji jednoznacznie doprowadzi do tożsamościowego zerowania się błędu przetwornika w całym rozpatrywanym zakresie temperatur pracy, niezależnie od doboru wartości temperatur kompensacji.

Jeśli znana jest wstępnie pewna liczba własności charakterystyki błędu temperaturowego czujnika, fakt ten można wykorzystać do zmniejszenia liczby temperatur niezbędnych do tożsamościowego sprowadzenia błędu przetwornika do zera.

Jeśli nie jest wymagana pełna kompensacja błędu, proponuje się stosowanie metody z liczbą n temperatur kompensacji mniejszą o jedną od rzędu wielomianu opisującego błąd temperaturowy czujnika, przy liniowym uzależnieniu od temperatury sygnałów generatorów kompensujących.

Procedura kompensacji danego parametru charakteryzuje się niezależnością jednokierunkową, co oznacza, że ustalanie warunków kompensacji tego parametru w bieżącej temperaturze kompensacji nie zmienia warunków w poprzednich temperaturach kompensacji. Dzięki temu eliminuje się konieczność iteracyjnego wyznaczania co wymaga kilku cykli temperaturowych lub obliczania /najczęściej za pomocą maszyny cyfrowej/ wartości elementów układu kompensacji niezbędnych do skompensowania błędu temperaturowego rozpatrywanego para-

s. 70

metru charakterystyki przetwornika.

Porównując przedstawioną metodę z innymi znanymi metodami [1, 32 ÷ 76], należy stwierdzić, że jedynie przedstawiona w pracy metoda umożliwia tożsamościowe sprowadzenie błędu temperaturowego przetwornika do zera oraz jednokierunkową niezależność ustalania warunków kompensacji.

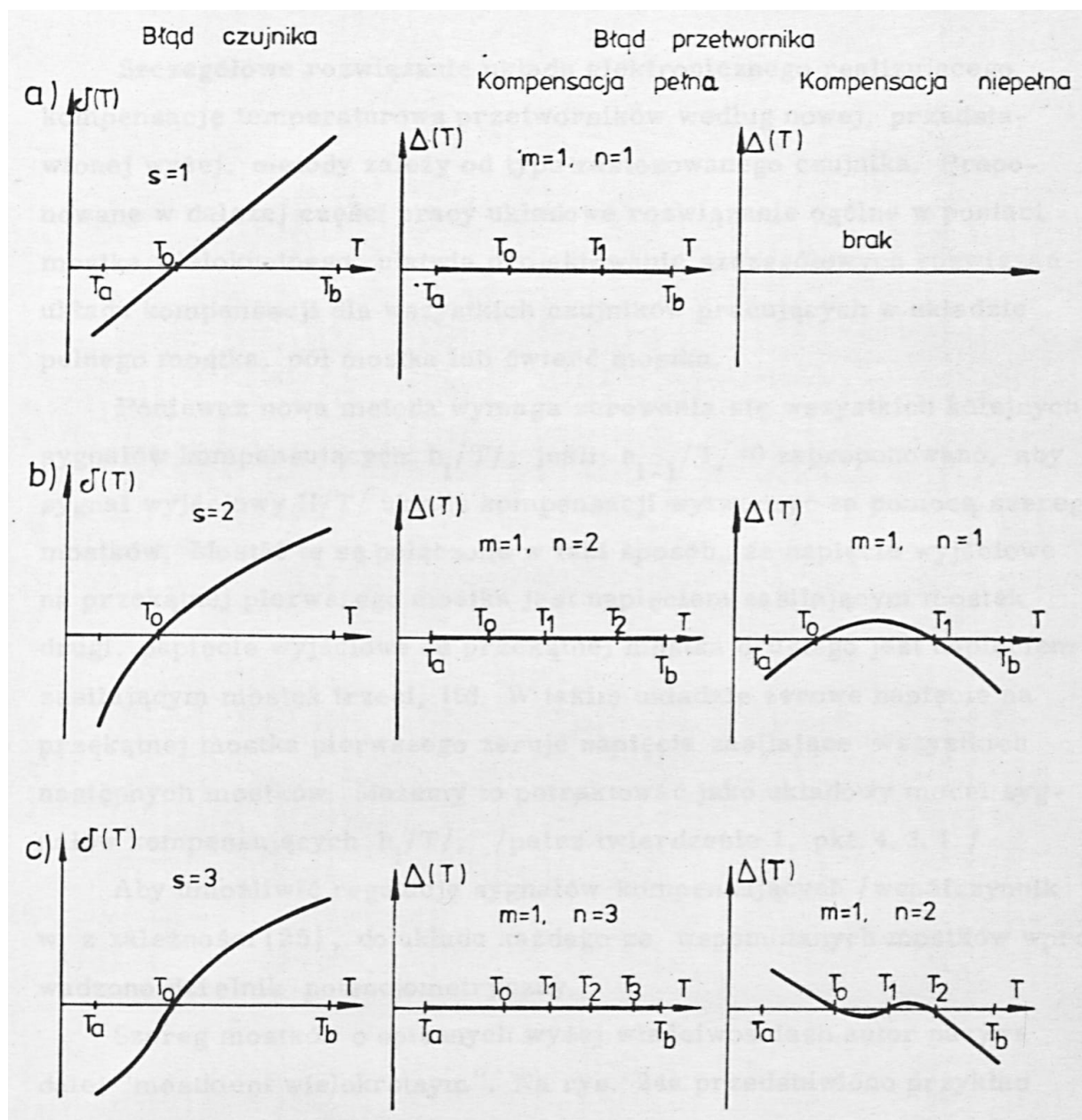
W przedstawionej metodzie zmiany charakterystyki temperaturowej sygnału kompensującego dokonuje się za pomocą zmiany współczynników proporcjonalności niezależnych od temperatury. W zastosowaniu praktycznym metoda kompensacji może polegać na odpowiednim ustawieniu dzielników potencjometrycznych sygnałów kompensujących. Ponieważ na dzielnikach takich występowałby wówczas tylko sygnał rzędu błędów temperaturowych czujnika, a więc mały procent sygnału zakresowego, można by złagodzić wymagania metrologiczne stawiane tym elementom.

Zastosowanie wspomnianych dzielników potencjometrycznych eliminowałoby konieczność magazynowania dużej liczby wartości elementów kompensujących /które potencjalnie mogą być użyte/ lub wykonywanie ich po uzyskaniu informacji o błędach czujników.

Prezentowana metoda może być stosowana we wszelkiego typu przetwornikach pomiarowych wielkości nieelektrycznych spełniających warunki wymienione w p. 4. 1.

Na rys. 23 przedstawiono schematycznie przebieg błędu temperaturowego skompensowanego przetwornika w przypadku kompensacji pełnej i kompensacji niepełnej dla najczęściej spotykanych w praktyce przypadków.

s. 71



Rys. 23. Schematyczny przebieg błędu temperaturowego $\Delta(T)$ skompensowanego przetwornika w przypadku kompensacji pełnej i niepełnej; a. błąd czujnika $\delta(T)$ opisany funkcją liniową; b. błąd czujnika $\delta(T)$ opisany funkcją kwadratową; c. błąd czujnika $\delta(T)$ opisany funkcją sześcienną

5. REALIZACJA PRAKTYCZNA METODY

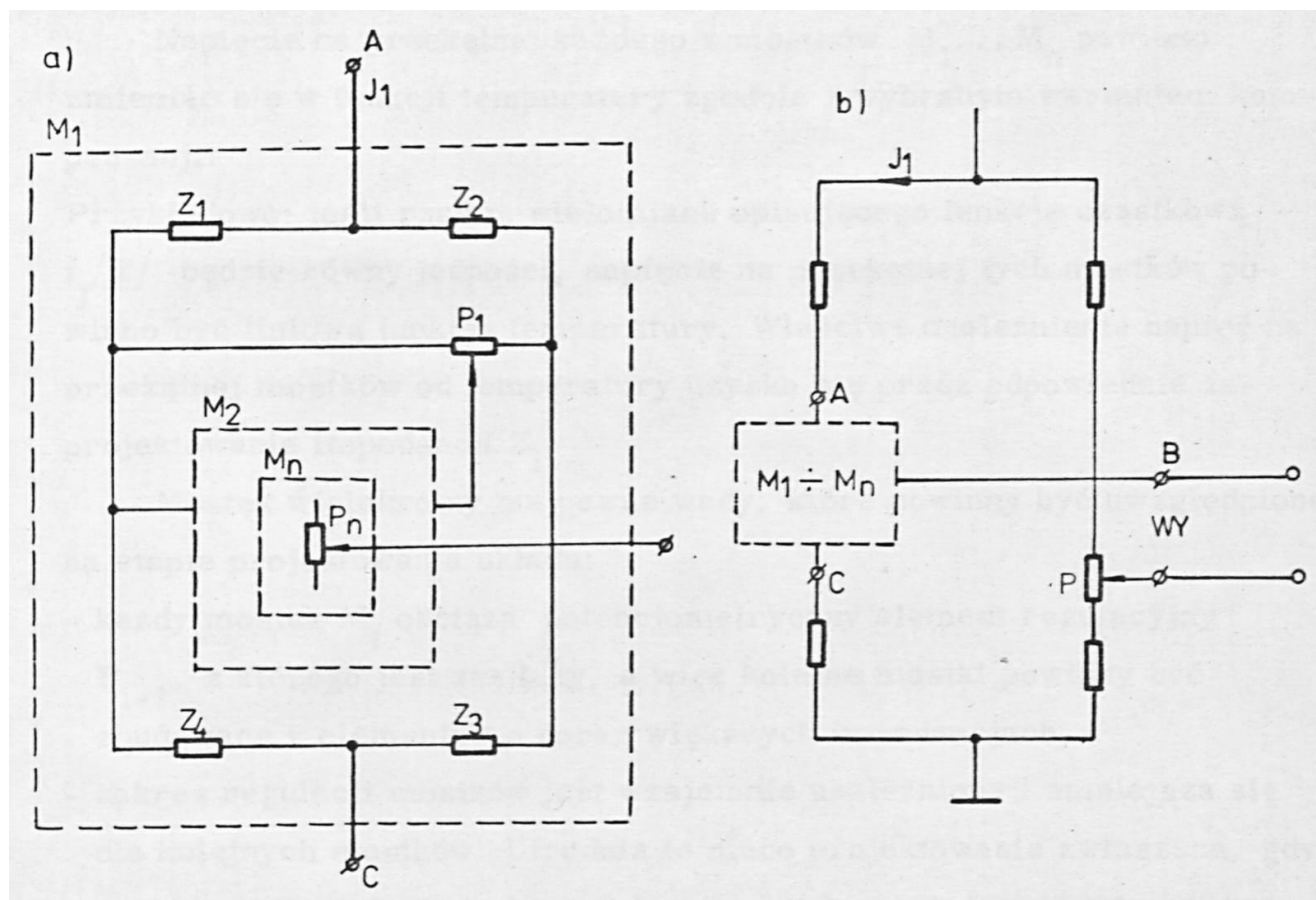
s. 72

Szczegółowe rozwiązanie układu elektronicznego realizującego kompensację temperaturową przetworników według nowej, przedstawionej wyżej, metody zależy od typu zastosowanego czujnika. Proponowane w dalszej części pracy układowe rozwiązanie ogólne w postaci mostka wielokrotnego, ułatwia projektowanie szczegółowych rozwiązań układu kompensacji dla wszystkich czujników pracujących w układzie pełnego mostka, pół mostka lub ćwierć mostka.

Ponieważ nowa metoda wymaga zerowania się wszystkich kolejnych sygnałów kompensujących $h_i(T)$, jeśli $h_{i-1}(T) = 0$ zaproponowano, aby sygnał wyjściowy $H(T)$ układu kompensacji wytworzyć za pomocą szeregu mostków. Mostki te są połączone w taki sposób, że napięcie wyjściowe na przekątnej pierwszego mostka jest napięciem zasilającym mostek drugi, napięcie wyjściowe na przekątnej mostka drugiego jest napięciem zasilającym mostek trzeci, itd. W takim układzie zerowe napięcie na przekątnej mostka pierwszego zeruje napięcia zasilające wszystkich następnych mostków. Możemy to potraktować jako układowy model sygnałów kompensujących $h_i(T)$, /patrz twierdzenie 1, pkt. 4. 3. 1. /.

Aby umożliwić regulację sygnałów kompensujących /współczynnik w_i z zależności (25), do układu każdego ze wspomnianych mostków wprowadzono dzielnik potencjometryczny.

Szereg mostków o opisanych wyżej właściwościach autor nazywa dalej "mostkiem wielokrotnym". Na rys. 24a przedstawiono przykład budowy takiego mostka. Pierwszy mostek M_1 jest zbudowany z czterech impedancji Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 /impedancji częstotliwościowych i, lub temperaturowych/. Na przekątną mostka włączono dzielnik potencjometryczny P_1 . Potencjał na jednej gałęzi tego dzielnika zasilą następny mostek M_2 , zbudowany z analogicznych impedancji. Na przekątną mostka M_2 włączony jest dzielnik potencjometryczny. Potencjał jednej jego gałęzi zasilą mostek M_3 , itd. Z ostatniego mostka M_n wyprowadzono potencjał części przestrajanej dzielnika potencjometrycznego P_n .



Rys. 24. a. Układ ogólny mostka wielokrotnego b. Sposób zasilania mostka

s. 73

Mostek wielokrotny może być włączony np. do jednej gałęzi mostka pomiarowego /zawierającego czujnik/ w sposób pokazany na rys. 24b; w drugiej natomiast gałęzi będzie się znajdował potencjometr P służący do wyzerowania sygnału mostka w temperaturze odniesienia. W kolejnych temperaturach kompensacji napięcie wyjściowe mostka pomiarowego będzie zerowane przez dzielniki potencjometryczne $P_1 \dots P_n$.

Napięcie na przekątnej każdego z mostków $M_1 \dots M_n$ powinno zmieniać się w funkcji temperatury zgodnie z wybranym wariantem kompensacji: Przykładowo: jeśli rząd m wielomianu opisującego funkcję cząstkową $f_j(T)$ będzie równy jedności, napięcie na przekątnej tych mostków powinno być liniową funkcją temperatury. Właściwe uzależnienie napięć na przekątnej mostków od temperatury uzyska się przez odpowiednie zaprojektowanie impedancji Z_i .

Mostek wielokrotny ma pewne wady, które powinny być uwzględnione na etapie projektowania układu:

- każdy mostek M_i obciąża potencjometryczny element regulacyjny P_{i-1} , z którego jest zasilany, a więc kolejne mostki powinny być zbudowane z elementów o coraz większych impedancjach,
- zakres regulacji mostków jest wzajemnie uzależniony i zmniejsza się dla kolejnych mostków. Utrudnia to nieco projektowanie zwłaszcza, gdy całość zasilana jest prądem stałym i zmiana wartości impedancji tworzących mostek zmienia się w funkcji temperatury. Wymagane będzie wówczas stosowanie do obliczeń programu komputerowego,
- prąd wejściowy układu współpracującego z mostkiem wielokrotnym wytwarza spadek napięcia na wyjściowej rezystancji zastępczej mostka. Rezystancja ta zmienia się przy przestrajaniu elementów regulacyjnych $P_1, \dots, P_n$, a więc warunek zerowania się napięć na przekątnych mostków cząstkowych przy zasilaniu mostka pomiarowego napięciem stałym jest funkcją położenia części ruchomej tych elementów. Aby nie dopuścić do takiego uzależnienia, wystarczy zastosować odpowiednio mały prąd obciążenia mostka.

s. 74

Z powodu wymienionych wad krotność mostka jest ograniczona, niemniej jednak uzyskanie krotności 1, 2, 3 nie sprawia większych trudności. Poniżej zostaną omówione: budowa oraz właściwości mostka trójkrotnego a także zagadnienie wzajemnego uzależnienia kompensacji wartości początkowej i końcowej.

5.1. Mostek trójkrotny

Przykładowo rozpatrzmy mostek trójkrotny /rys. 25/. Jest on zbudowany z trzech mostków $Z_1 - Z_4$, $Z_5 - Z_8$, $Z_9 - Z_{12}$. Elementy regulacyjne P_1, P_2, P_3 są odpowiednio włączone na ich przekątnych. Przyjmując oznaczenia z rys. 25, napięcie wyjściowe z mostka określi się zależnością:

$$\frac{u}{e} = a_8 + a_5 \cdot a_7 \cdot (a_9 - a_8) + a_2 \cdot a_4 \cdot a_7 \cdot (a_6 - a_5) \cdot (a_9 - a_8) + a_1 \cdot a_4 \cdot a_7 \cdot (a_3 - a_2) \cdot (a_6 - a_5) \cdot (a_9 - a_8) \quad (61)$$

gdzie

$$e_1 = a_1 \cdot (e_3 - e_2)$$

$$e_2 = a_2 \cdot e_4$$

$$e_3 = a_3 \cdot e_4$$

$$e_4 = a_4 \cdot (e_6 - e_5)$$

$$e_5 = a_5 \cdot e_7$$

$$e_6 = a_6 \cdot e_7$$

$$e_7 = a_7 \cdot (e_9 - e_8)$$

$$e_8 = a_8 \cdot e$$

$$e_9 = a_9 \cdot e$$

przy czym $a_1 \dots a_9$ oznaczają wartości odpowiednich współczynników dzielnikowania. Porównując (61) z (25) zapiszemy

$$f_o(T) = a_5 \cdot (a_9 - a_8) \cdot e$$

s. 75

$$f_1(T) = \frac{a_2}{a_5} \cdot (a_6 - a_5) \cdot e$$

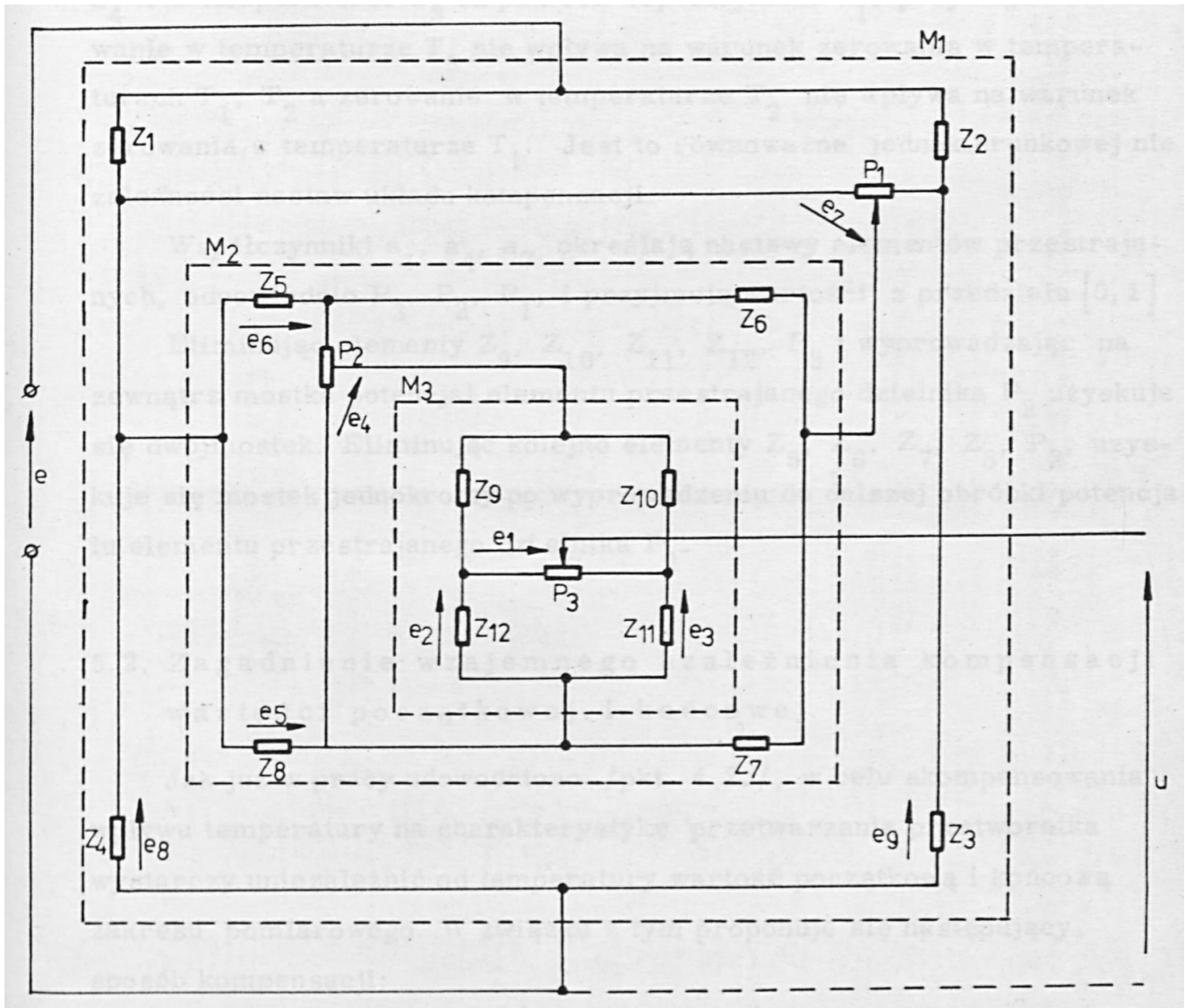
oraz

$$w_o = a_8 \cdot e$$

$$w_1 = a_7$$

$$w_2 = a_4 \cdot a_7$$

$$w_3 = a_1 \cdot a_4 \cdot a_7$$



Rys. 25. Układ ogólny mostka trójkrotnego

s. 76

Projektując układ tak, aby : dla $T = T_o$:

$$a_9 - a_8 = 0$$

dla $T = T_1$:

$$a_6 - a_5 = 0$$

dla $T = T_2$:

$$a_3 - a_2 = 0$$

powstanie możliwość wyzerowania błędu kolejno w temperaturze T_1 za pomocą współczynnika a_7 , w temperaturze T_2 za pomocą współczynnika a_4 i w temperaturze T_3 za pomocą współczynnika a_1 , przy czym zerowanie w temperaturze T_3 nie wpływa na warunek zerowania w temperaturach T_1 , T_2 a zerowanie w temperaturze T_2 nie wpływa na warunek zerowania w temperaturze T_1 . Jest to równoważne jednokierunkowej niezależności nastaw układu kompensacji. Współczynniki a_1 , a_4 , a_7 określają nastawy elementów przestrajanych, odpowiednio P_3 , P_2 , P_1 , i przyjmują wartości z przedziału $[0, 1]$. Eliminując elementy Z_9 , Z_{10} , Z_{11} , Z_{12} , P_3 i wyprowadzając na zewnątrz mostka potencjał elementu przestrajanego dzielnika P_2 uzyskuje się dwójmostek. Eliminując kolejno elementy Z_5 , Z_6 , Z_7 , Z_8 , P_2 , uzyskuje się mostek jednokrotny po wyprowadzeniu do dalszej obróbki potencjału elementu przestrajanego dzielnika P_1 .

5.2. Zagadnienie wzajemnego uzależnienia kompensacji wartości początkowej i końcowej

Jak już w pracy udowodniono /pkt. 4.2./, w celu skompensowania wpływu temperatury na charakterystykę przetwarzania przetwornika wystarczy uniezależnić od temperatury wartość początkową i końcową zakresu pomiarowego. W związku z tym proponuje się następujący sposób kompensacji:

- kompensacja dryftu temperaturowego jednej ze wspomnianych wartości

s. 77

/początkowej lub końcowej/ przez doprowadzenie do zera napięcia na przekątnej mostka pomiarowego. Zerowanie w temperaturze odniesienia byłoby realizowane przez elementy umieszczone w jednej gałęzi mostka, natomiast zerowanie w temperaturach kompensacji

- za pomocą mostka wielokrotnego włączonego do drugiej gałęzi mostka /rys. 24b/.
- kompensacja dryftu temperaturowego drugiej ze wspomnianych wartości /początkowej lub końcowej/ byłaby przeprowadzona przez uzależnienie od temperatury napięcia lub prądu zasilającego mostek pomiarowy. Wartość tego napięcia lub prądu byłaby regulowana za pomocą sygnału z analogicznego mostka wielokrotnego. Ponieważ wartość sygnału wyjściowego mostka pomiarowego jest proporcjonalna do wartości napięcia zasilającego, a napięcie to jest wykorzystane do kompensacji wartości końcowej zakresu pomiarowego, wartość początkowa sygnału wyjściowego mostka poza temperaturami kompensacji jest uzależniona od zmian napięcia zasilającego. Jeżeli oznaczymy przez $\Delta_1(T)$ zależność określającą zmiany napięcia e zasilającego mostek pomiarowy, niezbędne dla kompensacji błędu wartości zakresu odpowiadającej rozstrojeniu mostka /np. wartości zakresowej/:

$$e = e_o \cdot [1 + \Delta_1(T)] \quad (62)$$

gdzie e_o - wartość napięcia zasilającego mostek w temperaturze odniesienia T_o to błąd $\Delta'(T)$ wartości odpowiadającej zrównoważeniu mostka /np. wartości zera/ będzie opisany zależnością

$$\Delta'(T) = \Delta(T) \cdot [1 + \Delta_1(T)] \quad (63)$$

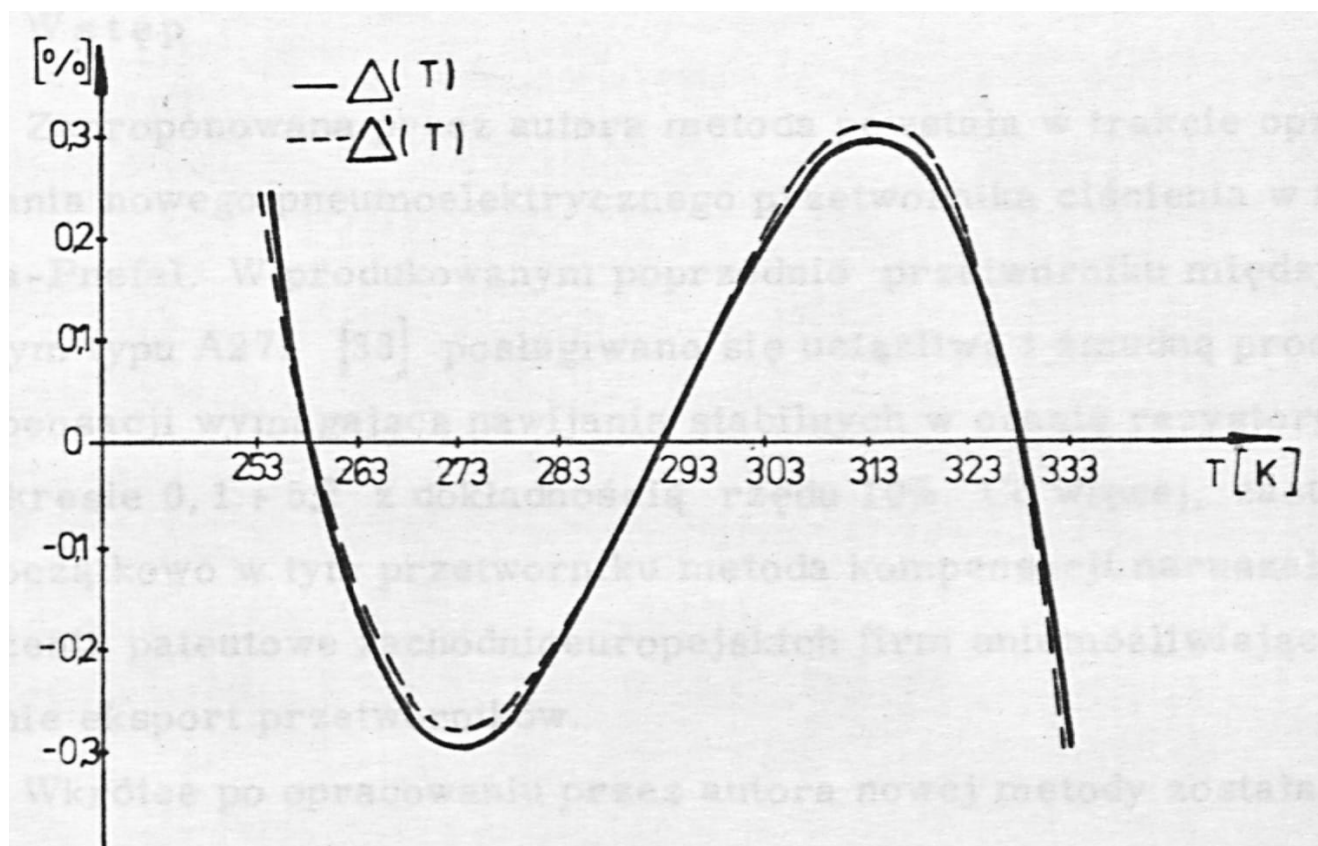
Przykład 5

Rozpatrując przykład 4 dla $T_o = 293K$, $T_1 = 258K$, $T_2 = 328K$ i $\Delta_1(T) = 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (T - 293)$ /tzn. dryft zakresu -2,5%/10K/ uzyskamy wykorzystując zależność (63) :

$$\Delta'(T) = -1,8 \cdot 10^{-5} \cdot (T - 293) \cdot (T - 288) \cdot (T - 218) \cdot [1 + 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (T - 293)]$$

s. 78

Interpretację geometryczną podano na rys. 26. Wpływ zmian napięcia zasilającego jest niewielki, gdyż wyraża się małą drugiego rzędu.



Rys. 26. Przykładowy dryft temperaturowy zera przetwornika $\Delta(T)$ oraz zmiana tego dryftu pod wpływem wprowadzenia kompensacji zakresu.

6. ZASTOSOWANIE NOWEJ METODY KOMPENSACJI W PIEZOREZYSTANCYJNYM PRZETWORNIKU CIŚNIENIA

s. 79

6.1. Wstęp

Zaproponowana przez autora metoda powstała w trakcie opracowywania nowego pneumoelektrycznego przetwornika ciśnienia w OBRAP Mera-Pnefal. W produkowanym poprzednio przetworniku międzysystemowym typu A271 [33] posługiwano się uciążliwą i żmudną procedurą kompensacji wymagającą nawijania stabilnych w czasie rezystorów w zakresie $0,1 \div 5\Omega$ z dokładnością rzędu 10%. Co więcej, zastosowana początkowo w tym przetworniku metoda kompensacji naruszała zastrzeżenia patentowe zachodnioeuropejskich firm uniemożliwiając praktycznie eksport przetworników. Wkrótce po opracowaniu przez autora nowej metody została ona sprawdzona w pneumoelektrycznym przetworniku ciśnienia typu A272, a następnie, po pozytywnych wynikach badań prototypów, decyzją Rady Technicznej wdrożona do produkcji seryjnej w Mera-Pnefal. W 1978 roku przewiduje się wykonanie serii 1000 sztuk tych przetworników. W dalszej części pracy przedstawione zostaną wymagane parametry przetwornika, budowa i właściwości czujnika ciśnienia, szkic projektowy ciekawszych węzłów przetwornika związanych z układem kompensacji temperaturowej i wreszcie niektóre wyniki badań prototypów przetwornika pneumoelektrycznego przeprowadzonych przez Laboratorium Badań Wyrobów Działu Kontroli Jakości Przedsiębiorstwa Automatyki Przemysłowej Mera-Pnefal oraz przez Ośrodek Badawczo Rozwojowy Automatyki Przemysłowej Mera-Pnefal.

6.2. Wymagane parametry metrologiczne przetwornika.

a. Budowa przetwornika powinna być oparta na czujniku omówionym w punkcie 6.3. b. sygnał wejściowy $20 \div 100$ kPa c. sygnał wyjściowy: jeden z wymienionych zależnie od wyboru zamawiającego

s. 80

0 - 5 mA

0 - 20 mA

0 - 50 mA

4 - 20 mA

10 - 50 mA

1 - 5 V

0 - 10 V d. charakterystyka przetwarzania - liniowa e. błąd podstawowy 0,4% f. zakres temperatur pracy: wykonanie podstawowe 273K do 333K wykonanie specjalne 253K do 333K g. napięcie zasilające $25\text{ V } \begin{smallmatrix} +0,5V \\ -1,5V \end{smallmatrix}$ o wspólnej szynie ujemnej

6.3. Czujnik

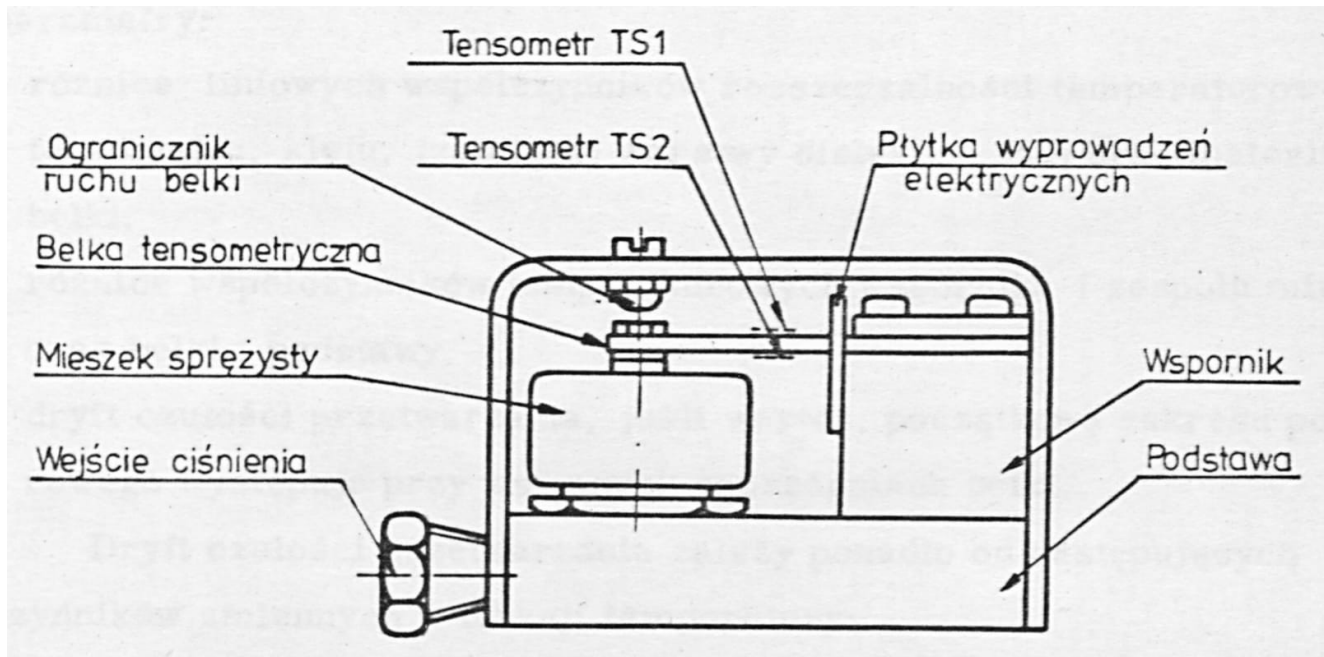
6.3.1. Budowa

Czujnik ciśnienia jest zbudowany w oparciu o tensometry krzemowe. Ciśnienie wejściowe przetwarzane jest za pomocą zespołu mieszka /rys. 27/ na siłę wytwarzającą naprężenia w belce tensometrycznej. Belka jest z jednej strony sztywno umocowana, z drugiej natomiast sprężona z zespołem mieszka. Na belce tensometrycznej są naklejone dwa tensometry krzemowe, po jednym z każdej strony. W wyniku działania ciśnienia wejściowego belka ta ugina się, co powoduje powstanie naprężeń ściskających w górnym tensometrze Ts2 i naprężeń rozciągających w dolnym tensometrze Ts1, w wyniku czego otrzymuje się zwiększenie wartości rezystancji /o ok. 5%/ tensometru Ts1 i zmniejszenie wartości rezystancji tensometru Ts2. Przed przeciążeniem belki chroni ogranicznik ruchu belki.

Końcówki tensometrów są lutowane do płytki wyprowadzeń, skąd przewodami doprowadza się następnie sygnał czujnika do elektronicznego

s. 82

układu przetwarzającego.



Rys. 27. Budowa czujnika ciśnienia

Podstawowymi danymi technicznymi czujnika są: a. rezystancja początkowa tensometrów w temperaturze 293K, przy ciśnieniu atmosferycznym - $110\Omega \pm 11\Omega$, b. rozrzut rezystancji tensometrów na jednej belce pomiarowej 0...5 Ω , przy czym większą rezystancję ma tensometr rozciągany, c. zakresowa zmiana rezystancji tensometrów /przy zmianie ciśnienia od 20 kPa do 100 kPa/ - $5,6\Omega \div 7,6\Omega$.

6. 3. 2. Źródła błędów temperaturowych.

Podstawowym źródłem błędów temperaturowych czujnika są tensometry. Zarówno rezystancja początkowa, jak i czułość przetwarzania tensometrów zmieniają się silnie z temperaturą. Zmianę rezystancji początkowej przy ciśnieniu atmosferycznym /bez naprężeń/ w funkcji temperatury dla zastosowanych tensometrów ma charakter krzywej drugiego rzędu. Czułość przetwarzania określa zależność:

$$\frac{\Delta R}{R} = c_1 \epsilon + c_2 \epsilon^2$$

s. 83

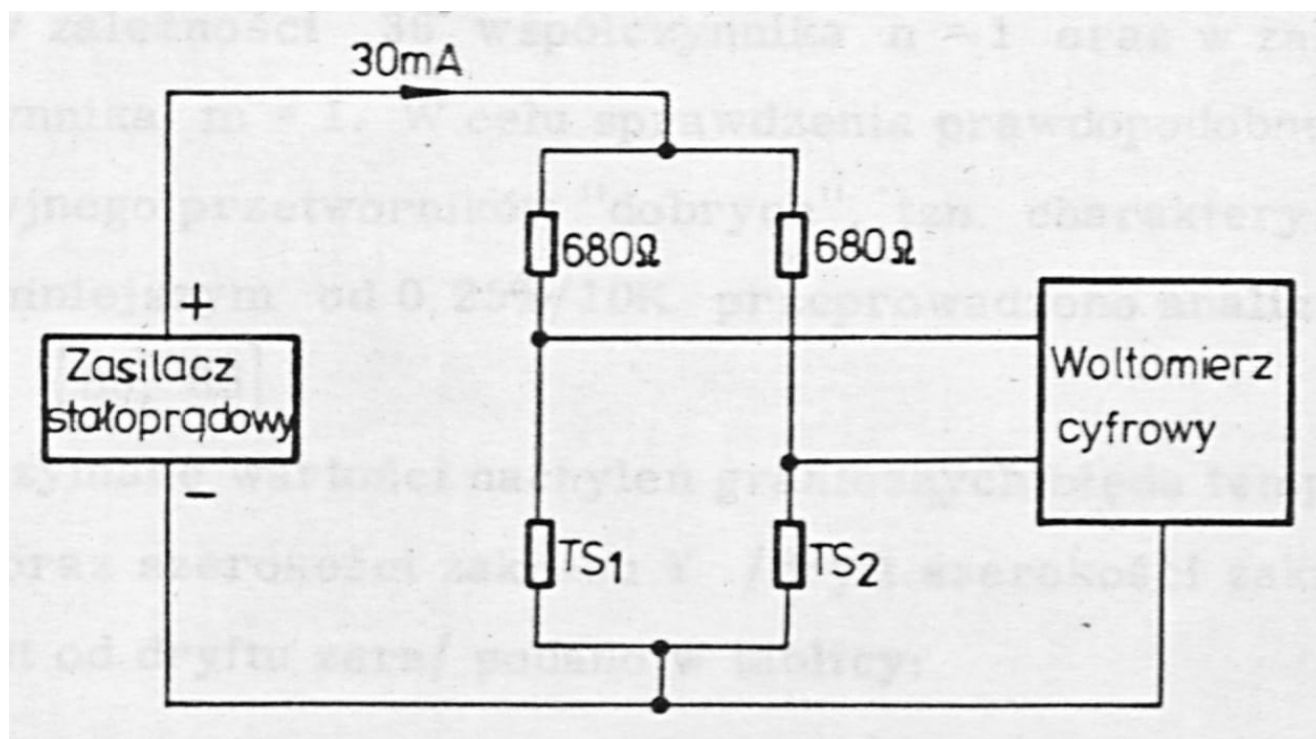
gdzie: c_1, c_2 - stałe

Dodatkowy wpływ na dryft wartości początkowej mają następujące parametry:

- różnice liniowych współczynników rozszerzalności temperaturowej tensometru, kleju, izolującej warstwy dielektrycznej oraz materiału belki,
- różnice współczynników temperaturowych wspornika i zespołu mieszka oraz belki i podstawy,
- dryft czułości przetwarzania, jeśli wartość; początkowa zakresu pomiarowego występuje przy wstępnych naprężeniach belki. Dryft czułości przetwarzania zależy ponadto od następujących czynników zmiennych w funkcji temperatury:
- czynnej powierzchni mieszka oraz jego podatności
- modułu Younga belki tensometrycznej
- grubości warstw izolujących tensometry od belki.

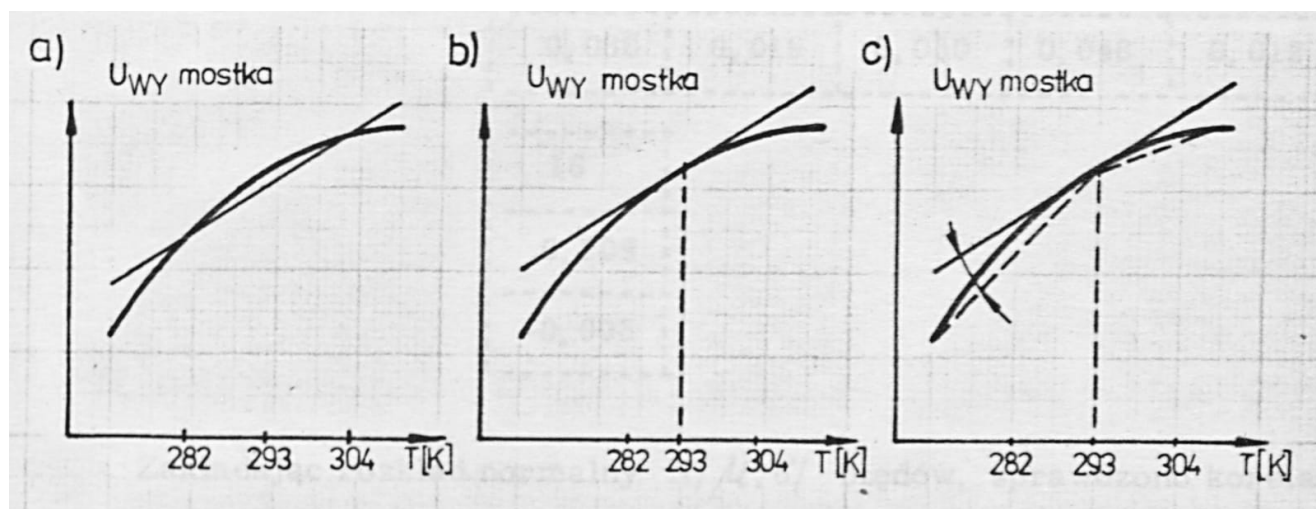
6.3.3. Dobór parametrów układu kompensacji temperaturowej

W celu uzyskania informacji o błędach temperaturowych czujnika przeprowadzono badania temperaturowo-ciśnieniowe 16 czujników ciśnienia w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 28. Badania przeprowadzono w zakresie temperatur od 253K do 333K, co 20K. W każdej z tych temperatur przeprowadzano pomiar charakterystyki statycznej przy pięciu ciśnieniach wejściowych. Pomiaru ciśnienia wejściowego dokonywano manometrem cyfrowym firmy Ashcroft z dokładnością $\pm 0,05\%$ na zakresie pomiarowym 200 kPa. Sygnał wyjściowy czujnika odczytywano na woltomierzu cyfrowym Hewlett-Packard 3490A, z dokładnością $\pm 0,03\%$. Po analizie wyników pomiarów stwierdzono, że dryft temperaturowy nieliniowości utrzymuje się na poziomie 0,007%/10K, a więc kompensacja temperaturowa tego parametru jest zbędna. Zastosowano następującą procedurę określenia błędów temperaturowych zera:



Rys. 28. Układ do pomiaru charakterystyki czujnika

a. dla każdego z tych parametrów poprowadzono prostą przecinającą wykres błędu czujnika w temperaturach 278K /odniesienia/ i 308K /pierwszej kompensacji/, /rys. 29a/; b. prostą przesuwano równolegle, tak aby przecinała wykres błędu czujnika w temperaturze 293K /rys. 29b/; c. wyszukiwano maksymalne nachylenie błędu w stosunku do tej prostej, określając błąd graniczny według PN-74/M-42020 /patrz pkt. 2, rys. 2b. /



Rys. 29. Procedura określania błędów temperaturowych zera i zakresu

Zastosowana procedura kompensacji była równoważna z przyjęciem w zależności 36 współczynnika $n = 1$ oraz w zależności 39 współczynnika $m = 1$. W celu sprawdzenia prawdopodobnego "uzysku" produkcyjnego przetworników "dobrych", tzn. charakteryzujących się błędem mniejszym od 0,25%/10K przeprowadzono analizę statystyczną. wyników [83, 85] .

Otrzymane wartości nachyleń granicznych błędu temperaturowego zera X oraz szerokości zakresu Y /dryft szerokości zakresu niezależny jest od dryftu zera/ podano w tablicy:

Nr czujnika		1	2	3	4	5
X	%/10K	0,181	0,110	0,176	0,051	0,083

Nr czujnika		1	2	3	4	5
Y	%/10K	0,081	-0,033	0,013	0,074	-0,027

6	7	8	9	10
0,137	0,153	0,181	0,140	0,112
0,039	0,065	0,052	0,080	-0,015

11	12	13	14	15
0,175	0,183	0,144	0,134	0,192
0,086	0,019	0,050	0,048	0,012

16
0,209
-0,005

Zakładając rozkład normalny $N(\mu, \sigma)$ błędów, sprawdzono korelację pomiędzy dryftem temperaturowym zera i szerokości zakresu. Średnie błędy z próby $\bar{X}$ i $\bar{Y}$ wynoszą

s. 86

$$\bar{X} = 0,148,$$

$$\bar{Y} = 0,034$$

natomiast odchylenia standardowe z próby S_x i S_y :

$$S_x = 0,0414$$

$$S_y = 0,0381$$

Współczynnik korelacji r_{xy} jest określony następująco:

$$r_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{X_i - \bar{X}}{S_x} \frac{Y_i - \bar{Y}}{S_y}$$

gdzie: n - liczba czujników X_i - wartość dryftu zera i-tego czujnika Y_i - wartość dryftu szerokości zakresu i-tego czujnika

Dla wartości błędów z tablicy 1 otrzymujemy $r_{x,y} = 0,0162$. Uwzględniając $n = 16$ oraz zakładając poziom ufności 0,95, uzyskuje się przedział ufności dla nieznannej wartości rzeczywistej współczynnika korelacji $[-0,38, +0,6]$.

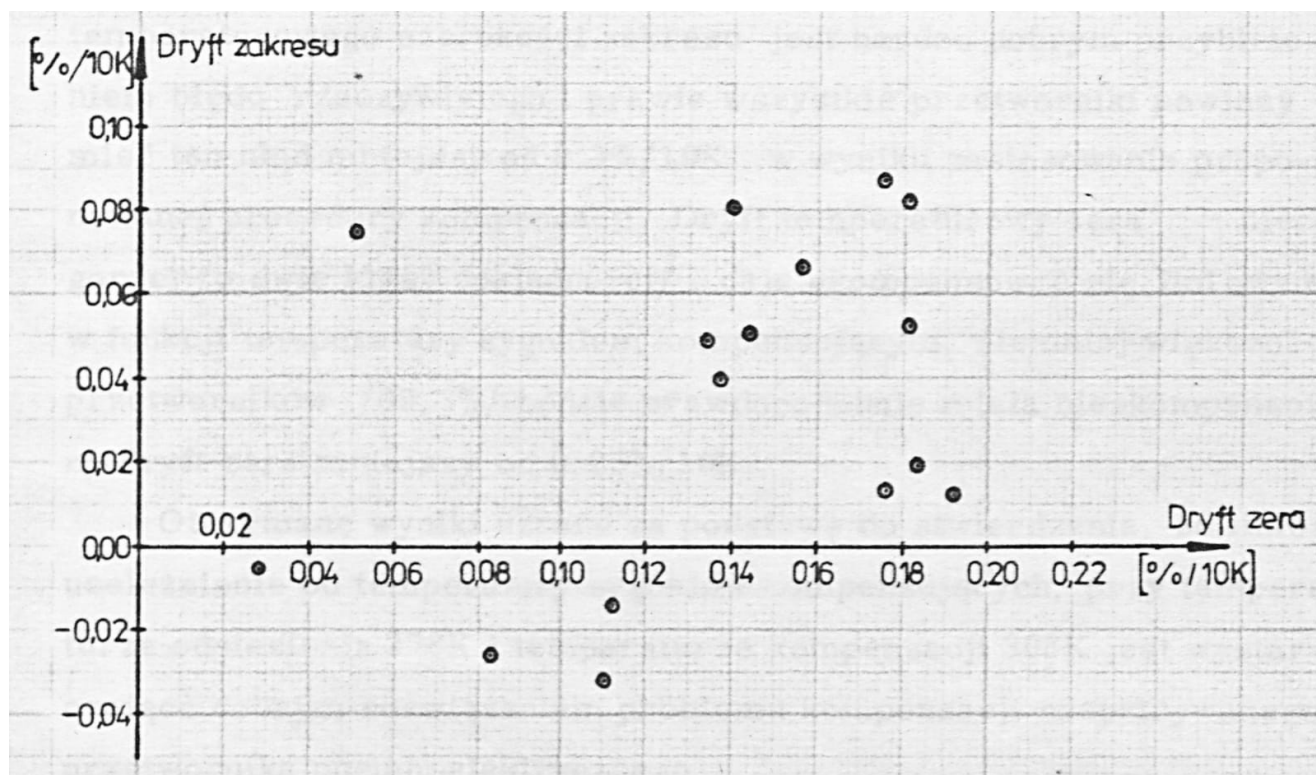
Obliczając wartość krytyczną współczynnika korelacji [85] otrzymamy

$$r_k = 0,4973$$

Zaobserwowana w próbnej partii czujników wartość współczynnika korelacji określona jego przedziałem ufności jest większa od wartości krytycznej, nie ma więc podstaw do odrzucenia hipotezy, iż dryft zera i dryft szerokości zakresu są ze sobą skorelowane. Ponieważ jednak otrzymana wartość współczynnika korelacji jest mała nie można jej wykorzystywać jako dodatkowej informacji o błędzie czujnika zgodnie z punktem 4.3.3.

Obserwacja rozrzutu dryftów granicznych zera i szerokości zakresu /rys. 30/ potwierdza ten wniosek.

s. 87



Rys. 30. Rozrzut dryftów temperaturowych zera /X/ i szerokości zakresu /Y/ dla 16 czujników ciśnienia

Uwzględniając otrzymane wartości średnich błędów granicznych $\bar{X}$ i $\bar{Y}$ oraz odchyłki standardowych z próby możemy określić ilościowo skutki zastosowania zaproponowanej procedury kompensacji temperaturowej. Możemy mianowicie obliczyć prawdopodobieństwo uzyskania przetworników o nieskompensowanym błędzie mniejszym od: 0,05%/10K, 0,1%/10K, 0,16%/10K oraz 0,25%/10K. Wyniki przedstawiono w tablicy 2.

Tablica 2

A	0,05	0,1	0,16	0,25	%/10K
P/X A/	0,8	12,3	65,2	99,3	%
P/Y A/	68,8	97,7	99,997	1	

s. 88

Z powyższych danych wynika, iż liniowa aproksymacja dryftu temperaturowego szerokości zakresu jest bardzo dobrym przybliżeniem błędu rzeczywistego i prawie wszystkie przetworniki powinny mieć ten błąd mniejszy od 0,1%/10K w wyniku zastosowania proponowanej procedury kompensacji. Dryft temperaturowy zera nieco gorzej /o dwie klasy dokładności/ daje skompensować się liniowym w funkcji temperatury sygnałem kompensującym, niemniej większość przetworników /99,3%/ będzie prawdopodobnie miała nieskompensowany dryft zera mniejszy od 0,25%/10K.

Otrzymane wyniki uznano za podstawę do stwierdzenia, że liniowe uzeleźnienie od temperatury sygnałów kompensujących, przy temperaturze odniesienia 278K i temperaturze kompensacji 308K jest wystarczająco dobrym rozwiązaniem problemu kompensacji rozpatrywanego przetwornika pneumoelektrycznego.

6.4. Układ elektroniczny przetwornika

6.4.1. Układ blokowy

Układ blokowy wybranego przez autora rozwiązania układu przetwornika [87] przedstawiono na rys. 31. Przetwornik zbudowany jest z sześciu głównych zespołów

- mostka pomiarowego MP
- mostka jednokrotnego MK_1 kompensacji temperaturowej wartości początkowej zakresu
- układu W przetwarzającego różnicę napięć na prąd wyjściowy
- źródła prądowego I
- mostka jednokrotnego MK_2 kompensacji temperaturowej wartości końcowej /szerokości/ zakresu

- zasilacza stabilizowanego

Mostek pomiarowy umożliwia przekształcenie zmiany rezystancji tensometrów TS na zmianę napięcia na przekątnej mostka. Jednocześnie w wyniku różnicowego włączenia tensometrów realizowana jest wstępna kompensacja wpływu temperatury. Ponadto układ umożliwia wyzerowanie napięcia na przekątnej mostka przy wartości początkowej zakresu oraz

s. 89

dodanie do sygnału napięciowego z tensometrów napięcia generatora sygnału kompensacji temperaturowej zera w postaci mostka jednokrotnego MK_1 .

Mostek jednokrotny MK_1 umożliwia wyzerowanie mostka pomiarowego w temperaturze odniesienia niezależnie od nastawy potencjometru P_4 ponieważ na potencjometrze tym, włączonym na przekątną mostka kompensacji MK_1 , występuje w temperaturze odniesienia zerowe napięcie. W temperaturze kompensacji na potencjometrze P_4 wytwarzane zostaje napięcie, z którego część, ustalana położeniem suwaka potencjometru, wykorzystywana jest do ponownego wyzerowania mostka pomiarowego, a więc do kompensacji dryftu temperaturowego wartości początkowej zakresu.

Mostek pomiarowy zasilany jest źródłem prądowym I. Wydajność prądowa tego źródła sterowana jest potencjałem suwaka potencjometru P_1 umieszczonym na przekątnej mostka jednokrotnego MK_2 . W temperaturze odniesienia na potencjometrze tym jest zerowe napięcie i wydajność prądowa ustalona jest wartością potencjału końcówek potencjometru, niezależnie od położenia jego suwaka. W temperaturze pierwszej kompensacji na potencjometrze wytwarzane jest pewne napięcie, w związku z tym zmiana położenia suwaka potencjometru zmienia wartość prądu zasilającego mostek pomiarowy, co wykorzystuje się do kompensacji błędu temperaturowego wartości końcowej zakresu pomiarowego.

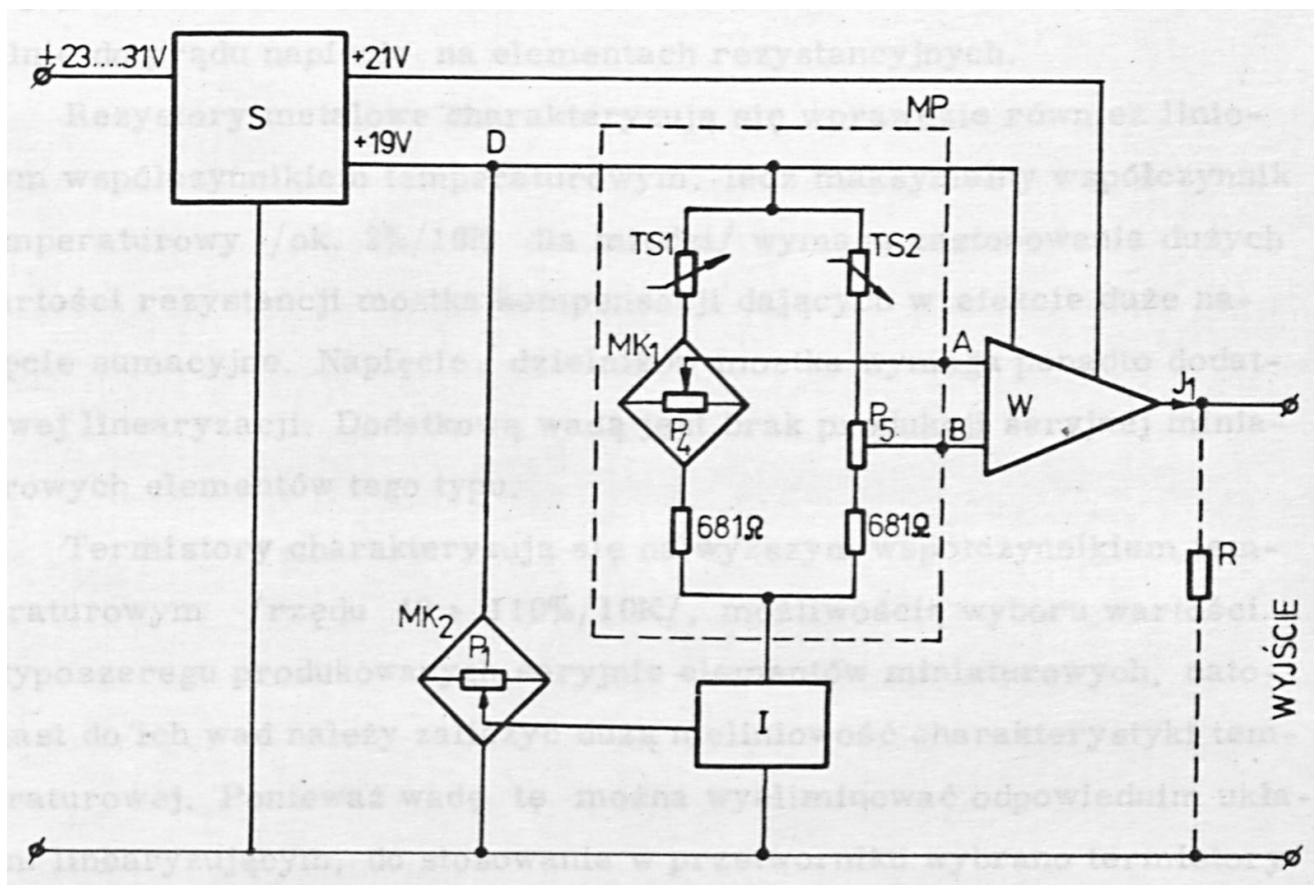
Różnicowy sygnał z przekątnej mostka pomiarowego MP przetwarzany jest układem W, o regulowanej wartości współczynnika przetwarzania, na prąd wyjściowy I_1 . Dla wytworzenia napięciowego sygnału wyjściowego przetwornika służy rezystor R bocznikujący zaciski wyjściowe.

Stabilizator S dostarcza dwóch napięć zasilających:

- wewnętrznego zasilającego napięcia odniesienia +19 V
- napięcia pomocniczego do zasilania układu przetwornika +21 V

Całość układu zasilana jest pojedynczym napięciem o wartości znamionowej 25 V.

s. 90



Rys. 31. Schemat blokowy układu elektronicznego przetwornika.

6. 4. 2. Wybór czujników próbkujących temperaturę

Jako czujniki próbkujące temperaturę rozważano następujące elementy:

- diody
- tranzystory
- rezystory metalowe
- termistory

Diody i tranzystory charakteryzują się zarówno dużym współczynnikiem temperaturowym napięcia przewodzenia lub baza - emiter /ok. 3%/10K/, jak też wysoce liniową zmianą tego napięcia w szerokim zakresie temperatur. Do podstawowych wad tych elementów należy zaliczyć duży rozrzut wartości tego napięcia w przypadku stosowania elementów dyskretnych, rzędu sygnału zakresowego czujnika. Ponadto zastosowanie ich zwiększyłoby napięcie sumacyjne czujnika o kilkaset

s. 91

miliwoltów. Dodatkowym argumentem, który wpłynął na odrzucenie tych elementów jest fakt, że jeśli w przypadku równowagi mostka zmieniałby się prąd zasilający, powodowałoby to rozstrojenie mostka ze względu na stabilizujące charakterystyki tych elementów oraz proporcjonalnie do prądu napięcie na elementach rezystancyjnych.

Rezystory metalowe charakteryzują się wprawdzie również liniowym współczynnikiem temperaturowym, lecz maksymalny współczynnik temperaturowy /ok. 2%/10K dla miedzi/ wymaga zastosowania dużych wartości rezystancji mostka kompensacji dających w efekcie duże napięcie sumacyjne. Napięcie dzielników mostka wymaga ponadto dodatkowej linearyzacji. Dodatkową wadą jest brak produkcji seryjnej miniaturowych elementów tego typu.

Termistory charakteryzują się najwyższym współczynnikiem temperaturowym /rzędu 40 ÷ 110%/10K/, możliwością wyboru wartości z typoszeregu produkowanych seryjnie elementów miniaturowych, natomiast do ich wad należy zaliczyć dużą nieliniowość charakterystyki temperaturowej. Ponieważ wadę tę można wyeliminować odpowiednim układem linearyzującym, do stosowania w przetworniku wybrano termistory. W dalszej części pracy przedstawiono układy linearyzujące charakterystyki termistorów.

s. 92

6.4.3. Optymalizacja charakterystyk mostka kompensującego dryft zera

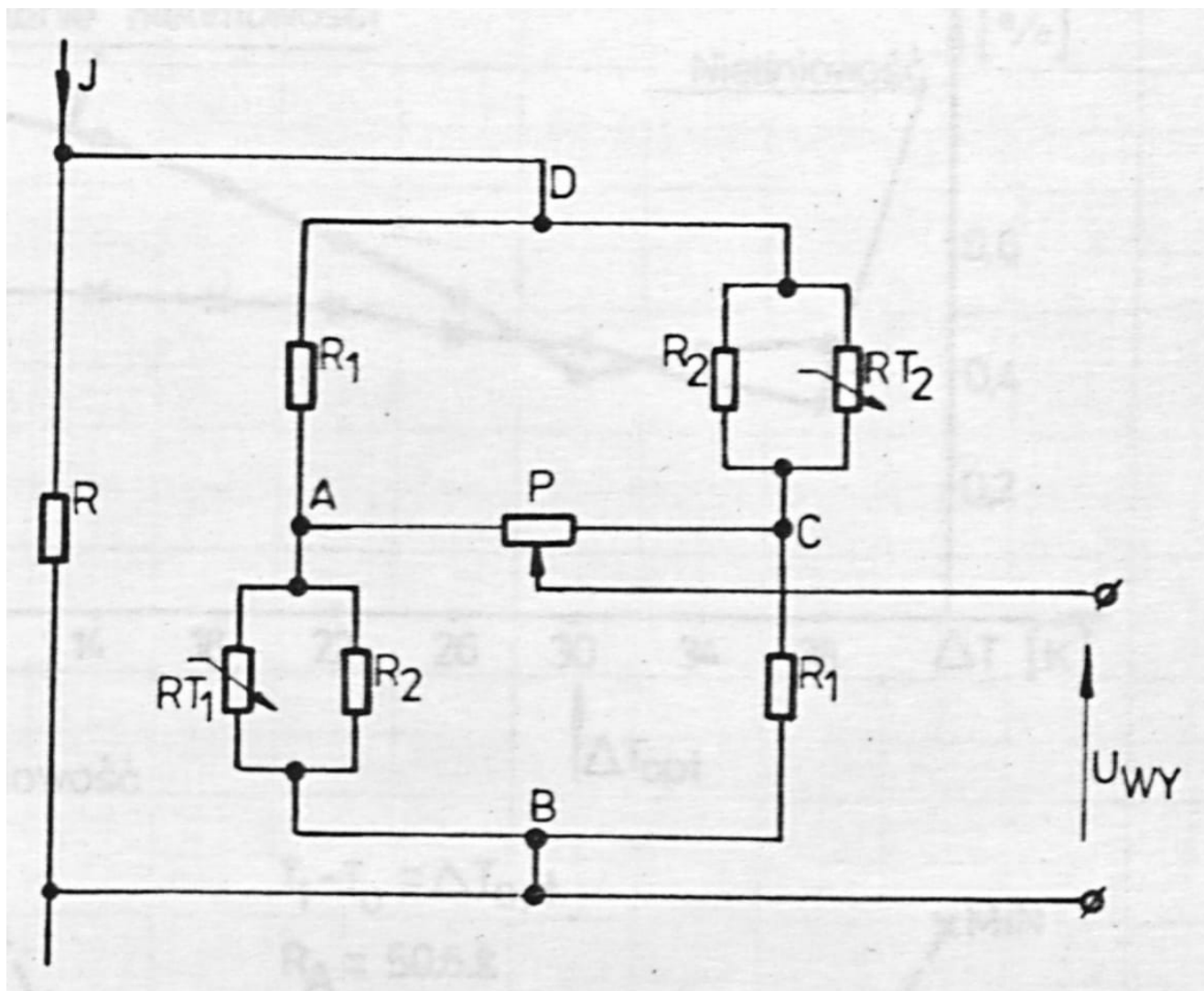
Układ mostka kompensującego dryft temperaturowy zera powinien zapewnić liniową zmianę napięcia przy zmianach temperatury, regulowaną w zakresie od $-8\%/80\text{K}$ do $+8\%/80\text{K}$. Postanowiono sprawdzić układ jednotermistorowego dzielnika napięciowego pod kątem możliwości uzyskania odpowiednio liniowego w funkcji temperatury napięcia na gałęziach mostka /rys. 32/. Mostek jest zbudowany z dwóch takich dzielników włączonych przeciwnie. W wyniku tego napięcie U_{AB} maleje, natomiast napięcie U_{CB} rośnie z temperaturą.

Celem zmniejszenia wpływu zmian rezystancji mostka na napięcie U_{DB} przy zasilaniu prądowym wprowadzono rezystor bocznikujący R .

Do linearyzacji napięć U_{AB} i U_{CB} w funkcji temperatury wykorzystano nieliniową zależność określającą wartość rezystancji wypadkowej rezystora R_2 i termistora RT , połączonych równolegle oraz nieliniową zależność określającą współczynnik dzielnikowania dzielnika rezystancyjnego $R_1 - R_2/RT$.

Optymalne wartości rezystorów R_1 , R_2 obliczono za pomocą programu komputerowego. Obliczenia przeprowadzono dla 8 par temperatur /temperatura odniesienia T_o - temperatura kompensacji T_1 / rozpoczynając od $288\text{K} - 298\text{K}$ i kończąc na $274\text{K} - 312\text{K}$, przy czym w każdym kolejnym kroku zmieniano obie temperatury jednocześnie o 2K . Optymalizacja polegała na minimalizacji nachylenia nieliniowości dzielnika w odniesieniu do temperatury 293K .

Zastosowano tu termistor typu NTC110 o rezystancji znamionowej 47Ω w temperaturze 298K . Charakterystyki termistorów określono doświadczalnie mierząc wartości rezystancji w zakresie temperatur $253\text{K} \div 333\text{K}$ co 20K . Stwierdzono brak zgodności rezystancji termistorów w mierzonym zakresie temperatur z ogólnie przyjmowaną aproksymacją $RT = A \exp(B/T)$. Ponieważ aproksymacja ta była jednak wystarczająco dokładna w przedziale 20K , dla określenia rezystancji termistorów w temperaturach kompensacji T_1 i temperaturach odniesienia T_o wykorzystywano powyższą zależność, wyznaczając stałe A i B na pod-



Rys. 32. Układ mostka MK₁ kompensującego dryft zera

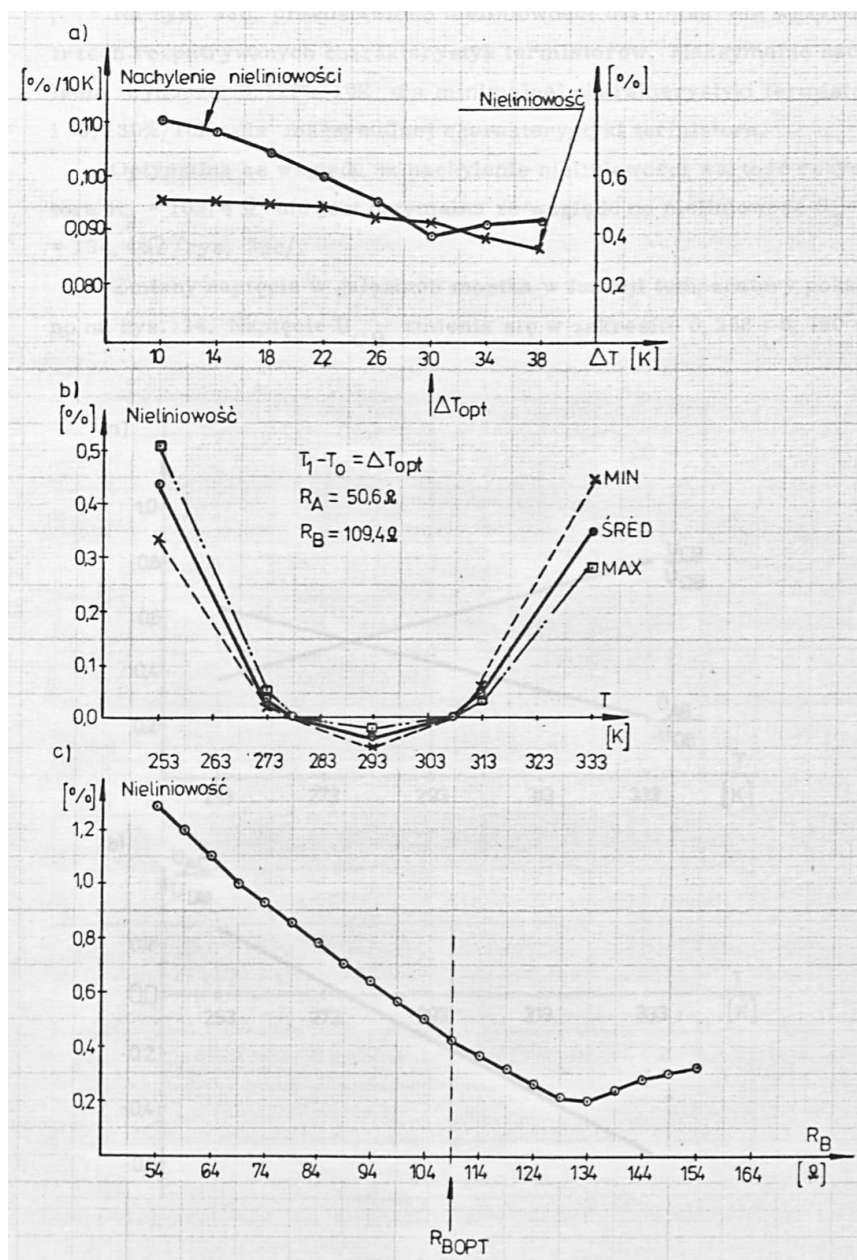
stawie wartości rezystancji termistora w temperaturach sąsiednich.

Na podstawie wyników pomiarów 6 termistorów określono charakterystykę średnią i dla tej charakterystyki przeprowadzono optymalizację, a następnie sprawdzano nieliniowość w funkcji temperatury dla charakterystyki średniej oraz dla skrajnych charakterystyk termistorów, czyli charakterystyki maksymalnej i minimalnej.

Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 33. Minimalną wartość nachylenia M równą $0,089\%/10K$ uzyskiwano dla pary temperatur $T_o = 278K$, $T_1 = 308K$ /rys. 33a./ Najmniejszą wartość nieliniowości /różnicy D / uzyskiwano dla pary temperatur $274K - 312K$.

Ponieważ zgodnie z PN-74/M-42020 ocenia się nachylenie błędu, zdecydowano się na wybór temperatury odniesienia $T_o = 278K$ oraz temperatury kompensacji $T_1 = 308K$.

Przy tych temperaturach optymalne wartości rezystorów $R_1 = 50,6\Omega$ i $R_2 = 109,4\Omega$ zapewniają zmianę współczynnika dzielnikowania o $42,2\%$ przy zmianie temperatur od $253 K$ do $333K$.



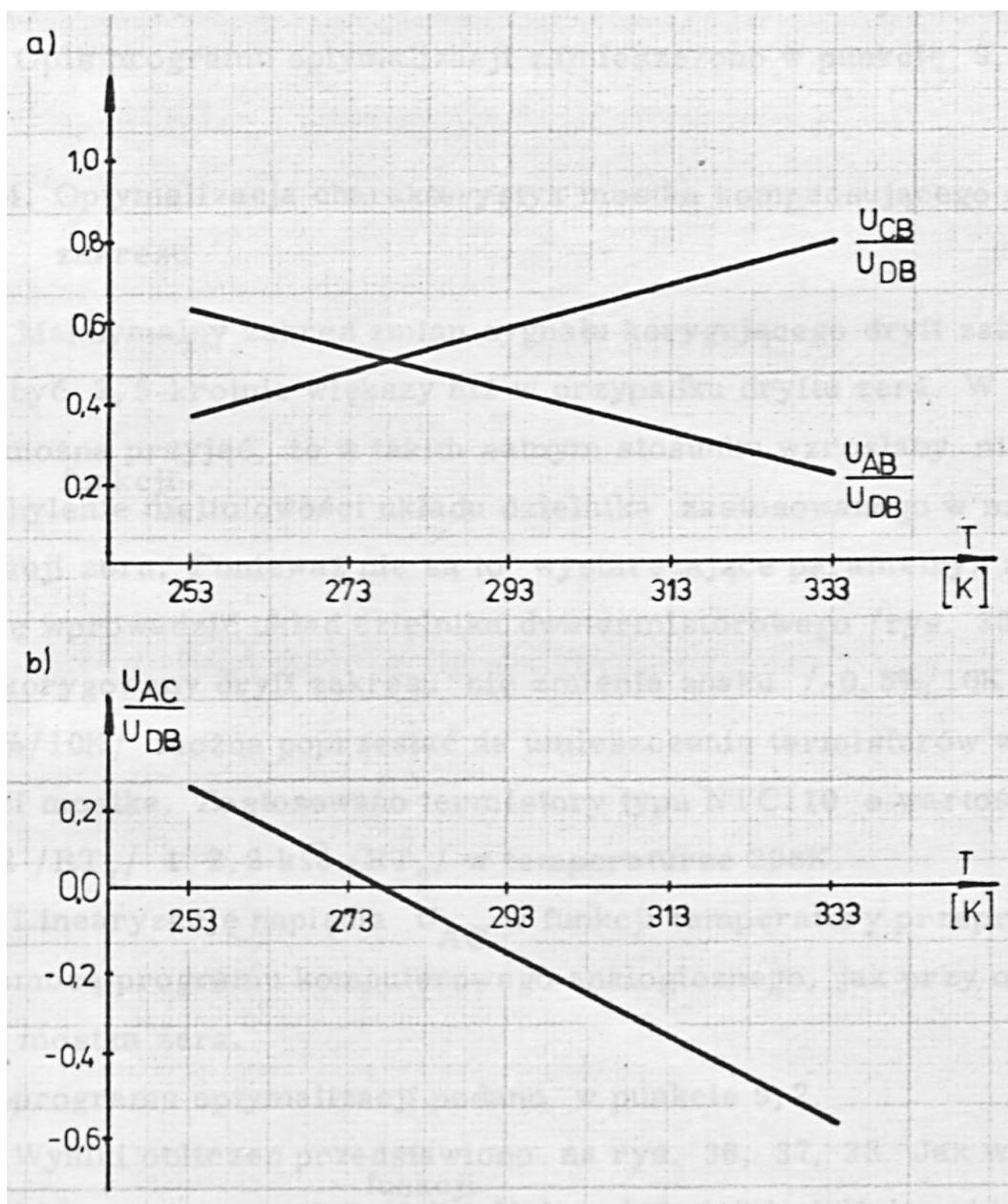
Rys. 33. Charakterystyki mostka kompensującego dryft zera

s. 95

Na rys. 33b. przedstawiono nieliniowości dzielnika dla wszystkich trzech rozpatrywanych charakterystyk termistorów. Maksymalne nachylenia wynoszą: 0,125%/10K dla minimalnej charakterystyki termistora i 0,130%/10K dla maksymalnej charakterystyki termistora.

Optymalna ze względu na nachylenie nieliniowości wartość rezystora $R_2 = 109,4 \Omega$ nie jest optymalna ze względu na nieliniowość $R_2 = 134,4 \Omega$ /rys. 33c/.

Zmiany napięcia w gałęziach mostka w funkcji temperatury pokazano na rys. 34. Napięcie U_{CB} zmienia się w zakresie $0,368 \div 0,790$ war-



Rys. 34. Zmiany napięcia w gałęziach mostka kompensacji dryftu zera

s. 96

tości napięcia U_{DB} zasilającego mostek, natomiast napięcie U_{AB} zmienia się w zakresie $0,532 \div 0,210$ wartości napięcia U_{DB} /rys. 34a/. Napięcie U_{AC} występujące na potencjometrze zmienia się w zakresie od $+0,264$ do $-0,580$ wartości napięcia U_{DB} /rys. 34b/.

Z wyników przedstawionych na rys. 33b wynika, że maksymalne nachylenie funkcji nieliniowości jest spowodowane dużą nieliniowością występującą przy skrajnych temperaturach. W zakresie temperatur $273K \div 313K$ wartość tego nachylenia jest ponad dwa razy mniejsza.

Ze względu na to, że maksymalny dryft zera czujników $/1\%/10K/$ jest dwukrotnie większy od dryftu średniego, uznano otrzymane wyniki za wystarczająco dobre do zastosowania w mostku kompensacji zera.

Opis programu optymalizacji zamieszczono w punkcie 9,1.

6. 4. 4. Optymalizacja charakterystyk mostka kompensującego dryft zakresu

Maksymalny zakres zmian sygnału korygującego dryft zakresu powinien nie być 2,5-krotnie większy niż w przypadku dryftu zera. W związku z tym można przyjąć, że w takim samym stosunku wzrosłaby nieliniowość i nachylenie funkcji nieliniowości układu dzielnika zastosowanego w mostku kompensacji zera. Ponieważ nie są to wystarczające parametry, zdecydowano się wprowadzić układ dzielnika dwutermistorowego /rys. 35/. Ponieważ korygowany dryft zakresu nie zmienia znaku $-0,5\%/10K$ do $-2,5\%/10K/$

można poprzestać na umieszczeniu termistorów w jednej gałęzi mostka. Zastosowano termistory typu NTC110 o wartościach $680\Omega / RT_1 /$ i $2,2\text{ k}\Omega / RT_2 /$ w temperaturze 298K.

Linearyzację napięcia U_{AC} w funkcji temperatury przeprowadzono za pomocą programu komputerowego analogicznego, jak przy optymalizacji mostka zera. Opis programu optymalizacji podano w punkcie 9,2.

Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 36, 37, 38. Jak wynika z rys. 36a, zarówno nachylenie funkcji nieliniowości, jak i nieliniowość są /po uwzględnieniu zwiększonego zakresu zmian współczynnika dzielnikowania/ o rząd wielkości mniejsze niż w układzie jednotermistorowym.

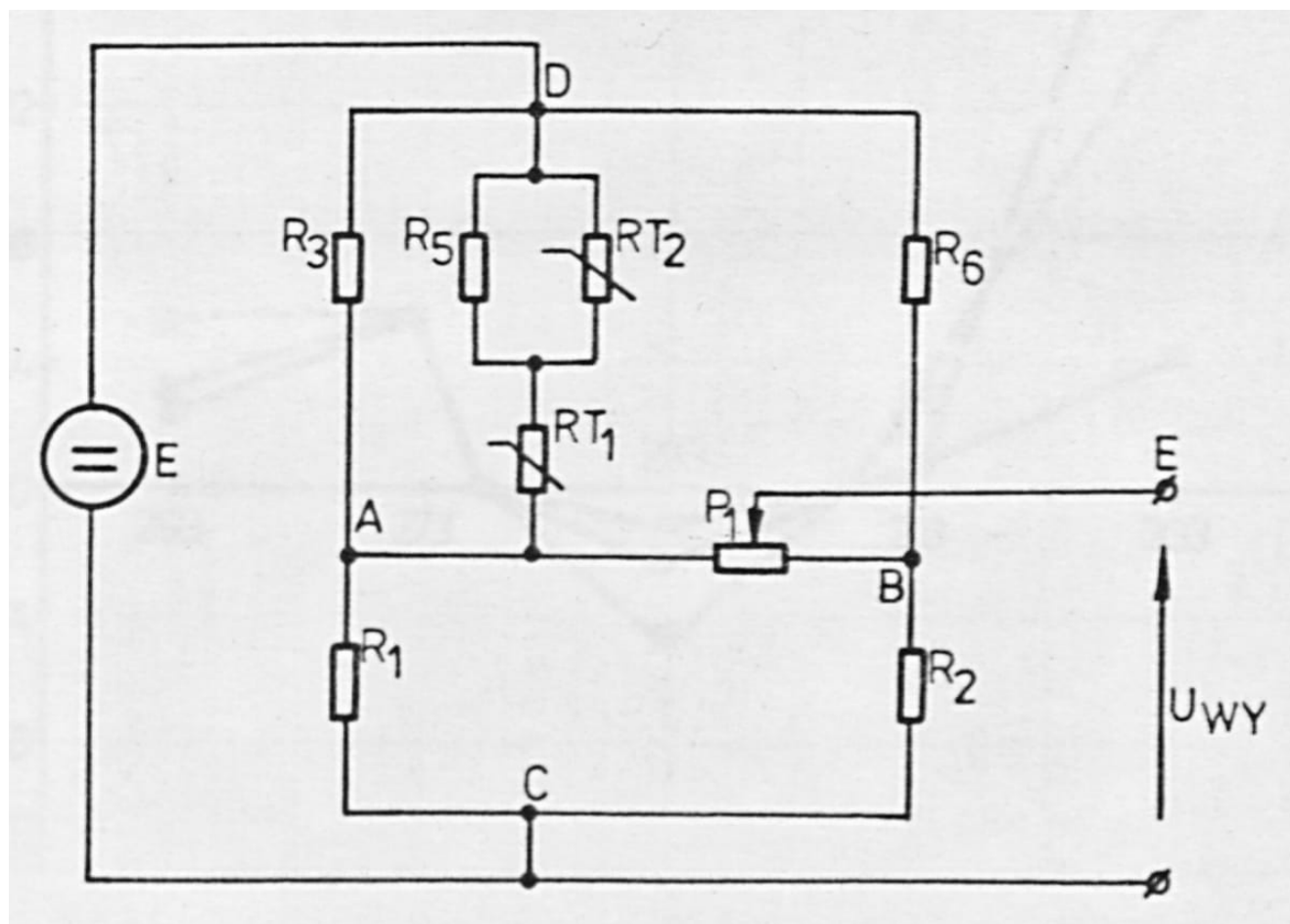
s. 97

Oba te parametry są tym mniejsze, im większa jest różnica między temperaturami odniesienia i kompensacji. Wystarczająco dobre wyniki uzyskuje się dla pary temperatur $T_o = 278\text{K}$, $T_1 = 308\text{K}$, przy których występuje minimum nachylenia funkcji nieliniowości w mostku kompensacji zera.

Nieliniowość w funkcji temperatury dla tej pary temperatur przedstawiono na rys. 36b. Maksymalne nachylenie funkcji nieliniowości wynosi $0,038\%/10\text{K}$ dla średniej charakterystyki termistorów oraz $0,050\%/10\text{K}$ dla charakterystyki minimalnej i $0,063\%/10\text{K}$ dla charakterystyki maksymalnej. Zważywszy, że średnia wartość dryftu zakresu jest prawie dwukrotnie mniejsza od wartości maksymalnej, uzyskane wyniki należy uznać za całkowicie zadowalające.

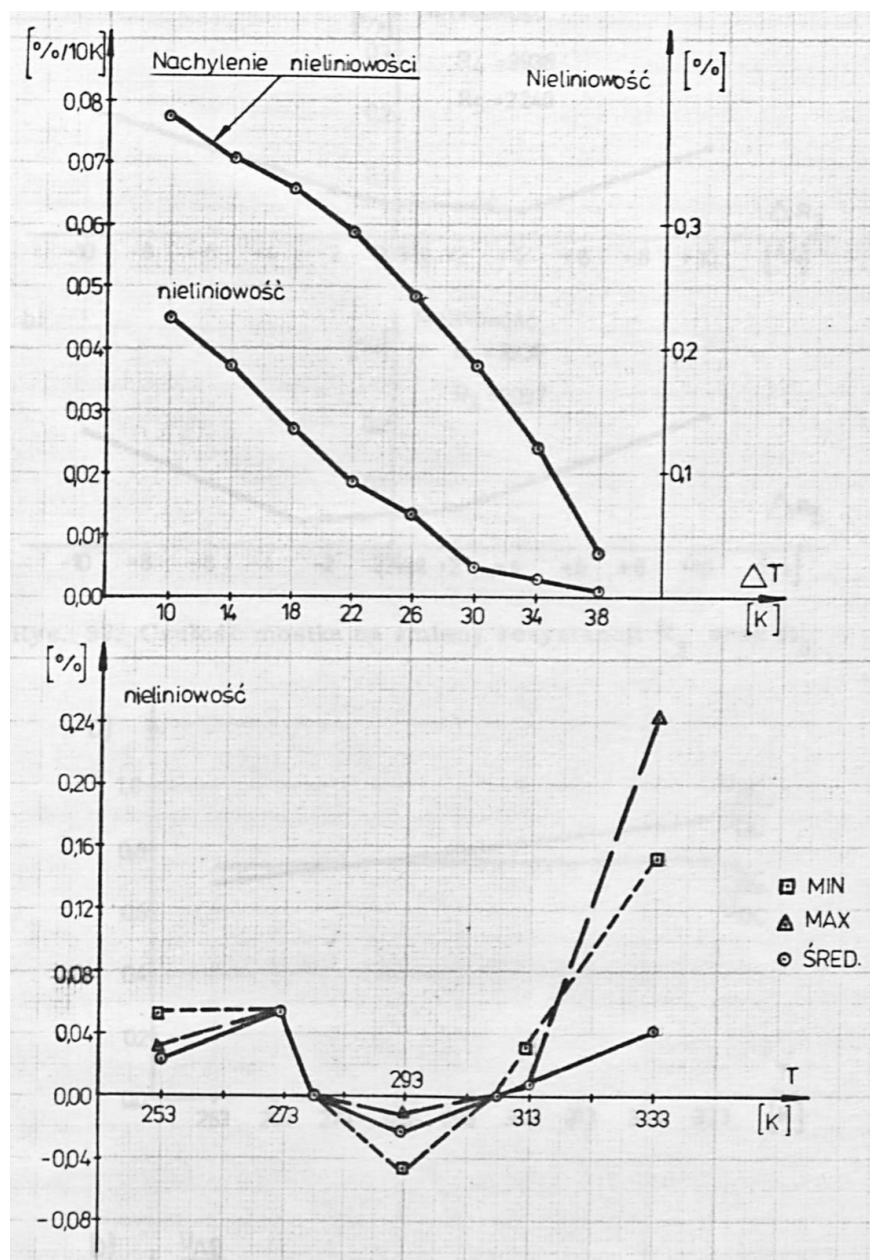
Czułość układu na zmiany wartości rezystorów R_3 i R_5 przedstawiono na rys. 37 a i b. Można zauważyć występowanie minimalnej nieliniowości dla wartości rezystora R_3 o 4% większej i dla wartości rezystora R_5 o 3% mniejszej od odpowiednich wartości gwarantujących minimalną wartość nachylenia funkcji nieliniowości.

Charakterystykę temperaturową mostka podano na rys. 37a, natomiast napięcie na potencjometrze P_1 - na rys. 36b.

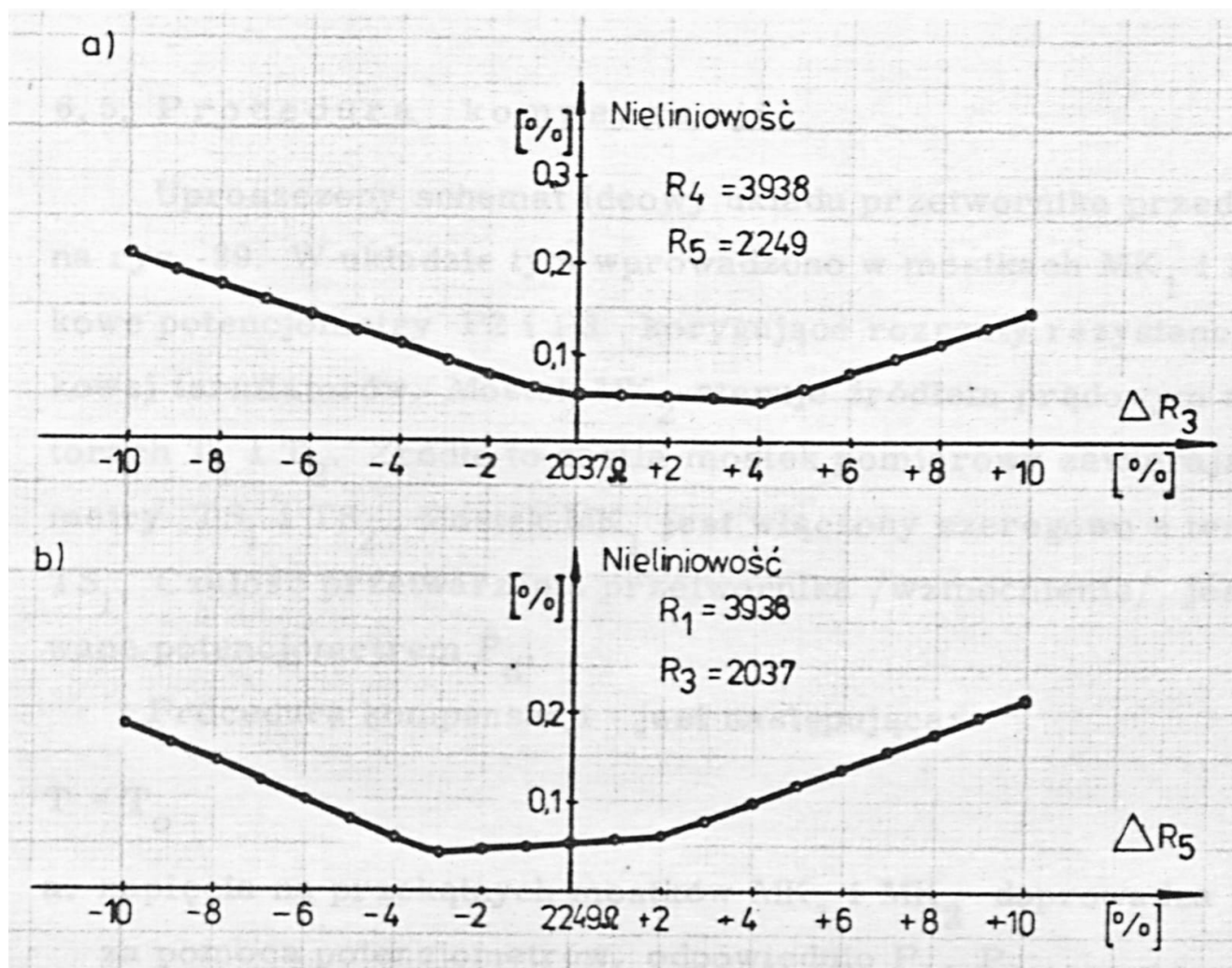


Rys. 35. Układ mostka kompensacji zakresu

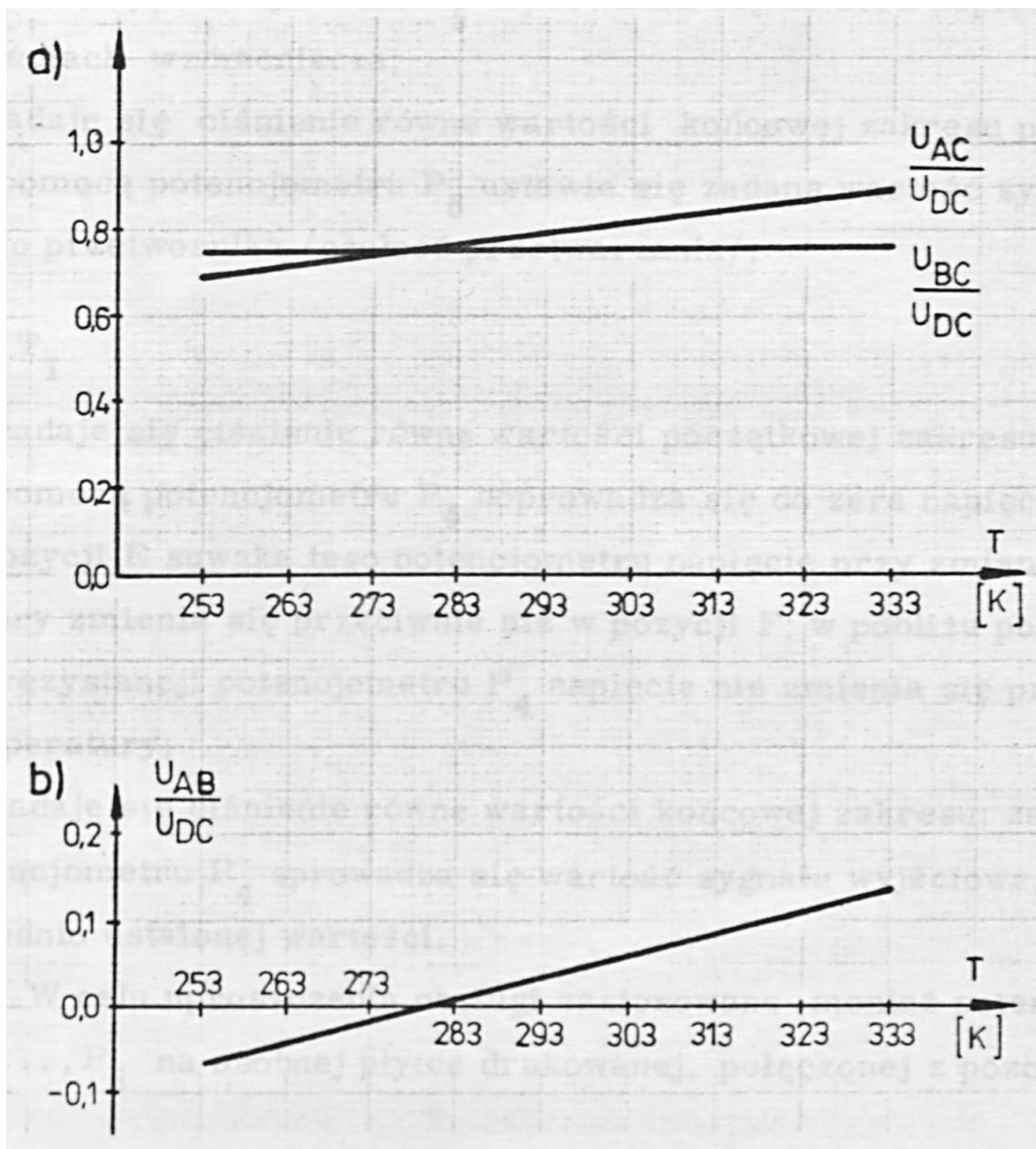
s. 98



Rys. 36. Wyniki obliczeń mostka korygującego dryft zakresu



Rys. 37. Czułość mostka na zmiany rezystancji R_3 oraz R_5



Rys. 38. Zmiany napięcia w gałęziach mostka kompensacji dryftu zakresu

s. 100

6.5. Procedura kompensacji

Uproszczony schemat ideowy układu przetwornika przedstawiono na rys. 39. W układzie tym wprowadzono w mostkach MK_1 i MK_2 dodatkowe potencjometry P_2 i P_3 korygujące rozrzuty rezystancji początkowej termistorów. Mostek MK_2 steruje źródłem prądowym na tranzystorach T_1 i T_2 . Źródło to zasila mostek pomiarowy zawierający tensometry TS_1 i TS_2 . Mostek MK_1 jest włączony szeregowo z termistorem TS_1 . Czułość przetwarzania przetwornika (wzmocnienie) jest regulowane potencjometrem P_6 .

Procedura kompensacji jest następująca:

$$T = T_0$$

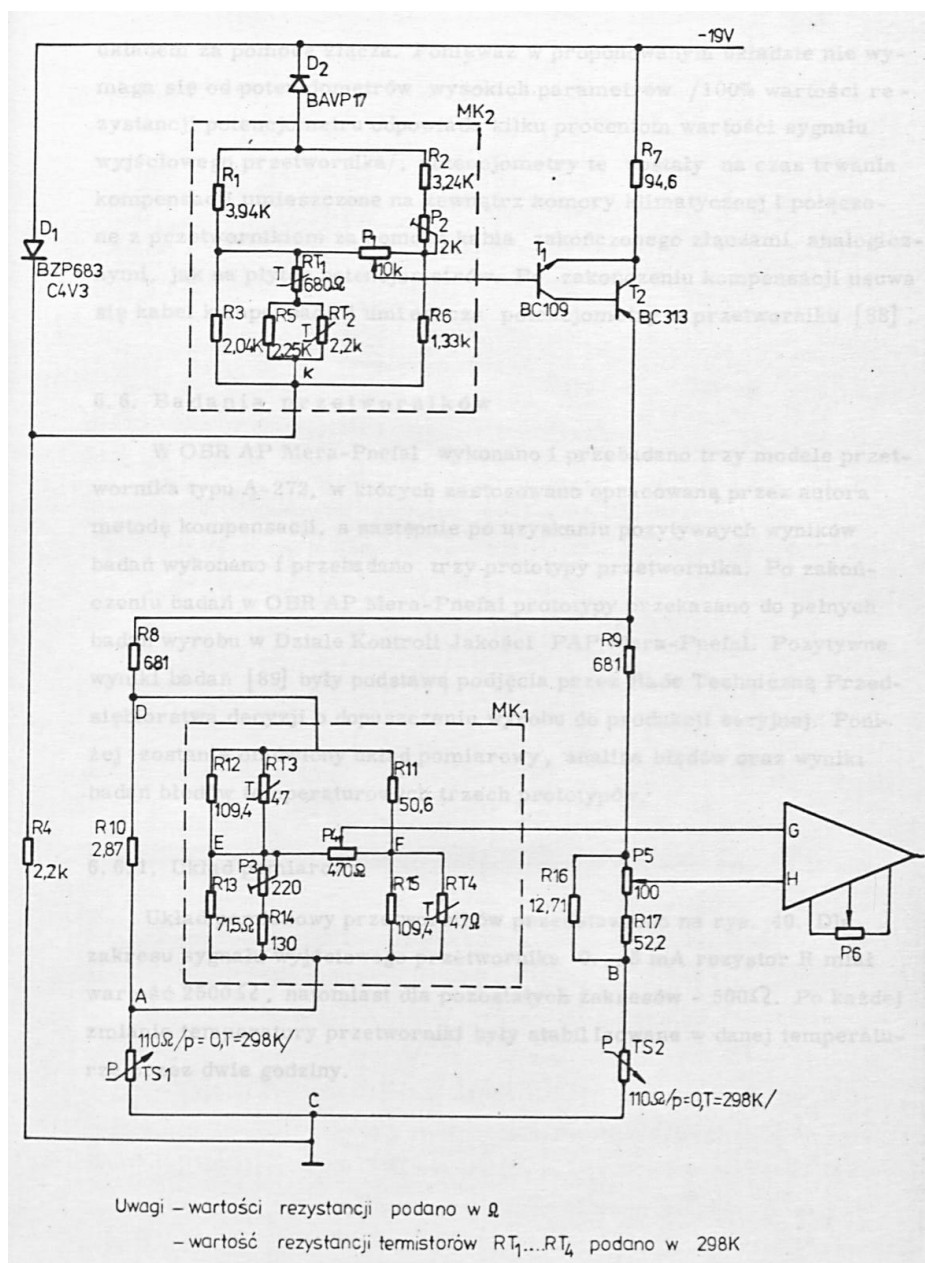
a. napięcia na przekątnych mostków MK_1 i MK_2 doprowadza się do zera za pomocą potencjometrów, odpowiednio P_3 , P_2 ; b. zadaje się ciśnienie równe wartości początkowej zakresu pomiarowego; za pomocą potencjometru P_5 doprowadza się do zera napięcie U_{GH} na wejściach wzmacniacza; c. zadaje się ciśnienie równe wartości końcowej zakresu pomiarowego; za pomocą potencjometru P_6 ustawia się zadaną wartość sygnału wyjściowego przetwornika (czułość przetwarzania);

$$T = T_1$$

a. zadaje się ciśnienie równe wartości początkowej zakresu pomiarowego; za pomocą potencjometru P_4 doprowadza się do zera napięcie U_{GH} ; w pozycji E suwaka tego potencjometru napięcie przy zmianach temperatury zmienia się przeciwnie niż w pozycji F; w pobliżu połowy wartości rezystancji potencjometru P_4 napięcie nie zmienia się przy zmianie temperatury; b. zadaje się ciśnienie równe wartości końcowej zakresu; za pomocą potencjometru P_4 sprowadza się wartość sygnału wyjściowego do poprzednio ustalonej wartości.

W celu uproszczenia obsługi zastosowano montaż potencjometrów $P_1, \dots, P_6$ na osobnej płytce drukowanej, połączonej z pozostałym

s. 101



Rys. 39. Uproszczony schemat ideowy przetwornika

s. 102

układem za pomocą złącza. Ponieważ w proponowanym układzie nie wymaga się od potencjometrów wysokich parametrów (100% wartości rezystancji potencjometru odpowiada kilku procentom wartości sygnału wyjściowego przetwornika), potencjometry te zostały na czas trwania kompensacji umieszczone na zewnątrz komory klimatycznej i połączone z przetwornikiem za pomocą kabla zakończonych złączami analogicznymi, jak na płytce potencjometrów. Po zakończeniu kompensacji usuwa się kabel kompensacji i umieszcza potencjometry w przetworniku [88].

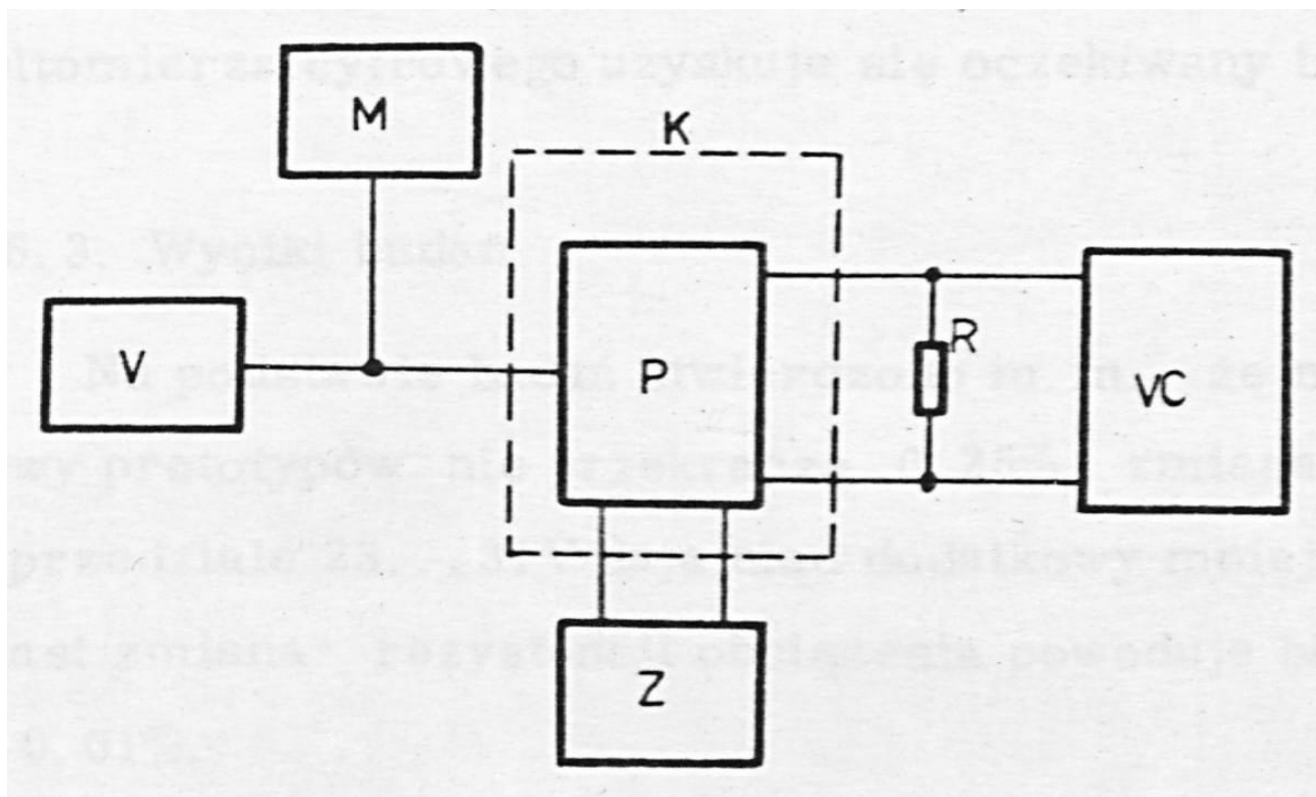
6.6. Badania przetworników

W OBR AP Mera-Pnefal wykonano i przebadano trzy modele przetwornika typu A-272, w których zastosowano opracowaną przez autora metodę kompensacji, a następnie po uzyskaniu pozytywnych wyników badań wykonano i przebadano trzy prototypy przetwornika. Po zakończeniu badań w OBR AP Mera-Pnefal prototypy przekazano do pełnych badań wyrobu w Dziale Kontroli Jakości PAP Mera-Pnefal. Pozytywne wyniki badań [89] były podstawą podjęcia przez Radę Techniczną Przedsiębiorstwa decyzji o dopuszczeniu wyrobu do produkcji seryjnej. Poniżej zostanie omówiony układ pomiarowy, analiza błędów oraz wyniki badań błędów temperaturowych trzech prototypów.

6.6.1. Układ pomiarowy

Układ pomiarowy przetworników przedstawiono na rys. 40. Dla zakresu sygnału wyjściowego przetwornika 0...5 mA rezystor R miał wartość 2500 Ω , natomiast dla pozostałych zakresów - 500 Ω . Po każdej zmianie temperatury przetworniki były stabilizowane w danej temperaturze przez dwie godziny.

s. 103



Rys. 40. Układ pomiarowy przetworników

- P - badany przetwornik
- R - rezystor normalny 500 Ω lub 2500 Ω , dokładność $\pm 0,02\%$
- VC - woltomierz cyfrowy typu 3490A, Hewlett Packard
- Z - zasilacz V-316, Meratronik
- M - manometr cyfrowy, Ashcroft, typ 7781
- V - zadajnik precyzyjny
- K - komora zmiennych temperatur

6.6.2. Analiza błędów

Zastosowany do pomiaru ciśnienia wejściowego manometr cyfrowy charakteryzuje się zakresem pomiarowym 200 kPa i dokładnością $\pm 0,05\%$ zakresu pomiarowego. Przenosząc tę dokładność na zakres pomiarowy przetwornika 20...100 kPa uzyskuje się dokładność 0,125% zakresu pomiarowego przetwornika (80 kPa).

Badaniom podlegały przetworniki o następujących wartościach sygnałów wyjściowych: 0...5 mA, 0...20 mA oraz 4...20 mA. Pomiaru sygnału wyjściowego dokonywano przez pomiar napięcia na rezystorze normalnym 500 Ω lub 2500 $\Omega \pm 0,02\%$ za pomocą woltomierza cyfrowego o długości skali 120 000 jednostek. We wszystkich przypadkach uzyskiwano zakres mierzonego napięcia wyjściowego 10V. Dokładność pomiaru dokonywanego woltomierzem cyfrowym była lepsza od 0,01% mierzonego zakresu

Uwzględniając błędy: manometru, wykonania rezystorów R oraz woltomierza cyfrowego uzyskuje się oczekiwany błąd pomiaru $d = 0,073\%$

6.6.3. Wyniki badań

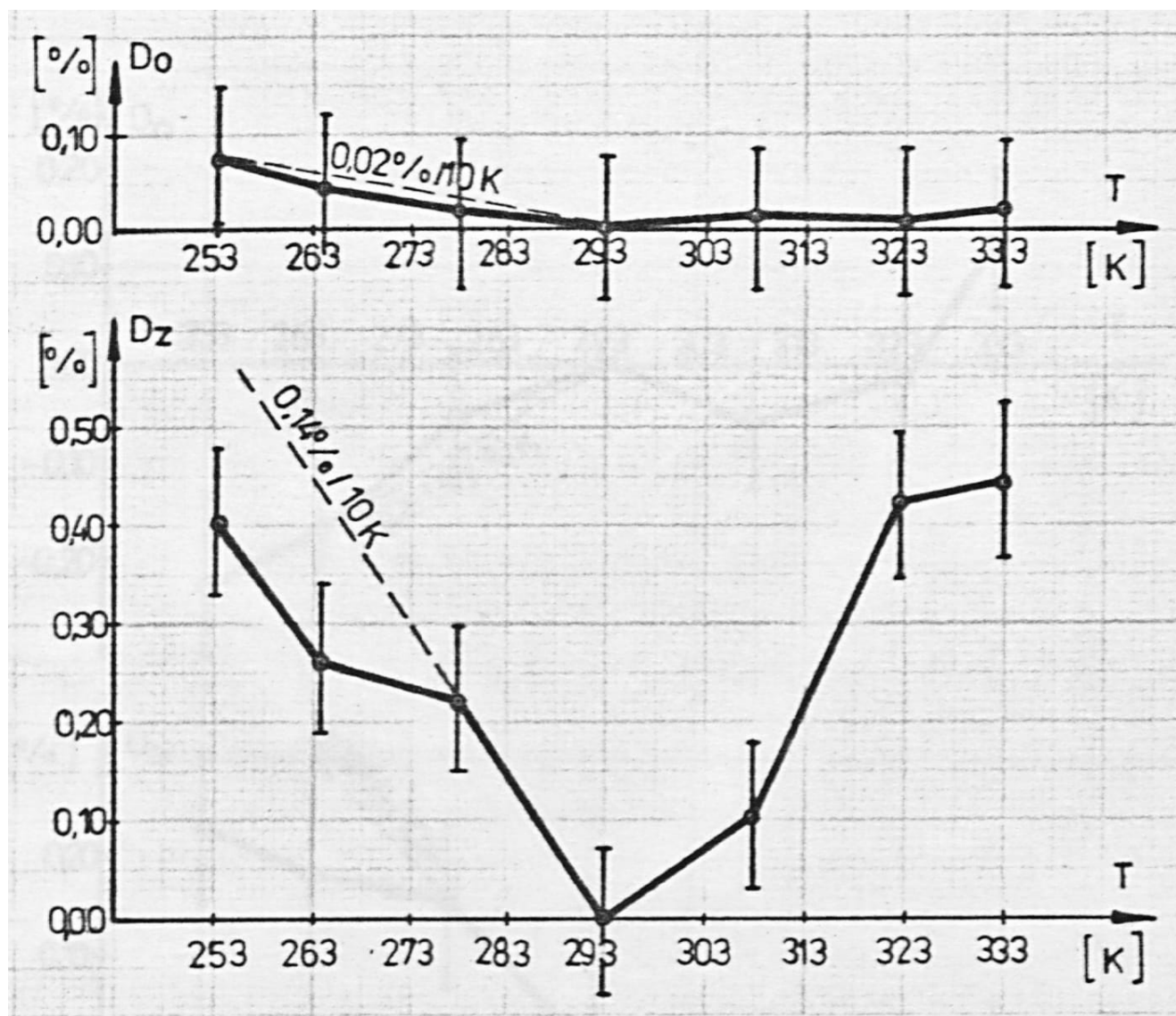
Na podstawie badań stwierdzono m.in., że maksymalny błąd podstawowy prototypów nie przekracza 0,25%, zmiana napięcia zasilającego w przedziale 23...31V daje błąd dodatkowy mniejszy od 0,04%, natomiast zmiana rezystancji obciążenia powoduje błąd dodatkowy mniejszy od 0,01%.

Błąd temperaturowy określono w protokóle [89] z uwzględnieniem błędu podstawowego. Jako błąd temperaturowy przetwornika przyjmowano największe nachylenie zmian sygnału wyjściowego przetwornika przy 20 kPa lub 100 kPa w odniesieniu do temperatury 293K. Przy takiej interpretacji uzyskano następujące maksymalne błędy temperaturowe:

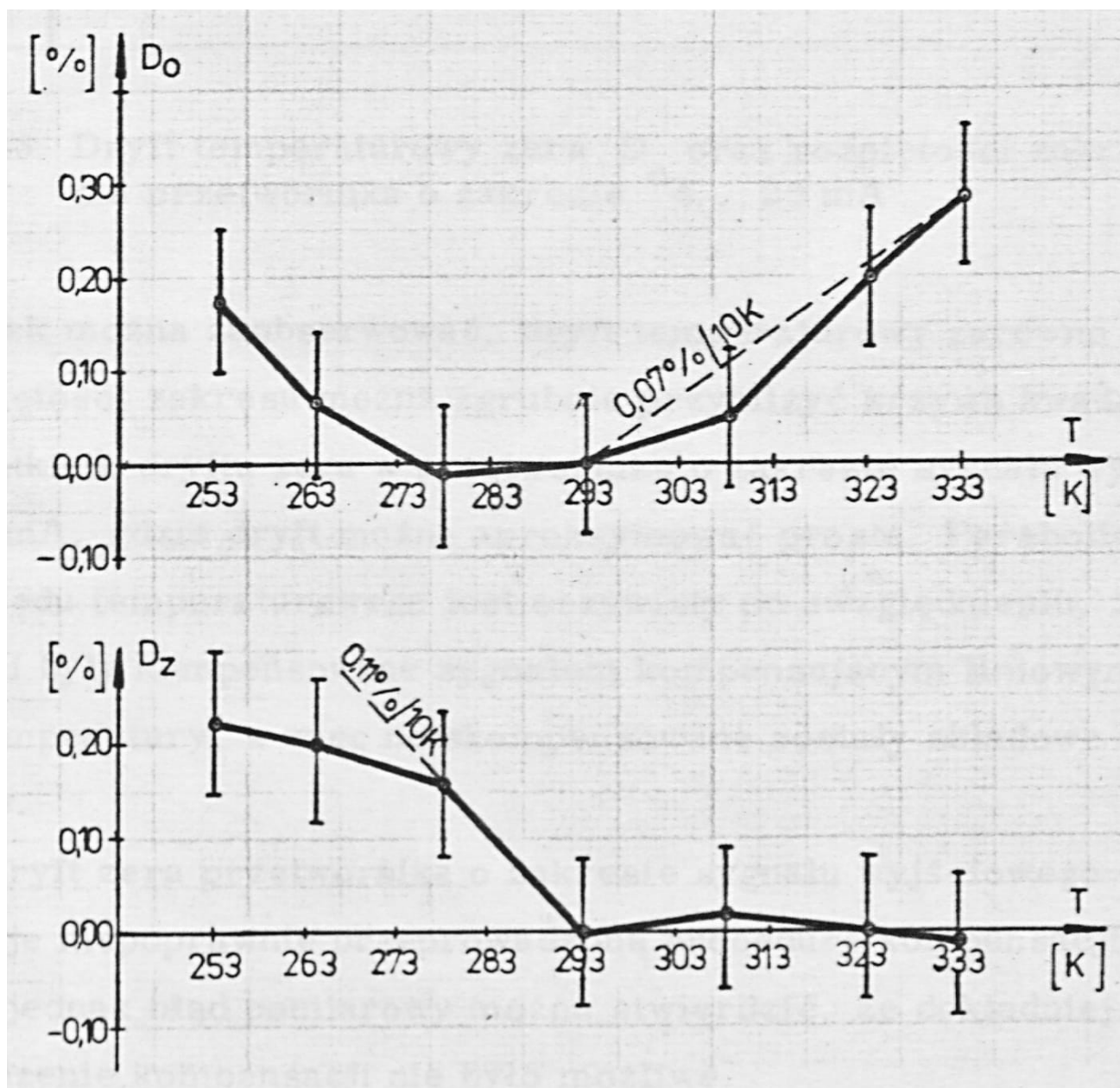
- dla przetwornika o zakresie 0...5 mA - 0,193%/10K
- dla przetwornika o zakresie 0...20 mA - 0,128%/10K
- dla przetwornika o zakresie 4...20 mA - 0,050%/10K

W badaniach przeprowadzonych w OBR AP Mera-Pnefal przy określaniu błędu temperaturowego pomijano błąd podstawowy, uwzględniając jedynie zmianę sygnału wyjściowego dla zera (20 kPa) oraz rozpiętości zakresu (80 kPa) spowodowaną zmianą temperatury. Badania przeprowadzono w siedmiu temperaturach w zakresie od 253K do 333K. Wyniki badań przedstawiono na rys. 41, 42, 43. Linią przerywaną pokazano temperaturowy błąd graniczny. Wynosi on

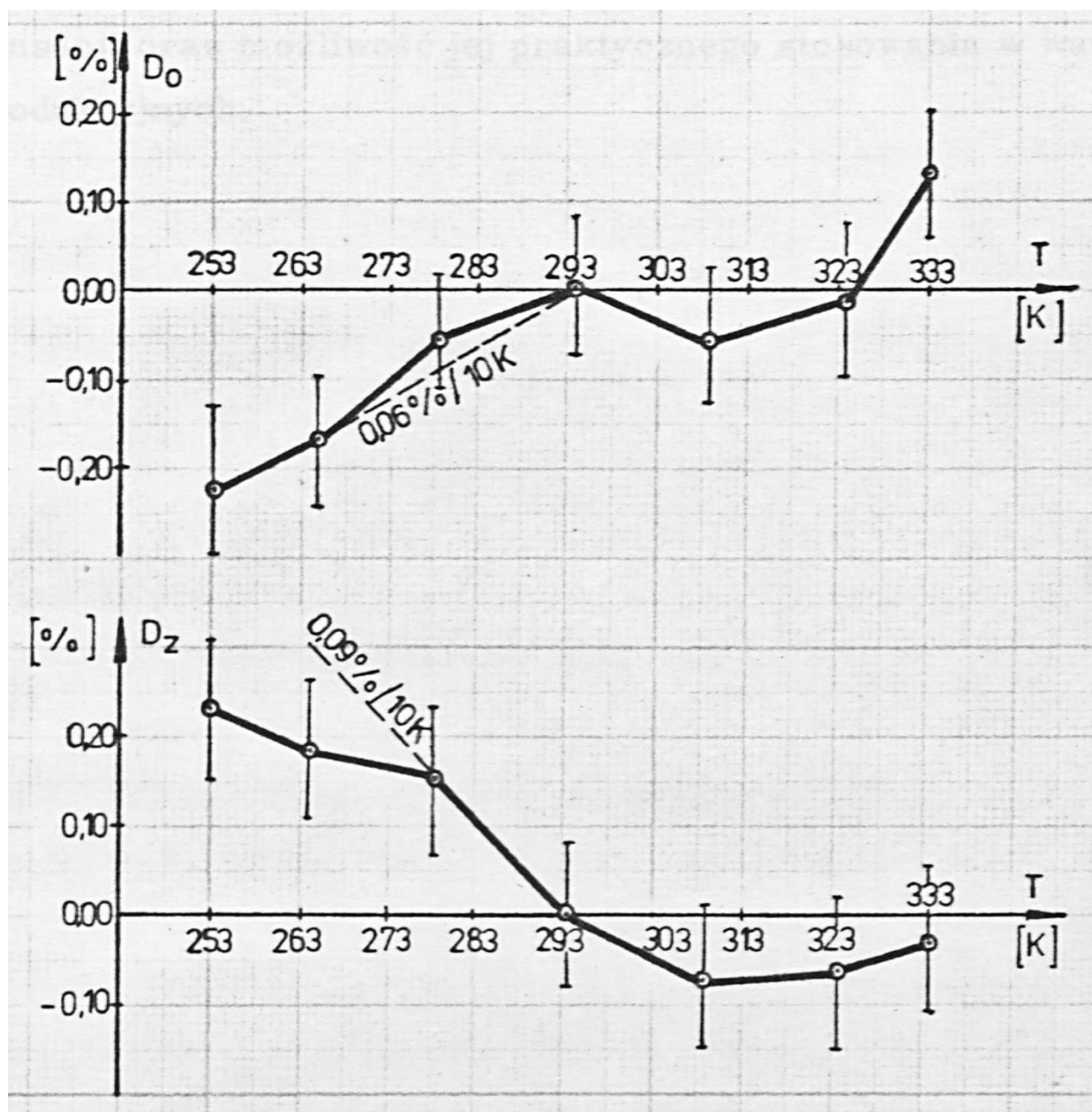
- dla przetwornika o zakresie 0...5 mA - dryft graniczny zera 0,02%/10K dryft graniczny rozpiętości zakresu 0,14%/10K
- dla przetwornika o zakresie 0...20 mA - dryft graniczny zera 0,07%/10K dryft graniczny rozpiętości zakresu 0,11%/10K
- dla przetwornika o zakresie 4...20 mA - dryft graniczny zera 0,06%/10K dryft graniczny rozpiętości zakresu 0,09%/10K



Rys. 41. Dryft temperaturowy zera D_0 oraz rozpiętości zakresu D_z dla przetwornika o zakresie 0...5 mA



Rys. 42. Dryft temperaturowy zera D_0 oraz rozpiętości zakresu D_z dla przetwornika o zakresie 0...20 mA



Rys. 43. Dryft temperaturowy zera D_0 oraz rozpiętości zakresu D_z dla przetwornika o zakresie 4...20 mA

Jak można zaobserwować, dryft temperaturowy zarówno zera jak i rozpiętości zakresu można zgrubnie przybliżyć krzywą kwadratową. z wyjątkiem dryftu zera w przetworniku o zakresie sygnału wyjściowego 4 ÷ 20 mA, gdzie dryft można aproksymować prostą. Paraboliczny przebieg błędu temperaturowego jest oczywisty po uwzględnieniu, że przetworniki były kompensowane sygnałem kompensującym liniowym w funkcji temperatury, a więc nieskompensowane zostały składowe wyższych rzędów. Dryft zera przetwornika o zakresie sygnału wyjściowego 4...20 mA sugeruje niepoprawnie przeprowadzoną procedurę kompensacji. Uwzględniając jednak błąd pomiarowy można stwierdzić, że dokładniejsze przeprowadzenie kompensacji nie było możliwe.

s. 107

Wyniki badań w pełni potwierdzają skuteczność nowej metody kompensacji oraz możliwość jej praktycznego stosowania w warunkach produkcyjnych.

7. WNIOSKI

s. 108

W pracy przedstawiono nową metodę kompensacji błędów temperaturowych w półprzewodnikowych przetwornikach ciśnienia. Metoda polega na przeprowadzaniu zerowania błędu temperaturowego przetwornika w pewnej liczbie dyskretnych temperatur. Zerowanie to doprowadza błąd temperaturowy przetwornika do tożsamościowego zera w całym zakresie temperatur pracy niezależnie od wyboru wartości temperatur kompensacji w przypadku pełnej kompensacji temperaturowej oraz umożliwia znaczne zmniejszenie wartości błędu temperaturowego w przypadku kompensacji niepełnej. Metoda charakteryzuje się zastosowaniem tylko jednego elementu realizującego zerowanie błędu temperaturowego dla każdej wybranej temperatury kompensacji i dla każdego kompensowanego parametru /zero, zakres/ charakterystyki przetwarzania przetwornika. Od elementów takich wymagane jest realizowanie dzielnikowania sygnału kompensującego. Na elementach takich występują więc sygnały równe kompensowanym nimi błędom temperaturowym, a więc małe ułamki zakresu pomiarowego, w efekcie czego obniżone zostają wymagania na ich stabilność bezwzględna. Umożliwia to umieszczenie tych elementów regulujących w procesie kompensacji poza komorą temperaturową, dzięki czemu uzyskuje się bezpośredniość i łatwość kompensacji. Przeprowadzona analiza teoretyczna wykazała możliwość uzyskania pełnej kompensacji w przypadku gdy liczba temperatur kompensacji jest równa stopniowi wielomianu opisującego błąd temperaturowy rozpatrywanego parametru czujnika. Dowiedziono również, że pełną kompensację można również uzyskać przy zmniejszonej liczbie temperatur jeśli znane są wstępnie pewne własności funkcji aproksymującej błąd temperaturowy czujnika. Kompensacja niepełna została zanalizowana dla przypadków najczęściej spotykanych w praktyce, a mianowicie dla przypadku funkcji kwadratowej oraz sześcienniej opisującej błąd temperaturowy kompensowanego parametru czujnika. Zaproponowano ogólne rozwiązanie układu realizujące metodę w

s. 109

postaci mostka wielokrotnego. Rozważono bliżej układ mostka trójkrotnego. Przedyskutowano zagadnienie uzależnienia wzajemnego kompensacji temperaturowej wartości początkowej i końcowej zakresu pomiarowego. Szczegółowe rozwiązanie układu realizującego metodę przedstawiono na przykładzie piezorezystancyjnego przetwornika ciśnienia. Zaprezentowano szkic projektowy ciekawszych węzłów przetwornika związanych z układem kompensacji. Omówiono statystyczną analizę maksymalnych błędów czujnika pod kątem wyboru rzędu wielomianu opisującego sygnał kompensujący. Przedstawiono komputerowe programy optymalizujące charakterystyki mostków jednokrotnych kompensujących dryft zera i zakresu przetwornika. Na podstawie wyników tych programów określono również optymalną różnicę pomiędzy temperaturą odniesienia i temperaturą kompensacji. Omówiono procedurę kompensacji temperaturowej przetwornika. Zamieszczono wyniki badań prototypów w pełni potwierdzających skuteczność nowej metody. Szczególną zaletą nowej metody jest jednokierunkowa niezależność nastaw elementów zerujących błąd temperaturowy. Niezależność ta polega na tym, że regulacja w danej temperaturze nie powoduje konieczności zmiany nastaw elementów wyregulowanych w poprzednich temperaturach. Eliminuje to konieczność iteracyjnego wyznaczania lub wyliczania docelowych nastaw tych elementów. Właściwość ta jest szczególnie cenna w warunkach przemysłowej produkcji seryjnej przetworników, gdyż może być szybko wykonywana przez pracowników nie posiadających wysokich kwalifikacji. W zaproponowanym rozwiązaniu układowym metody uzyskuje się niezależność warunków zapewniających kompensację wartości początkowej zakresu od warunków zapewniających kompensację wartości końcowej zakresu pomiarowego. Przedstawiona w pracy metoda wdrażana jest obecnie w Przedsiębiorstwie Automatyki Przemysłowej Mera-Pnefal do produkcji seryjnej i w 1978 r. planowane jest wykonanie 1000 szt. przetworników wykorzystujących metodę. Wprowadzenie nowej metody eliminuje czasochłonny

s. 110

i uciążliwy proces dobierania wartości i nawijania miedzianych i manganinowych rezystorów kompensacyjnych, jaki stosowany był w starym wyrobie, skracając jednocześnie o ok. 80% czas potrzebny na przeprowadzenie kompensacji. Nowa metoda charakteryzuje się uniwersalnością zastosowania. Może ona być zastosowana do kompensacji błędów temperaturowych dowolnych przetworników wielkości nieelektrycznych o liniowej charakterystyce przetwarzania i błędzie temperaturowym addytywnym do wartości sygnału mierzonego. W takich przypadkach modyfikacji podlega jedynie szczegółowe rozwiązanie układowe. Metoda może również znaleźć zastosowanie do kompensacji wpływu temperatury w przyrządach pomiarowych innych niż przetworniki wielkości nieelektrycznych, np. we wzmacniaczach pomiarowych, przetwornikach analogowo-cyfrowych, generatorach, itp. Metoda umożliwia ponadto kompensację wpływu innych wielkości niż temperatura, na przykład dając możliwość kompensacji wpływu ciśnienia w przetworniku temperatury. Na podstawie przeprowadzonej w pracy analizy teoretycznej oraz uzyskanych wyników doświadczalnych wydaje się, że postawiona na wstępie teza została w pełni udowodniona.

8. BIBLIOGRAFIA

s. 111

1. Zias A.R. , Hare W.F.J.: Integration brings a generation of low cost transducers. Electronics, vol 45, no 25, 1972, pp. 83-88
2. Bryzek J.: Wpływ temperatury na właściwości przetworników wielkości nieelektrycznych. Archiwum Elektrotechniki /w druku/
3. Fischler A.S., Collins J.A.: Self compensating silicon load cell with on electronic converter. IEEE Transaction an Electron Devices, vol. ED-16, no 10, 1969
4. Dorsey J.: N-type self-compensating strain gages. Experimental Mechanics, vol. 5, no 9, 1965, pp 27A-38A
5. Watanabe O. i inni: Germanium film strain gauge with self compensation of temperature. Electrical Engineering in Japan, vol 87, no 2, 1969 pp 101-112.
6. Jackon J.S. i inni: Temperature compensated strain gauge for biomedical instrumentation. IEEE Region 3 Convention 1967 Proceedings, 1967, pp 85-91
7. Joffe A.I.: Rasczet temperaturnoj pogresznosti differencjalno-transformatornych preobrazowatielej dawlenia. Izmeritielnaja Technika, nr 3, 1973, ss 31-33
8. Sychowicz E.: Metoda korekcji błędu temperaturowego tensometrów z folii konstantanowej. Rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, 1977

s. 112

9. Frantzis N.: Semicondustor pressure diaphragm. Patent USA nr 3230763, 1966
10. Wu C.T. Temperature compensated gauge arrangement. Patent USA nr 3116469, 1963
11. Frayssinoux R.F.E.: Improvements in temperature compensated pressure gauges. Patent Wielkiej Brytanii nr 1008896, 1965.
12. Statham L.D.: Pressure gage with temperature compensation. Patent USA nr 2807167, 1957
13. Ruge A.C.: Temperature compensated strain gauge. Patent USA nr 2344642, 1944
14. Ruge A.C.: Temperature compensated gauge. Patent USA nr 2390038, 1944
15. Hines F.F.: Temperature compensated gage. Patent USA nr 2913691, 1958
16. Hines F.F.: Resistance strain gage. Patent USA, nr 2920298, 1960.
17. Elliott J.F.: Temperature Compensated semiconductor strain gage. Patent USA nr 3368179, 1968
18. Stedman C.K.: Arm type film bridge with minimal thermal zero shift. Patent USA nr 3303693, 1967
19. Levis E.T.: Piezoresistive bridge transducer. Patent USA nr 3820401, 1974
20. Rice J.H.: Temperature compensated high resolution pressure transducer based on capacitance change principle. Patent USA, nr 4016764, 1977

s. 113

21. Poughkeepsie H.L.P. i inni: Temperature compensated semiconductor resistor. Patent USA nr 3248677, 1966
22. Bulfhuis K., i inni: Temperature compensated semiconductor resistor containing neutral inactive impurities. Patent USA nr 3683306, 1970
23. Beckman P.: Temperature compensated electrical strain gage. Patent USA nr 3158827, 1964
24. Russel J.D.: Apparatus for temperature compensation of strain gages. Patent USA nr 3324706, 1967
25. Bradley C.D.: Temperature compensator for hydraulic pressure devices. Patent USA nr 3178937, 1965
26. Schmertz J.C.: Temperature compensated springs. Patent USA nr 3176509, 1965.

27. de Forest A.V.: Electric strain device with temperature compensator. Patent USA nr 2458354, 1949
28. Lee S.Y., Li Y.T.: Temperature compensated transducer. Patent USA nr 3248936, 1966
29. Lee S.Y., Li Y.T.: Temperature compensated transducer. Patent USA nr 3199345, 1965
30. Forest A.V.: Electric strain gage temperature compensator. Patent USA nr 2458354, 1949
31. Bristol D.A.: Compensation system for differential pressure measuring device. Patent USA nr 3372594
32. Spencer W.H.: An improved transducer temperature-compensation technique. IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol IEC I-19, no 2, 1972, pp. 30-33

s. 114

33. Bryzek J.: Półprzewodnikowe przetworniki ciśnienia systemu "Eftronik", Biuletyn Mera, nr 7/161, 1975, ss. 3 - 20
34. Mitchell J.: Solid State strain sensing for pressure transducer reliability. Control and Instrumentation, vol. 8, no 11, 1976, pp. 36 - 37
35. Keller H.W.: Piezoresistive Druckaufnehmer. Messen
 - Prüfen Automatic, Feb. 1974, pp. 89-92, Marz 1974, pp. 157-160.
36. Bretsch J.: Mesumformer mit integrierten Halbleiter -DMS. Technisches Messen ATM, no 6, 1976, pp. 181 - 186.
37. Waganow W.I., Beklemiszew W.W.: Schiema temperaturnoy kompensacji integralnowo preobrazowatiela dawlenia Izmieritielnaja Technika, nr 6, 1977, ss. 62-63.
38. Hoffmann K.: Ursachen temperaturabhängiger Nullpunkts - und Empfindlich Keitsänderungen bei Dehnungsme streifen-Aufnehmern. VDI-Bericht, no 137, 1970, p. 24
39. Bailey S.J.: Diffused silicon pressure sensor have rugged on-line feature. Control Engineering, Sept. 1973, pp. 58-59
40. Demark A.M.: Semiconductor strain gauge amplifier. Patent USA nr 3654545, 1972
41. Davis R.E.: Improvements in or relating to temperature responsive circuits. Patent Wielkiej Brytanii nr 1117814, 1966
42. Zias S.A., Solomon J.: Semiconductor pressure transducer employing novel temperature compensation means. Patent USA nr 3836796, 1973

s. 115

43. Billete R. J., Vennard J.: Semiconductor pressure transducer employing temperature compensation circuits and novel heater circuitry. Patent USA nr 3886799, 1975
44. Meissner H., Bolte E.: Druckmesvorrichtung. Patent RFN nr 1908633, 1969
45. Puczek M.: Temperature compensated fluid conductivity meters. Patent Wielkiej Brytanii nr 1082347, 1967
46. Drew D. A.: Transducer. Patent Wielkiej Brytanii nr 1008627, 1965
47. Briggs J. N.: Improvements in or relating to the determination of moisture content. Patent Wielkiej Brytanii nr 1114157, 1968
48. Martin J. C.: Silicon pressure transducer circuit. Patent USA nr 3646815, 1972
49. Eckerdt C.: Electrical compensation circuit arrangement. Patent Wielkiej Brytanii nr 1331200, 1971
50. Togo M., Takenchi N.: Temperature or other variable compensating system. Patent Wielkiej Brytanii nr 1419370, 1973
51. Yissum R.: Electric circuit. Patent Wielkiej Brytanii nr 1096020, 1967
52. Perry J. A.: Temperature error compensation. Patent USA nr 3099156, 1963
53. Ames J. E.: Strain gauge bridge calibration. Patent USA nr 3130578, 1961
54. Laimins E.: Strain gauge transducer circuit. Patent USA nr 3046782, 1962

s. 116

55. Ames J. E.: Strain gauge compensation. Patent USA nr 3161045, 1961
56. Taszkinow G. D. i inni: Sposób temperaturnej kompensacji. Patent ZSRR nr 174401, 1971
57. Talmo R. E. i inni: Transducers. Patent Wielkiej Brytanii nr 1307047, 1972
58. Schlatter G. L.: Vibration densitometer apparatus with temperature compensation. Patent Wielkiej Brytanii nr 1423631, 1976
59. Pien H. S.: Compensated semiconductor strain transducers. Patent USA nr 3447362, 1969
60. Bell H. C.: Transducer device with temperature compensation. Patent Wielkiej Brytanii nr 1453078, 1976
61. Włodarski W., Bryzek J.: Sposób pomiaru ciśnienia hydrostatycznego oraz temperatury w obszarze działania ciśnienia hydrostatycznego za pomocą półprzewodnikowego złącza p-n oraz układ elektroniczny do stosowania tego sposobu. Patent PRL nr 72634, 1972
62. Barga D. W.: Computing transducer system. Patent USA nr 3358511, 1967
63. Barga D. W. i inni: Measuring and computing device and method Patent USA nr 3388597, 1968
64. Ames J. E.: A. C. apparatus temperature compensation. Patent USA nr 3463999.
65. Monomakhoff A.: Measuring bridge having a temperaturecompensating transistorized voltage shunting the power supply to the bridge. Patent USA nr 3634757, 1972

s. 117

66. Seymour E. W.: Corrosion measuring bridge circuit having automatic controlled constant source of energy and temperature compensation Patent USA nr 3821642, 1974
67. Kushida T., Logothetis E. M.: Circuit for converting a temperature dependent input signal to a temperature independent output signal. Patent USA nr 4028642, 1977
68. Russell R. H.: Temperature compensated resistance measurement bridge. Patent USA nr 3490272, 1970
69. Curry T. M.: Temperature compensated strain gage and circuit. Patent USA nr 3290928, 1964
70. Billette R. J., Vennard J.: Semiconductor pressure transducer employing temperature compensation circuits and novel heater circuitry. Patent USA nr 3886799, 1975
71. Perino P. R.: Wheatstone bridge compensation circuits and transducer employing the same. Patent USA nr 3278834, 1966
72. Smith H. H.: Temperature compensation circuit for impedance bridges. Patent USA nr 3495159, 1970
73. Spencer W. H.: Temperature compensation circuit for sensor of physical variables such as temperature and pressure. Patent USA nr 3967188, 1976
74. Mc Ghee J. D.: Thermocouple reference junction compensating circuits. Patent USA nr 3461380, 1969
75. Pear C. B.: Temperature compensation for Hall effect devices. Patent USA nr 3320520, 1967

s. 118

76. La Clair P. A.: Temperature compensation circuit for sensor of physical variables such as temperature and pressure. Patent USA nr 3831042
77. First D. J. i inni: Temperature compensated semiconductor strain gage unit. Patent USA nr 3245252, 1966
78. Langill A. W.: Digital computer compensation of strain gage data. Instruments Society of America Transactions, vol. 6, no 3, 1967, pp. 209-216
79. Peake E. R.: Solid-state digital pressure transducer. IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-16, no 10, 1969, pp. 870-876.
80. Texas Instrument Digital quartz manometer operating manual, 1976
81. Bryzek J.: Nowa metoda kompensacji uchybów temperaturowych w przetwornikach wielkości nieelektrycznych. Archiwum Elektrotechniki /w druku/

82. Bryzek J.: Sposób kompensacji wpływu temperatury w elektrycznych czujnikach wielkości nieelektrycznych oraz układ do stosowania sposobu. Zgłoszenie patentowe nr P. 196115, 1977. /Zgłoszono również do opatentowania przez PHZ Polservice w USA, Wielkiej Brytanii, Kanadzie, RFN oraz KDL/.

83. Kudrewicz J.: Teoria aproksymacji. Poradnik inżyniera matematyka. WNT, Warszawa 1971, s. 1042

84. Bryzek J., Piskorski K., Dawidonis M., Astepczyk E., Tomaszewski K., Szewczyk J.: Czujnik ciśnienia. Zgłoszenie patentowe nr P. 196657, 1977

s. 119

85. Benjamin J. R., Cornell C. A.: Rachunek prawdopodobieństwa. Statystyka matematyczna i rachunek decyzji dla inżynierów. WNT, Warszawa 1977

86. Zieliński R.: Tablice statystyczne. PWN, Warszawa 1972

87. Bryzek J., Dawidonis M., Nowicki W.: Wzmacniacz pomiarowy przetwornika zwłaszcza międzysystemowego. Zgłoszenie patentowe nr P. 198717, 1977

88. Dawidonis M., Bryzek J.: Sposób kompensacji temperaturowej elektronicznych przetworników pomiarowych. Zgłoszenie patentowe nr P. 198718, 1977

89. Protokół Badań nr 28/KJB/77 Laboratorium Badań Wyrobów Działu Kontroli Jakości Przedsiębiorstwa Automatyki Przemysłowej Mera- -Pnefal, marzec-kwiecień 1977.

9. DODATEK

s. 120

W dodatku omówiono programy komputerowe zastosowane do optymalizacji charakterystyk temperaturowych mostków kompensujących dryft zera oraz zakresu. Programy zostały napisane w języku Fortran i uruchomione na komputerze ODRA 1305.

9.1. Opis programu optymalizującego charakterystyki mostka kompensującego dryft zera

Charakterystyki mostka zera optymalizowano pod kątem minimalizacji nachylenia funkcji nieliniowości dzielnika rezystancyjno-termistorowego /rys. 32/ znajdującego się w każdej gałęzi mostka kompensacji zera. W dzielniku tym występują dwa warunki swobody. Jeden z nich, wartość rezystora R_1 , wykorzystywano w celu uzyskania wartości współczynnika dzielnikowania równej 0,5 /zerowe napięcie na potencjometrze P/ w temperaturze odniesienia T_3 . Drugi warunek swobody w postaci wartości rezystora R_2 wykorzystywano do minimalizacji nachylenia funkcji nieliniowości.

Wszystkie drukowane wyniki funkcji nieliniowości i nachylenia nieliniowości były odnoszone do szerokości zakresu pomiarowego przetwornika. Normalizację tę przeprowadzono przyjmując, że zmiana współczynnika dzielnikowania pomiędzy temperaturami 253K i 333K odpowiada 8% szerokości zakresu.

Danymi wejściowymi do programu były wartości rezystancji termistorów w temperaturach: $T_1 = 253K$, $T_2 = 273K$, $T_4 = 293K$, $T_6 = 313K$, $T_7 = 333K$ dla termistora o maksymalnej i minimalnej rezystancji w badanej partii, oraz wartości rezystancji hipotetycznego termistora o wartościach rezystancji równych średniej rezystancji termistorów w każdej temperaturze.

Uproszczona procedura obliczeń była następująca:

1. Załóż $T_3 = 288K$, $T_5 = 298K$, $R_2 = 59\Omega$, dla średniej charakterystyki termistorów
2. Oblicz R_1 takie, aby współczynnik dzielnikowania $WD = 0,5$ w temperaturze $T = T_3$

s. 121

$$WD = \frac{U_{AB}}{U_{DB}}$$

3. Dla takiego R_1 oblicz WD w pozostałych sześciu temperaturach
4. Oblicz we wszystkich siedmiu temperaturach rzędne prostej mającej jednakowe wartości ze współczynnikiem WD w temperaturze T_3 i T_5
5. Oblicz różnice D współczynnika WD i rzędnych prostej z pkt. 4 w siedmiu temperaturach
6. Oblicz współczynniki równania prostych mających wspólne z różnicą D wartości w temperaturze 293K oraz w pozostałych sześciu temperaturach
7. Znajdź i zapamiętaj maksymalną wartość M modułu nachylenia sześciu prostych z pkt. 6
8. Powtórz 150 razy obliczenia z pkt. 2 ... 7 zmieniając wartość R_2 o +1% w każdym kroku
9. Oblicz wartość minimalną M w zbiorze 150-ciu wartości. Wydrukuj dla tej wartości wartość obliczonych rezystorów R_1 i R_2 .
10. Oblicz i wydrukuj, dla znalezionych wartości R_1 i R_2 różnicę D w siedmiu temperaturach dla wszystkich trzech charakterystyk termistorów, wydrukuj zakres zmian współczynnika WD pomiędzy temperaturami 253K a 333K oraz wartość modułu M.
11. Oblicz i wydrukuj wartość maksymalnej różnicy D dla dziesięciu wartości rezystora R_2 mniejszych od optymalnej i dla dziesięciu wartości rezystora R_2 większych od optymalnej, zmieniając każdorazowo wartość rezystora o 5Ω .
12. Powtórz obliczenia 2 11 dla pozostałych siedmiu par temperatur $T_o - T_1$.
13. Drukuj maksymalną wartość D z pkt. 10 /nieliniowość/ funkcji par temperatur $T_3 - T_5$.

s. 122

9.2. Opis programu optymalizującego charakterystyki mostka kompensującego dryft zakresu

Linearyzację napięcia U_{AC1} /rys. 35/ w funkcji temperatury przeprowadzono za pomocą procedury komputerowej analogicznej, jak w przypadku mostka korygującego dryft zera. Różnice polegały na innym warunku początkowym - dobierz rezystor R_1 tak, aby przy założonych R_3 , R_5 uzyskać względną zmianę napięcia U_{AC} odniesioną do temperatury 293K równą 20% - oraz na innej procedurze poszukiwania ekstremum. Ponieważ po ustaleniu wartości R_1 występowały jeszcze dwa warunki swobody - wartości rezystorów R_3 , R_5 - wprowadzono cztery poziomy gęstości przeszukiwania. Na pierwszym poziomie program szukał minimalne nachylenia nieliniowości dla ośmiu wartości każdego z rezystorów zmienianych z ilorazem 1,64, zaczynając od 200 [?:blank space where a unit was expected]. Na drugim poziomie szukania minimalnego nachylenia rozpoczynasz od wartości poprzedzającej znalezioną wartość optymalną dla każdego rezystora i przeprowadzono również dla kolejnych ośmiu wartości z ilorazem 1,16. Na trzecim poziomie iloraz wynosił 1,04 a na czwartym, ostatnim poziomie 1,01.

W efekcie poszukiwań na każdym poziomie wyszukiwane było minimum ze zbioru 84-ch wartości.

Dla każdej z par temperatur $T_3 - T_5$ drukowane były obliczone optymalne wartości rezystancji R_1 , R_3 , R_5 oraz nieliniowość w funkcji temperatury dla tych wartości dla trzech charakterystyk termistorów. Ponadto drukowano nieliniowość dla 10 wartości mniejszych i 10-ciu wartości większych od obliczonych optymalnych wartości rezystorów R_3 i R_5 , oraz maksymalne nachylenie charakterystyki nieliniowości w funkcji par temperatur $T_3 - T_5$.

Normalizację wyników przeprowadzano uwzględniając, że zmiana współczynnika dzielnikowania pomiędzy temperaturami 253K i 333K odpowiada 20% zakresu pomiarowego.