

**ZESZYTY
NAUKOWE
POLITECHNIKI
ŚLĄSKIEJ**



0.3347/99

ELEKTRYKA

**Z. 65
GLIWICE
1979**

POLITECHNIKA ŚLĄSKA

ZESZYTY NAUKOWE

Nr 613

JAN ZARRZEWSKI



3347/79
METODYKA SYNTEZY
UKŁADÓW LINEARYZUJĄCYCH
NIELINIOWE
CHARAKTERYSTYKI
STATYCZNE PRZETWORNIKÓW
POMIAROWYCH

PL ISSN 0072-4688

GLIWICE

1979

OPINIODAWCY

Prof. dr hab. inż. Ryszard Hagel
Prof. dr hab. inż. Tomasz Stuszkiewicz
Prof. mgr inż. Artur Metel

**REDAKTOR NACZELNY WYDAWNICTW UCZELNIANYCH
POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ**

Jan Bandrowski

REDAKTOR DZIAŁU

Zofia Cichowska

SEKRETARZ REDAKCJI

Wojciech Mikołajków

REDAKCJA

Alicja Nowacka

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

Dział Wydawnictw Politechniki Śląskiej
Gliwice, ul. Kujawska 1

Nakł. 200+85 **Ark. wyd.** 8,44 **Ark. druk.** 8,34 **Papier** offset, kl. III, 70x100, 70 g
Oddano do druku 10.05.1979 **Podpis. do druku** 3.07.1979 **Druk ukończ.** w lipcu 1979
Zamówienie 669/79 **Cena** zł 21.-

Skład, fotokopie, druk i oprawę
wykonano w Zakładzie Graficznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach

P 271/79

SPIS TREŚCI

	Str.
1. WSTĘP	7
1.1. Sposoby linearyzacji charakterystyk statycznych	8
1.2. Cel i zakres pracy	9
2. CHARAKTERYSTYKI STATYCZNE PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH	12
2.1. Nieliniowość charakterystyk statycznych	12
2.2. Unormowana charakterystyka przetwarzania i jej związek z charakterystyką przetwarzania	14
2.3. Błąd wyznaczania charakterystyki unormowanej	20
3. KLASYFIKACJA UKŁADOWYCH METOD LINEARYZACYJNYCH	22
4. OGÓLNE SFORMUŁOWANIE ZAGADNIENIA SYNTEZY	25
5. LINEARYZACJA W UKŁADACH PRZETWARZANIA SYGNAŁU ELEKTRYCZNEGO	29
5.1. Syntezy struktur układów linearyzacyjnych	29
5.1.1. Linearyzacja w strukturze łańcuchowej	29
5.1.2. Linearyzacja w strukturze równoległej	31
5.1.3. Linearyzacja w strukturze zamkniętej	34
5.2. Synteza członów nieliniowych	37
5.2.1. Synteza członów nieliniowych za pomocą elementów elektrycznie nieliniowych	37
5.2.2. Nieliniowe przetwarzanie w przetwornikach A/C o działaniu bezpośrednim	39
5.2.3. Linearyzacja w części analogowej przetworników A/C z wielkością pośredniczącą	39
5.2.4. Linearyzacja w części impulsowej przetworników A/C ..	42
5.2.5. Człony nieliniowe z elementami sterowanymi	44
6. LINEARYZACJA W LINIOWYCH ANALOGOWYCH UKŁADACH POMIAROWYCH Z CZUJNIKAMI PARAMETRYCZNYMI	50
6.1. Synteza struktur linearyzacyjnych	51
6.1.1. Synteza struktury łańcuchowej	51
6.1.2. Synteza struktury zamkniętej	54
6.2. Synteza członu nieliniowego	56
6.2.1. Analityczne metody syntezy	57
6.2.2. Analityczno-wykreslna metoda syntezy	57
6.2.3. Szczególne właściwości układów przemiennoprądowych .	59
6.3. 6.2.4. Wpływ linearyzacji na zakres zmienności sygnału wyjściowego	65

	Str.
6.4. Linearyzacja w strukturze różnicowej	68
6.4.1. Właściwości linearyzacyjne układu różnicowego "idealnego"	69
6.4.2. Synteza układów linearyzacyjnych o strukturze różnicowej "nieidealnej"	74
6.4.3. Szczególne właściwości układów różnicowych przemienoprządowych	77
7. LINEARYZACJA W UKŁADACH POMIAROWYCH O WYJŚCIU CZĘSTOTLIWOŚCIOWYM	80
7.1. Synteza układu linearyzacji w metodzie pośredniej z generatorem sterowanym parametrem	81
7.2. Linearyzacja w układzie o strukturze różnicowej z czujnikami o wyjściu bezpośrednio częstotliwościowym	86
7.3. Linearyzacja w układzie przetwarzania częstotliwości	89
8. BŁĘDY SYSTEMATYCZNE W UKŁADACH LINEARYZACYJNYCH	90
8.1. Przetwarzanie błędów przez układ linearyzacyjny	90
8.2. Zależność błędów od struktury układu linearyzatora	97
8.3. Błędy systematyczne w liniowych układach pomiarowych współpracujących z czujnikami parametrycznymi	99
8.4. Synteza układów korekcji błędów systematycznych	102
9. WYBÓR KONCEPCJI UKŁADU LINEARYZACYJNEGO	105
9.1. Metodyka doboru układu w przypadku czujników generacyjnych .	105
9.2. Metodyka doboru układu w przypadku czujników o wyjściu częstotliwościowym	109
9.3. Metodyka doboru układu w przypadku czujników parametrycznych	111
9.4. Stosowanie kilku układów linearyzacyjnych w jednym układzie pomiarowym	113
10. WNIOSKI	114
10.1. Stworzenie uogólnionej metodyki doboru układu linearyzacyjnego	114
10.2. Kierunki rozwoju układowych metod linearyzacji	115
10.3. Niektóre wnioski szczegółowe wynikające z pracy	116
ANEKS I	118
ANEKS II	122
LITERATURA	126
STRESZCZENIA	132

SPIS WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

- A - Współczynnik wielomianowej postaci charakterystyki przetwarzania
- a - współczynnik wielomianowej postaci unormowanej charakterystyki przetwarzania
- b - stosunek zakresów czujników struktury różnicowej $b = \frac{\Delta Y_2}{\Delta Y_1}$
- β - współczynnik sprzężenia zwrotnego
- δ - błąd bezwzględny
- δ^0 - błąd względny odniesiony do zakresu
- F - częstotliwość
- f - częstotliwość unormowana def: wz. (7.1)
- φ - względny zakres zmian częstotliwości $\varphi = \frac{\Delta F}{F_{\min}}$
- K - współczynnik wzmocnienia
- k - unormowany współczynnik wzmocnienia $k = K \frac{\Delta Y}{\Delta Z}$
- m - współczynnik linearyzacyjny w układach z elementami liniowymi, def: wz. (6.6)
- N - nieliniowość def: wz. (2.7)
- N^* - nieliniowość unormowana def: wz. (2.12) } wyjaśnienie znaczenia indeksów i argumentów na str. 18
- p - względny zakres zmian wielkości Y. $p = \frac{\Delta Y}{Y_{\max}}$
- R - nieliniowość resztowa def: wz. (4.3)
- S - oszułość średnia przetwornika. $S = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$
- s - wartość względna immitancji dodatkowej. $s = \frac{Y_e}{Y_{\max}}$
- X - wielkość mierzona
- ΔX - zakres wielkości mierzonej
- x - unormowana wielkość mierzona def: wz. (2.5)
- Y - wielkość wyjściowa czujnika
- ΔY - zakres wielkości wyjściowej czujnika
- y - unormowana wielkość wyjściowa czujnika, def: wz. (2.6)
- Z - wielkość wyjściowa układu linearyzacyjnego
- ΔZ - zakres wielkości wyjściowej układu linearyzacyjnego
- z - unormowana wielkość wyjściowa układu linearyzacyjnego
- Δz - błąd resztowy linearyzacji def: wz. (4.1)

I n d e k s y

- min** - wartość minimalna zakresu pomiarowego
- max** - wartość maksymalna zakresu pomiarowego
- 0** - wartość przy $Y = 0$
- ∞** - wartość przy $Y \rightarrow \infty$
- lin** - wartość wymagana dla całkowitej linearyzacji
- sp** - wielkości odnoszące się do układu ze sprzężeniem zwrotnym
- im** - składowa urojona
- re** - składowa rzeczywista

1. WSTĘP

Jedną z gałęzi wiedzy metrologicznej jest metodyka projektowania aparatury pomiarowej. Zajmuje się ona formułowaniem związków pomiędzy właściwościami metrologicznymi wyodrębnionej klasy przyrządów pomiarowych, a określonymi ich cechami wynikającymi z istniejących i przewidywanych możliwości realizacyjnych. Metodyka projektowania dotyczyć może wąskiej klasy przyrządów pomiarowych, zwłaszcza takich, których kształt konstrukcyjny lub układowy jest w pełni ustalony w wyniku długotrwałego doświadczenia produkcyjnego (np. przyrządów elektromechanicznych), lub też dotyczyć może podstaw projektowania znacznie szerszej klasy przyrządów pomiarowych, z punktu widzenia ich istotnych właściwości.

Właścicielami tymi mogą być przykładowo: wpływ zakłóceń, korekcja błędów dynamicznych, niezawodność układu, możliwość automatycznego wzorcowania, czy też liniowość statycznej charakterystyki przetwarzania przyrządu. Suma powiązanych ze sobą metod projektowania, wspólnych dla różnych realizacji przyrządów pomiarowych mogłaby stanowić podobną podstawę projektowania układów pomiarowych, jak teoria regulacji stanowi podstawę projektowania układów automatyki.

Tematem niniejszej pracy jest uogólniona metodyka projektowania układów linearyzacyjnych.

Wprost proporcjonalna zależność pomiędzy wielkością mierzaną a wielkością wyjściową przyrządu pomiarowego, czyli liniowa charakterystyka statyczna przyrządu stała się obecnie jednym z podstawowych wymagań stawianych aparaturze pomiarowej, głównie ze względu na cyfrowy sposób prezentacji i przetwarzania wyników pomiarów. Natomiast pierwszy i podstawowy element toru pomiarowego dowolnej wielkości nieelektrycznej - czujnik - tylko w wyjątkowych przypadkach ma liniową charakterystykę statyczną. Wynika stąd powszechna konieczność linearyzacji statycznych charakterystyk przetwarzania przy projektowaniu współczesnych układów pomiarowych, zwłaszcza do pomiarów wielkości nieelektrycznych.

Dotychczas nie ma jednolitej metody podejścia ani do zagadnienia opisu nieliniowości przetworników, ani tym bardziej do zagadnienia projektowania układów linearyzacyjnych.

W licznych i coraz liczniejszych publikacjach na powyższy temat omawiane są w sposób wycinkowy metody linearyzacji dostosowane do określonego przetwornika wstępnego lub bardzo wąskiej grupy przetworników (np. termometrów rezystancyjnych metalowych) i to zazwyczaj metody, zawężone tylko do jednego sposobu realizacji. Próby nieco szerszego ujęcia tematu albo zatrzymują się na przedstawieniu różnych możliwości opisu matematycznego

błędu nieliniowości [22, 46, 83, 95] albo też ciąży nad nimi jednostronność prezentowania tematu [15, 37, 36, 58, 97, 105]. Dlatego też podjęcie próby całościowego przedstawienia zagadnienia linearyzacji charakterystyk statycznych przetworników pomiarowych jest celowe.

1.1. Sposoby linearyzacji charakterystyk statycznych

Linearyzacja charakterystyk statycznych torów pomiarowych przeprowadzana być może trzema sposobami:

a. Linearyzacja sposobem obliczeniowym, za pomocą maszyny cyfrowej. Obliczenia takie prowadzone są kilkoma metodami [74, 75, 96]. Metoda tablicowania polega na numerycznym odwzorowaniu charakterystyki statycznej z krokiem mniejszym od dopuszczalnego błędu pomiaru i przyporządkowaniu surowego (niezlinearyzowanego) wyniku pomiaru najbardziej zbliżonej wartości z tablicy. Metoda ta charakteryzuje się stosunkowo prostym algorytmem obliczeń, wymaga jednak rozbudowanego układu pamięci [96, 115].

Inna metoda obliczeniowa polega na aproksymacji charakterystyki statycznej wielomianem i przeprowadzeniu obliczeń wartości wielomianu dla każdej wartości wyniku pomiarowego. Metoda ta wymaga jedynie zapamiętania kilku współczynników wielomianu aproksymującego, jednakże algorytm obliczeń jest bardziej skomplikowany, zwłaszcza przy wyższych stopniach wielomianu niezbędnych w wielu przypadkach praktycznych z uwagi na dokładność aproksymacji [23, 69]. Ze względu na wady powyższych dwu metod stosuje się najczęściej metodę będącą ich kombinacją, a polegającą na aproksymacji charakterystyki statycznej funkcjami spline [28, 54]. Im niższy jest stopień wielomianów funkcji spline, tym łatwiejsza jest procedura obliczeń. W granicznym przypadku wielomianów stopnia pierwszego aproksymacja sprowadza się do liniowo-odcinkowej.

Procedura obliczeń jest w tym przypadku tak prosta, że może być sterowana autonomicznym układem logicznym z pominięciem maszyny cyfrowej, co prowadzi do układowej linearyzacji cyfrowej. Współczesna tendencja do decentralizacji sterowania procesem pomiaru poprzez częściowe zastępowanie maszyny cyfrowej mikroprocesorami oraz do wyposażania w mikroprocesory przyrządów pomiarowych nie pracujących w systemie, faworyzuje proste algorytmy obliczeń łatwo osiągalne za pomocą mikroprocesorów. Tym samym zwiększa się rola układowych metod linearyzacji w tym również o logice sterowanej mikroprocesorem, w stosunku do metod obliczeniowych wymagających maszyny cyfrowej.

b. Linearyzacja w czujniku pomiarowym poprzez odpowiedni dobór konstrukcji, technologii i materiałów ("na szcziot konstruktywnych mier" [86]). Linearyzacja taka jest ściśle związana z typem czujnika i ze względu na różnorodność czujników nie poddaje się uogólnieniu [82]. Ponadto postępowanie

technologiczny w produkcji czujników przejawia się w ostatnich latach silniej w osiąganiu powtarzalnych, niż w osiąganiu liniowych charakterystyk statycznych. Przykładem mogą być próby normalizacji charakterystyk termistorów.

c. Linearyzacja sposobem układowym, za pomocą doboru odpowiedniego analogowego lub cyfrowego układu przetwarzania wielkości wyjściowej czujnika pomiarowego. Jest to najczęściej stosowany sposób linearyzacji o bardzo różnorodnych możliwościach realizacyjnych. Polegać on może zarówno na prostym doborze wartości rezystancji widzianej z zacisków czujnika, jak i na zastosowaniu złożonych układów cyfrowych z pamięcią.

Z uwagi na stosunkowo małą ilość przyrządów pomiarowych pracujących w systemach z maszyną cyfrową oraz tendencję do decentralizacji sterowania procesem pomiaru z jednej strony, oraz z uwagi na ograniczone możliwości linearyzacji konstrukcyjnej czujników pomiarowych z drugiej strony, układowy sposób linearyzacji charakterystyk statycznych jest nie tylko najczęściej stosowany, lecz także wydaje się być najbardziej perspektywiczny.

Tym podyktowane zostało sformułowanie celu niniejszej pracy.

1.2. Cel i zakres pracy

Celem pracy jest stworzenie uogólnionej metodyki syntezy układów linearyzacji charakterystyk statycznych elektrycznych przyrządów pomiarowych.

Synteza taka polega na określeniu:

- po pierwsze: struktury układu linearyzacyjnego,
- po drugie: wymagań odnośnie tych członów struktury, które decydują o efektach linearyzacyjnych,
- po trzeciej: sposobu realizacji takich członów.

Uogólniony charakter syntezy polega na objęciu wszelkich układowych metod linearyzacji jednolitym opisem i jednolitym podejściem do metod projektowania. Wynika stąd konieczność stworzenia jednolitego modelu matematycznego opisującego charakterystyki statyczne czujników i przetworników, niezależnie od rodzaju ich wielkości wejściowych i wyjściowych. Model ten przedstawiono w rozdz. 2. Dokonana została klasyfikacja metod linearyzacyjnych oparta na stosowanych w metrologii klasyfikacjach czujników pomiarowych oraz struktur układów pomiarowych (rozdz. 3).

W oparciu o wprowadzony model matematyczny nieliniowości podany został jednolity sposób syntezy układów linearyzacyjnych (rozdz. 4) a następnie w rozdz. 5, 6 i 7 wykazano, że sposób ten może być efektywnie stosowany przy projektowaniu układów linearyzacyjnych wyodrębnionych w klasyfikacji.

Przeprowadzono szczegółową analizę błędów pomiarowych związanych z linearyzacją i wykazany został wpływ struktury układu na sumaryczną wartość błędu (rozdz. 8). Wnioski wynikające z rozdz. 4 do 8 zezwalają na wybór

właściwej struktury układu linearyzującego już we wstępnej, koncepcyjnej fazie projektowania układu (rozd. 9). Pozwala to ustrzec konstruktora przed szczegółowym opracowywaniem rozwiązań, które w końcowym efekcie okazują się chybione. Wnioski te są oparte przede wszystkim na przebiegu charakterystyki statycznej, rodzaju wielkości wyjściowej czujnika i wartościach błędów.

Liniiowość charakterystyki, aczkolwiek bezwzględnie wymagana we współczesnych przyrządach pomiarowych, nie jest jedynym kryterium oceny przyrządu, a projektowanie przyrządu pomiarowego polega na pogodzeniu szeregu, nieraz sprzecznych wymagań.

W niniejszej pracy, zgodnie z jej tematem, eksponowane są te zagadnienia, które wiążą się z linearyzacją, jak np. zmiana zakresu wielkości wyjściowej czy też zmiana charakteru błędów systematycznych przy przejściu przez układy nieliniowe.

Te natomiast zagadnienia, które nie są związane bezpośrednio z charakterystyką przetwarzania są pominięte. I tak np. pominięta jest strona energetyczna przetworników pomiarowych, która tylko pośrednio, poprzez wartości błędów i odporności na zakłócenia, może wpływać na wynik syntezy układów linearyzujących. Również zagadnienia dynamiki układów pomiarowych zawierających elementy nieliniowe nie są tu przedstawione ani od strony analizy takich układów, ani też od strony syntezy układów, lub ich członów korekcyjnych gwarantujących uzyskanie założonych właściwości dynamicznych aparatury pomiarowej.

Przedstawiona w pracy uogólniona metoda opisu właściwości nieliniowych przetworników oraz syntezy układów linearyzacyjnych może być stosowana do wszelkich elektrycznych układów pomiarowych, a więc zarówno przeznaczonych do pomiaru wielkości elektrycznych, jak i do pomiaru wielkości nieelektrycznych i w związku z tym współpracujących z czujnikami wielkości nieelektrycznych. Zasadniczy jednakże nacisk położono na pomiary wielkości nieelektrycznych. Takie ukierunkowanie pracy spowodowane zostało następującymi przesłankami:

- wielkości nieelektryczne są mierzone częściej niż wielkości elektryczne,
- duża liczba przetworników do pomiaru wielkości nieelektrycznych wykazuje charakterystyki nieliniowe,
- jedna z najskuteczniejszych metod linearyzacji układów pomiarowych, polegająca na objęciu całego układu sprzężeniem zwrotnym, w którego pętli znajdować się będzie liniowy przetwornik wielkości wyjściowej na wielkość wejściową jest w przypadku pomiaru wielkości nieelektrycznych zazwyczaj trudna, a czasami wręcz niemożliwa do zastosowania. Trudności podstawowe polegają tutaj na zbudowaniu liniowego przetwornika wielkości elektrycznej (wyjściowej) na wielkość nieelektryczną (wejściową) [24, 64].

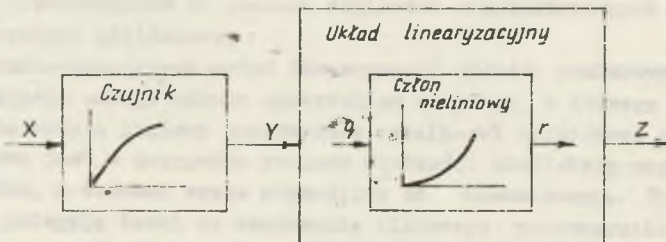
- w przeciwieństwie do powyższych cech układów pomiarowych wielkości nieelektrycznych, przy pomiarze wielkości elektrycznych, przetworniki z reguły są liniowe, a ewentualne nieliniowości wynikające zazwyczaj z właściwości elementów, a nie z zasady działania, mogą być w większości przypadków usunięte bardzo skutecznie poprzez zastosowanie sprzężenia zwrotnego. Jako najpopularniejsze przykłady można tu podać układy ze wzmacniaczami operacyjnymi realizujące idealną diodę lub obciążalny dzielnik napięcia.

2. CHARAKTERYSTYKI STATYCZNE PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH

2.1. Nieliniowość charakterystyk statycznych

W niniejszej pracy przyjęto następującą definicję przetwornika o charakterystyce nieliniowej. Przetwornikiem pomiarowym o nieliniowej charakterystyce statycznej nazywa się przetwornik, którego czułość w obszarze zakresu pomiarowego jest funkcją wielkości mierzonej (wejściowej).

Pomimo iż określenie "przetwornik nieliniowy" jest nieprecyzyjne, gdyż słowo "nieliniowy" odnosić się może tak do właściwości statycznych jak i dynamicznych, jak również do operacji dokonywanych na sygnale wejściowym, tym niemniej, jako forma skrótowa będzie ono używane w niniejszej pracy, zawsze jednak w sensie podanej wyżej definicji. Interpretacją graficzną tej definicji jest krzywoliniowa zależność pomiędzy mierzoną wielkością wejściową, a wielkością wyjściową przetwornika. Pojęcie czułości odnosi się do modelu przetwornika, w którym nie są uwzględnione błędy o charakterze losowym. Zatem charakterystyka statyczna stanowi jednoznaczny opis matematyczny modelu przetwornika, natomiast wokół tej charakterystyki (liniowej lub nieliniowej) występuje przedział niepewności wskazań spowodowanych czynnikami o charakterze losowym, w tym również zjawiskami typu histerezy czy kwantowania. Powszechnie stawia się wymaganie, aby przedział ten mieścił się w granicach dopuszczalnych dla danego przetwornika. Tym samym, losowe odstępstwa od liniowości zawierające się w granicach dopuszczalnych błędów nie powodują zaliczenia danego przetwornika do przetworników nieliniowych. Najprostszy model toru pomiarowego przedstawiony jest na rys. 2.1.



Rys. 2.1. Tor pomiarowy z układem linearyzacyjnym

- X - oznacza tu mierzoną wielkość wejściową,
- Y - wielkość wyjściową czujnika, która może być zarówno określoną cechą sygnału elektrycznego przy czujnikach generacyjnych, jak i parametrem obwodu przy czujnikach parametrycznych,
- Z - wielkość wyjściową układu pomiarowego.

Ograniczenie zakresu rozważań do układowych metod linearyzacji pozwala wyodrębnić z toru pomiarowego czujnik pomiarowy o charakterystyce statycznej

$$Y = F(X) \quad (2.1)$$

Synteza układu linearyzacyjnego sprowadza się do poszukiwania możliwości realizacyjnych takiej charakterystyki

$$Z = F^{-1}(Y), \quad (2.2)$$

aby zależność pomiędzy X i Z była liniowa. Z warunku jednoznaczności charakterystyki statycznej czujnika wynika istnienie takiej funkcji również jednoznacznej.

Zależność (2.1) może być przedstawiona w postaci analitycznej, graficznej czy też poprzez podanie odpowiedniego zbioru wartości tej funkcji w wybranych punktach. Sposób określenia charakterystyki przetwarzania jest w dużym stopniu uzależniony od przyczyn powodujących występowanie nieliniowości. Rozpatrując przyczyny nieliniowości pod kątem widzenia ich opisu modelowego, wyróżnić można trzy grupy nieliniowości.

1. Nieliniowości związane z zachodzeniem wewnątrz przetwornika zjawisk, opisywanych modelami matematycznymi znanych praw fizyki, np. zależności energetycznych, wymiarów geometrycznych, makroskopowego opisu zjawisk statystycznych itp. Modele te są zazwyczaj funkcjami analitycznymi o postaci zależnej od opisywanych zjawisk (funkcja wykładnicza, logarytmiczna, hiperboliczna, pierwiastkowa itp.).

2. Nieliniowości spowodowane zjawiskami, których mechanizm nie jest na tyle znany, aby na jego podstawie tworzyć adekwatny do obserwacji model matematyczny. Do tej grupy należy wiele nieliniowości, których przyczyny należy szukać we właściwościach materiałowych. Opis matematyczny może być podobnie jak w poprzednim przypadku określoną funkcją, w której jednak pewne współczynniki (lub całe człony) muszą być znalezione doświadczalnie. Częściej jednak model matematyczny tworzony jest w tym przypadku na podstawie pomiarów charakterystyki.

3. Nieliniowości występujące w przetwornikach, których model matematyczny w pierwszym przybliżeniu jest liniowy, a nieliniowość występuje na skutek zjawisk ubocznych, ale w danym egzemplarzu czy też w danej serii powtarzalnych.

Przykładowo przyczynami takich nieliniowości może być anizotropia materiałów, nagrzewanie elementów przetwornika prądami pomiarowymi, występowanie prądów wirowych, odstępstwa od prawa Hooke'a dla materiałów sprężystych itp. Przyczyny mogą być również nieznanne, ale wywołujące powtarzalne efekty. Model matematyczny "w drugim przybliżeniu", a więc uwzględniający nieliniowość, może być tutaj osiągnięty jedynie na drodze pomiarowej.

Z powyższego wynika, że model matematyczny charakterystyki przetwarzania zarówno wybranego egzemplarza przetwornika, jak i większego zbioru przetworników powstaje w większości przypadków na drodze pomiarowej. Wówczas dany jest on zazwyczaj w postaci zbioru wartości X_i, Y_i , przedstawiających wybrane punkty charakterystyki.

Określenie analitycznej postaci charakterystyki przetwarzania dokonywane jest w tym przypadku za pomocą aproksymacji, co niezależnie od zastosowanej metody aproksymacyjnej prowadzi zazwyczaj do wyrażenia charakterystyki statycznej w postaci wielomianu.

$$Y(X) = \sum_{k=0}^n A_k X^k \quad (2.3)$$

Uwzględniając fakt, że dla określonego przetwornika interesujący nas przebieg charakterystyki zawiera się pomiędzy wartościami X_{\min} i X_{\max} , funkcję $Y(X)$ przedstawić można jako:

$$Y(X) = Y_{\min} + \sum_{k=0}^n A_k (X - X_{\min})^k \quad (2.4)$$

2.2. Unormowana charakterystyka przetwornika i jej związek z charakterystyką przetwarzania

Zależność $Y = F(X)$ przedstawiona w dowolnej postaci jest zawsze związkiem pomiędzy wielkościami wymiarowymi. Posługiwanie się nimi utrudnia jednolity i uogólniony sposób podejścia do projektowania układów pomiarowych. Z tego powodu celowe jest wprowadzenie modelu matematycznego charakterystyki przetwornika opierającego się na bezwymiarowych współrzędnych unormowanych. Współrzędne unormowane wielkości wejściowej i wyjściowej, które w niniejszej pracy oznacza się małymi literami, określone są poniższymi wzorami.

$$x = \frac{X - X_{\min}}{\Delta X}, \quad (2.5)$$

$$y = \frac{Y - Y_{\min}}{\Delta Y}, \quad (2.6)$$

gdzie:

$\Delta X = X_{\max} - X_{\min}$ oznacza zakres mierzonych wielkości wejściowych,

$\Delta Y = Y_{\max} - Y_{\min}$ oznacza zakres wielkości wyjściowych,

natomiast

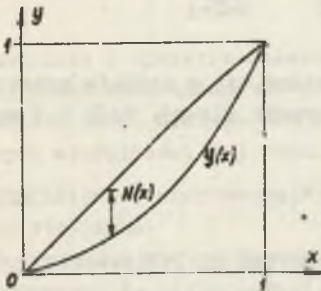
$$Y_{\max} = Y(X_{\max}) \text{ oraz } Y_{\min} = Y(X_{\min}).$$

Z powyższych oznaczeń wynika, że zakres zmienności wielkości unormowanych zawiera się w przedziale od 0 do 1.

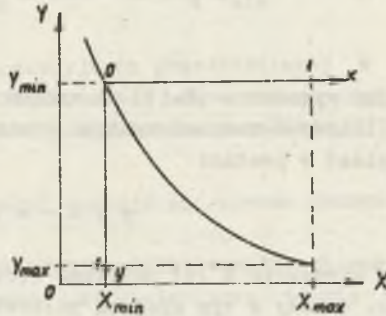
Charakterystyka przetwornika opisana zależnością

$$y(x) = x - N(x), \quad (2.7)$$

nazywana będzie unormowaną charakterystyką przetwornika, a człon $N(x)$ nazywany będzie nielinowością przetwornika. Funkcja $y(x)$ jest zawsze monotonicznie rosnąca od wartości $y(0) = 0$ do wartości $y(1) = 1$ (rys. 2.2) nawet w przypadku, gdy zależność $Y(X)$ jest malejąca. Wówczas $Y_{\max} < Y_{\min}$, co



Rys. 2.2. Unormowana charakterystyka przetwornika pomiarowego



Rys. 2.3. Przekształcanie charakterystyki nieunormowanej w unormowaną

powoduje $\Delta Y < 0$, a sposób tworzenia charakterystyki unormowanej przedstawiony jest na rys. 2.3.

Ze wzoru definicyjnego (2.6) wynika bezpośrednio

$$Y = Y_{\min} + \Delta Y_y(x). \quad (2.8)$$

Sposób przedstawienia charakterystyki statycznej w formie (2.8) ma tę zaletę, że każde z występujących tam wyrażeń ma bezpośredni i decydujący wpływ na jeden z podzespołów układu pomiarowego. Wartość Y_{\min} decyduje o układzie korekcji zera, wartość ΔY o układzie regulacji czułości, natomiast przebieg $y(x)$ o układach linearyzacyjnych. Z tego właśnie względu unormowana charakterystyka przetwornika $y(x)$ ma w niniejszej pracy szcze-

gólne znaczenie. Związek pomiędzy charakterystykami przetworników, unormowaną $y(x)$ i nieunormowaną $Y(X)$, zostanie przedstawiony na przykładzie opisu charakterystyki $Y(X)$ wielomianem (2.4). Otrzymuje się wówczas

$$y = x - \frac{\sum_{k=2}^n A_k (\Delta X)^k x (1-x^{k-1})}{\sum_{k=1}^n A_k (\Delta X)^k} \quad (2.9)$$

uwzględniając, że $1 - x^{k-1} = (1-x)(1+x+x^2+x^3 + \dots + x^{k-2})$, i wprowadzając pojęcie średniej czułości przetwornika

$$S = \frac{\Delta Y}{\Delta X}, \quad (2.10)$$

otrzymuje się ostatecznie

$$y = x - x(1-x) \frac{\Delta X}{S} \sum_{i=0}^{n-2} x^i \sum_{k=2+i}^n A_k \Delta X^{k-2} \quad (2.11)$$

Porównując wyrażenie (2.11) ze wzorem (2.7) widać, że w członie oznaczającym nieliniowość charakterystyki występuje czynnik $x(1-x)$. Wzór 2.7 można więc napisać w postaci

$$y = x - x(1-x) N^*(x), \quad (2.12)$$

w którym wyrażenie $N^*(x)$ nazywane będzie unormowaną nieliniowością przetwornika. Należy w tym miejscu podkreślić, że czynnik $x(1-x)$ stanowi pewien czynnik normujący, który sprawia, że $N(x)$ osiąga wartości zerowe na krańcach zakresu. Nie jest to jednak czynnik wprowadzony arbitralnie, lecz jak wynika z przeprowadzonych przekształceń wypływa on bezpośrednio z przyjętej definicji charakterystyki unormowanej oraz z wielomianowego opisu charakterystyki przetwarzania. Występuje on również wówczas, gdy charakterystyka przetwarzania jest opisana dowolną funkcją wymierną.

Postać wzoru (2.11) sugeruje przedstawienie nieliniowości unormowanej w postaci wielomianu

$$N^*(x) = \sum_{k=2}^n a_k x^{k-2} \quad (2.13)$$

Wzajemne związki pomiędzy współczynnikami A_k i a_k wyprowadzić można przez porównanie wzorów (2.11) i (2.13) otrzymując

$$a_k = \frac{\Delta X}{S} \sum_{i=k}^n A_i \Delta X^{i-2} \quad (2.14)$$

oraz

$$A_k = \frac{S}{\Delta X^{k-1}} (a_k - a_{k+1}) \quad (2.15)$$

Gdy charakterystyka przetwarzania jest dana w postaci zbioru punktów pomiarowych, nieliniowość unormowaną można również przedstawić jako zbiór wartości $N^*(x_1)$. Posłużyć się tu można wynikającą bezpośrednio ze wzoru (2.12) zależnością

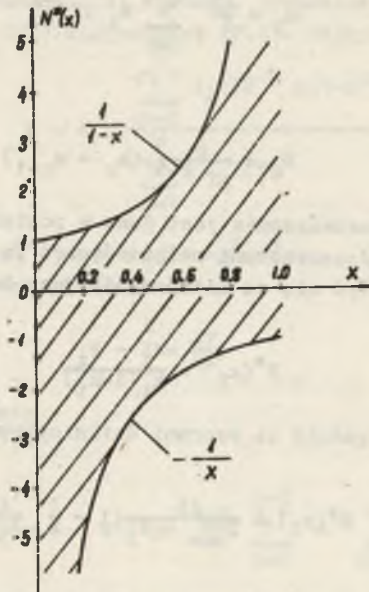
$$N^*(x_1) = \frac{x_1 - y_1}{x_1(1-x_1)} \quad (2.16)$$

lub też podstawiając zgodnie ze wzorami definicyjnymi (2.5) i (2.6)

$$N^*(x_1) = \frac{\Delta X}{X_{\max} - X_i} \left(1 - \frac{1}{S} \frac{Y_i - Y_{\min}}{X_i - X_{\min}}\right) \quad (2.17)$$

W analizie i syntezie układów linearyzacyjnych przedstawionej w niniejszej pracy wprowadzone tu pojęcie nieliniowości unormowanej odgrywa zasadniczą rolę. Dlatego też celowe jest przedstawienie niektórych podstawowych właściwości tej funkcji.

- Nieliniowość unormowana $N^*(x)$ w pełni opisuje unormowaną charakterystykę statyczną.
- W przypadku wielomianowego przedstawienia analitycznego charakterystyk statycznych, nieliniowość unormowana jest wielomianem stopnia niższego o dwa od stopnia wielomianu opisującego charakterystykę statyczną, co niezmiernie ułatwia przedstawienie właściwości przetworników pomiarowych za pomocą nieliniowości unormowanej.
- Wartości $N^*(x_1)$ dla punktów o współrzędnych x_1, y_1 wyznaczyć można bez konieczności analitycznego wyznaczania charakterystyki statycznej. Analityczną postać $N^*(x)$ osiągnąć można przez bezpośrednią aproksymacją przeprowadzoną na uzyskanych pomiarowo wartościach $N^*(x_1)$.
- W przeciwieństwie do innych sposobów opisu nieliniowości, wyznaczenie funkcji $N^*(x)$ nie wymaga różniczkowania charakterystyki statycznej, która to operacja w przypadku doświadczalnego określania charakterystyki jest skomplikowana i mało dokładna.
- Z uwagi na jednoznaczność charakterystyki $y = f(x)$, przebiegi funkcji $N^*(x)$ zawierać się mogą w granicach podanych na rys. 2.4.
- Zmniejszenie wartości funkcji $N^*(x)$ dla określonego x jest równoznaczne ze zmniejszeniem nieliniowości w tym punkcie i odwrotnie.



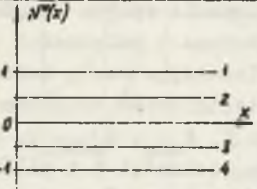
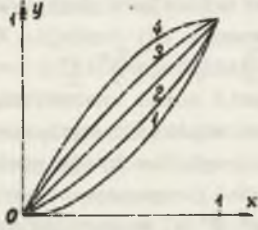
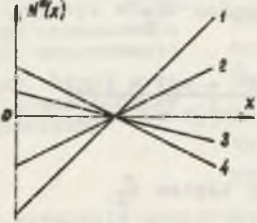
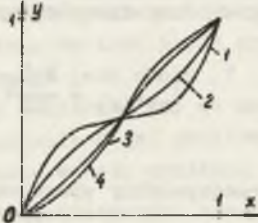
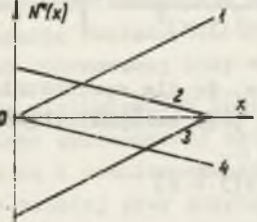

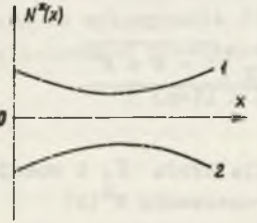
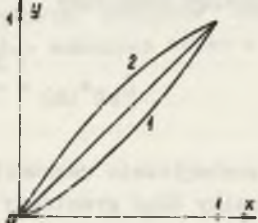
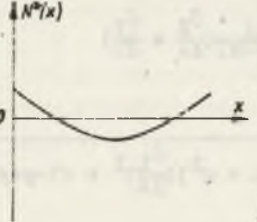
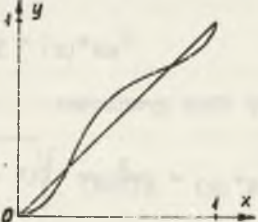
Rys. 2.4. Obszar dopuszczalnych wartości nieliniowości unormowanych ze względu na monotoniczność charakterystyk statycznych

- Punkt występowania maksymalnej wartości $N^*(x)$ nie musi być (prawie nigdy nie jest) punktem występowania maksymalnej nieliniowości.
- Tabela 2.1 podaje wykresy charakterystycznych przebiegów $N^*(x)$ i odpowiadające im unormowane charakterystyki przetwarzania $y(x)$.

Przedstawiony w niniejszym rozdziale opis właściwości statycznych przetworników za pomocą unormowanej charakterystyki przetwornika i unormowanej nieliniowości może być stosowany do dowolnego przetwornika pomiarowego, a nie tylko do czujnika. W niniejszej pracy, w celu uniknięcia nieporozumień, przyjęto następujące zasady opisu: Funkcja N oznacza zawsze nieliniowość, natomiast funkcja N^* nieliniowość unormowaną.

Argumenty tych funkcji są wielkościami wejściowymi opisywanego przetwornika, natomiast indeksy oznaczają wielkości wyjściowe. Np. $N^*_z(y)$ oznacza unormowaną nieliniowość przetwornika, dla którego wielkością wejściową jest wielkość Y , natomiast wielkością wyjściową wielkość Z . W przypadku opisywania czujnika, indeksy y pomija się.

Tabela 2.1

Por.	Nieliniowość unormowana	Unormowana charakterystyka przetwornika
1		
2		
3		
4		
5		

2.3. Błąd wyznaczenia charakterystyki unormowanej

Nieliniowość unormowana $N^*(x)$ wyznaczona jest zazwyczaj na drodze pomiarowej. Dlatego też celowe jest rozpatrzenie wpływu błędów pomiarów na dokładność wyznaczenia tej funkcji. Wychodząc z zależności (2.12) traktowanej tutaj jako definicja $N^*(x)$ i uwzględniając wzory definicyjne (2.5) i (2.6), przedstawić można unormowaną nieliniowość czujnika $N^*(x)$ jako funkcję mierzonych wielkości wymiarowych X , X_{\min} , X_{\max} , Y , Y_{\min} i Y_{\max} . Przyjmując, że bezwzględne błędy pomiaru wielkości X i wielkości Y nie zależą od ich wartości i wynoszą odpowiednio δ_X i δ_Y wyznaczyć można błędy charakterystyki $N^*(x)$ w następującej postaci:
błąd maksymalny graniczny spowodowany błędem δ_X

$$\delta_{mN^*}(x) = \frac{2 \delta_X}{\Delta X} \cdot \frac{x^2 + y(1-2x)}{x^2(1-x)^2} \quad (2.18)$$

Błąd graniczny prawdopodobny spowodowany błędem δ_X

$$\delta_{pN^*}(x) = \frac{2 \delta_X}{\Delta X} \cdot \frac{x^2 + y(1-2x)}{x^2(1-x)^2} \sqrt{1 - x + x^2} \quad (2.19)$$

Przyjmując, że nieliniowości są tak małe, że dla oszacowania błędu można przyjąć $x = y$ otrzymuje się odpowiednic błąd maksymalny graniczny

$$\delta_{mN^*}(x) = \frac{2 \delta_X}{\Delta X x(1-x)} \quad (2.20)$$

lub błąd prawdopodobny graniczny

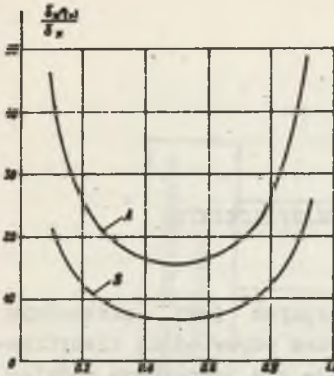
$$\delta_{pN^*}(x) = \frac{2 \delta_X \sqrt{1 - x + x^2}}{\Delta X x(1-x)} \quad (2.21)$$

Przeprowadzając analogicznie rachunki dla błędu δ_Y i sumując błędy, otrzymamy się maksymalny błąd graniczny wyznaczenia $N^*(x)$

$$\delta_{mN^*}(x) = \frac{2}{x(1-x)} \left(\frac{\delta_X}{\Delta X} + \frac{\delta_Y}{\Delta Y} \right) \quad (2.22)$$

lub prawdopodobny błąd graniczny

$$\delta_{pN^*}(x) = \frac{2}{x(1-x)} \sqrt{(1 - x + x^2) \left(\frac{\delta_X}{\Delta X} \right)^2 + (1 - y + y^2) \left(\frac{\delta_Y}{\Delta Y} \right)^2} \quad (2.23)$$



Rys. 2.5. Wpływ błędów pomiaru charakterystyk statycznych na błąd wyznaczenia nieliniowości unormowanej
A - maksymalny błąd graniczny, B - prawdopodobny błąd graniczny

Na rys. 2.5 wykreślono przebiegi tych błędów przy założeniu, że błędy względne pomiaru X i Y odniesione do zakresów zmienności tych wielkości są takie same.

$$\delta \frac{\sigma}{X} = \frac{\delta X}{\Delta X} = \delta \frac{\sigma}{Y} = \frac{\delta Y}{\Delta Y}. \quad (2.24)$$

W takim przypadku najmniejsza wartość błędu maksymalnego granicznego wyznaczenia charakterystyki unormowanej, występująca w połowie zakresu, jest 16 razy większa od względnego błędu pomiaru X lub Y, natomiast najmniejsza wartość błędu granicznego prawdopodobnego jest około 7 razy większa. W miarę zbliżania się do krańców zakresu, błąd wyznaczenia $N^{\#}(x)$ gwałtownie wzrasta. Z powyższego wywodu wynikają dwa wnioski.

1. Gdy na podstawie pomiarowej charakterystyki statycznej mają być podejmowane jakiegokolwiek decyzje dotyczące linearyzacji, te stawiać należy wysokie wymagania dokładności tych pomiarów, tak aby błędy wyznaczenia nieliniowości unormowanej były wystarczająco małe.

2. Funkcja nieliniowości unormowanej nadaje się szczególnie do projektowania i oceny skuteczności układów linearyzacyjnych, gdyż różnice pomiędzy postulowaną i realizowaną charakterystyką tego układu uwidaczniają się kilkakrotnie silniej przy posługiwaniu się nieliniowościami unormowanymi, niż przy posługiwaniu się charakterystykami statycznymi nieunormowanymi.

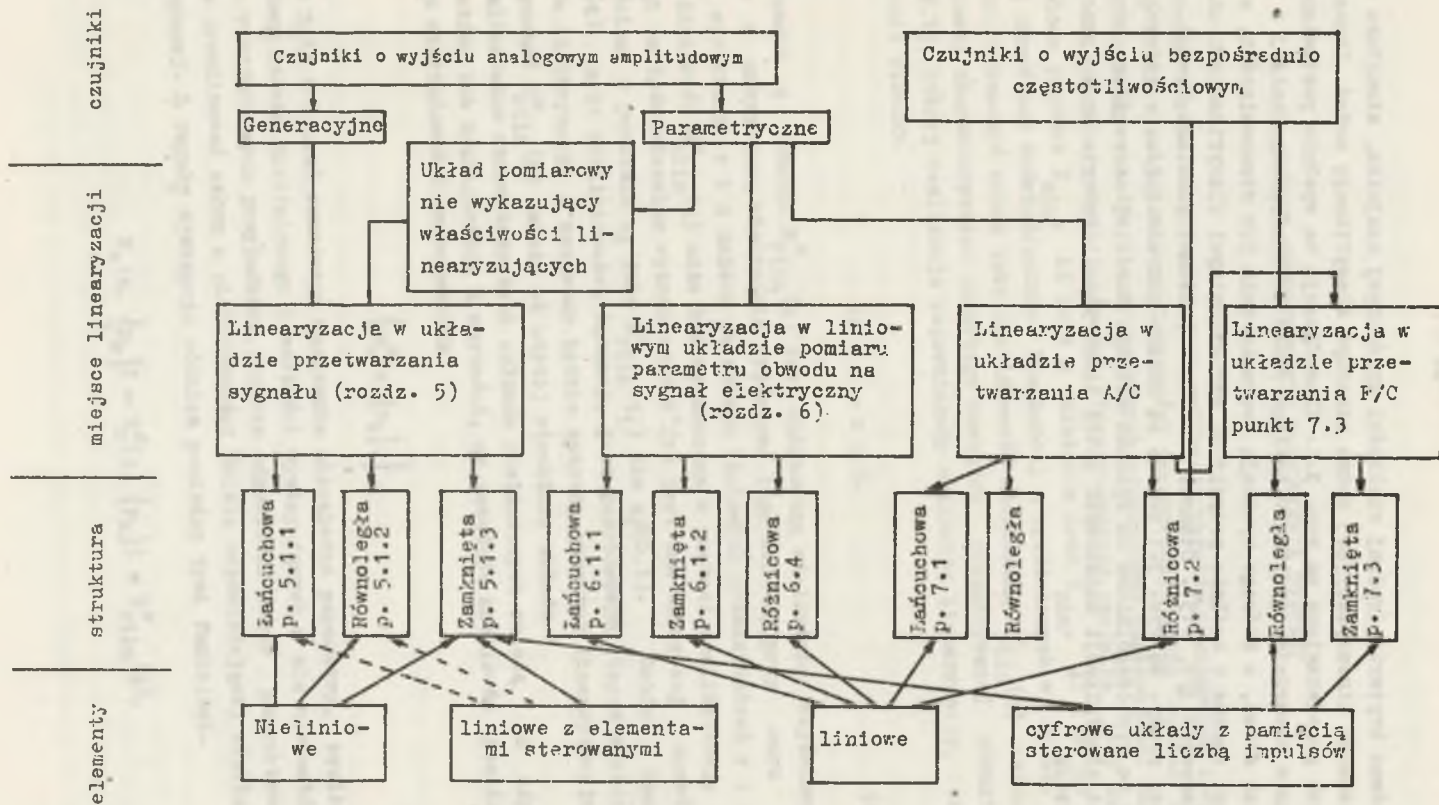
Na konieczność wykonywania dokładnych pomiarów charakterystyki, przy analizie nieliniowości przetwarzania, wskazano także w pracy [133].

3. KLASYFIKACJA UKŁADOWYCH METOD LINEARYZACYJNYCH

Przeprowadzenie klasyfikacji metod linearyzacyjnych jest niezbędnym warunkiem dokonywania uogólnień, gdyż tylko poprzez odpowiednią klasyfikację można wyodrębnić te grupy metod, które opisują się jednakowym modelem, decydującym o istotnych dla syntezy układu linearyzacyjnego właściwościach metody.

Model ten zależy w pierwszym rzędzie od rodzaju wielkości wejściowej układu oraz od jego struktury. Zależność od rodzaju wielkości wejściowej spowodowana jest tym, że układ linearyzacyjny jest z reguły mniej lub bardziej wyodrębnioną częścią całego układu pomiarowego, natomiast układ pomiarowy jest w znacznym stopniu zdeterminowany rodzajem mierzonej wielkości wejściowej. Wielkościami wejściowymi układu pomiarowego są wielkości wyjściowe czujników, a mianowicie: sygnał elektryczny analogowy amplitudowy, parametr obwodu elektrycznego, częstotliwość, liczba impulsów lub sygnał kodowy. Czujniki o wyjściu impulsowym i kodowym nie wymagają z reguły linearyzacji. Linearyzacja jest zatem przeprowadzona albo w układzie przetwarzania sygnału elektrycznego, albo w układzie pomiaru parametru obwodu elektrycznego albo w układzie generacji lub przetwarzania częstotliwości. W każdym z powyższych układów wyróżnia się w niniejszej pracy trzy struktury układów linearyzacyjnych: łańcuchową, równoległą i zamkniętą, w zależności od umiejscowienia w strukturze członu, decydującego o nieliniowej charakterystyce układu. Człon taki, o wielkości wejściowej unormowanej q i wielkości wyjściowej unormowanej r , zaznaczono symbolicznie na rys. 2.1, jako znajdujący się wewnątrz układu linearyzacyjnego. W niniejszej pracy jest on nazywany umownie "członem nieliniowym". Analiza możliwości uzyskiwania członów o nieliniowych charakterystykach wykazuje, że człony te muszą zawierać albo elementy elektrycznie nieliniowe (co jest oczywiste) albo elementy sterowane (co przedstawiono w punkcie 5.2.5), przy czym wielkość sterująca może być zarówno elektryczna jak i nieelektryczna.

Stosując elementy sterowane można osiągnąć nieliniowe charakterystyki statyczne w układach, które pod względem elektrycznym są obwodami linowymi. Zaletą tych układów jest nie tylko prostsza ich analiza i synteza, lecz przede wszystkim fakt, iż elementy elektrycznie liniowe są z reguły bardziej stabilne od elementów nieliniowych, co znacznie poprawia właściwości metrologiczne takich układów linearyzacyjnych. Z tego powodu następnym kryterium klasyfikacyjnym jest rodzaj użytych elementów. W oparciu o



Rys. 3.1

podane kryteria (rodzaj wielkości wyjściowej czujnika, struktura układu i elementy linearyzacyjne) można utworzyć klasyfikację metod linearyzacyjnych przedstawioną na rys. 3.1. Klasyfikacja ta spełnia postawione jej zadanie stwarzając możliwość takiego opisu matematycznego każdej z wyróżnionych metod, z którego wynikają uwarunkowania ich stosowalności, a ponadto jest zgodna z ogólnie przyjętymi strukturalnymi klasyfikacjami układów pomiarowych [75, 115]. Stanowi ona także podstawę podziału treści niniejszej pracy. Na rys. 3.1 podane są numery podrozdziałów, w których omawiane są wyszczególnione na rysunku metody. Bardziej szczegółowe uwagi na temat klasyfikacji układowych metod linearyzacji zawarte są w pracy [128] autora.



4. OGÓLNE SFORMUŁOWANIE ZAGADNIENIA SYNTEZY

Opierając się na strukturalnej klasyfikacji układów pomiarowych i wprowadzonej w niniejszej pracy nieliniowości unormowanej, można ogólne zagadnienie syntezy układów linearyzacyjnych sformułować następująco. Zakłada się, że charakterystyka statyczna linearyzowanego czujnika jest znana i określona poprzez X_{\min} , ΔX dane z założenia oraz Y_{\min} , ΔY i $N^*(x)$ zazwyczaj określone doświadczalnie. Dla każdej z wyróżnionych w rozdz. 3 struktur, wyznaczyć można taką nieliniowość unormowaną $N_{r\text{lin}}^*(q)$ członu o nieliniowej charakterystyce zawartego wewnątrz rozpatrywanej struktury (rys. 2.1), której realizacja zapewniałaby całkowitą linearyzację, czyli spełnienie warunku

$$\Delta z = z - x = 0. \quad (4.1)$$

Argument q funkcji $N_{r\text{lin}}^*(q)$ jest unormowaną wielkością wejściową, a indeks r unormowaną wielkością wyjściową tego członu, przy czym dla każdej struktury, r i q należą do zbioru liniowych przekształceń y i z .

Nieliniowość $N_{r\text{lin}}^*(q)$ może być wyznaczona w postaci analitycznej, lecz z uwagi na doświadczalne wyznaczenie $N^*(x)$ jest ona zazwyczaj określona wartościami w punktach q_i jako $N_{r\text{lin}}^*(q_i)$ dla $q_i \in (0,1)$. Dobór funkcji $N_{r\text{lin}}^*(q)$, czyli nieliniowości żądanej, jest podstawowym etapem syntezy układów linearyzacji i nazywany będzie syntezą struktur linearyzacyjnych, gdyż postać $N_{r\text{lin}}^*(q)$ zależy od użytej struktury układu.

Realizowalne charakterystyki członów nieliniowych zależą od użytych elementów, ich konfiguracji i wartości, co powoduje możliwość realizacji zbioru nieliniowości unormowanych

$$\left\{ N_r^*(q, \{p_k\}) \right\}, \quad (4.2)$$

gdzie p_k ($k = 1 \dots n$) oznaczają wzajemnie niezależne parametry, wynikające z budowy członu nieliniowego i wartości występujących w nim elementów. Jedynie w wyjątkowych przypadkach, poprzez odpowiedni dobór parametrów p_k , można zrealizować człon o nieliniowości ściśle odpowiadającej nieliniowości żądanej. Z reguły występuje różnica pomiędzy tymi funkcjami.

$$R_r(q, \{p_k\}) = N_r^*(q, \{p_k\}) - N_{r\text{lin}}^*(q), \quad (4.3)$$

która powoduje powstanie resztowego błędu nieliniowości Δz , gdyż zachodzi

$$\Delta z = w(q) R_x^*(q, \{P_k\}), \quad (4.4)$$

gdzie $w(q)$ jest funkcją wagi zależną od rozpatrywanej struktury. Taki dobór technicznie realizowalnych parametrów p_k , który prowadzi do zmniejszenia błędów resztowych, nazwany jest syntezą członów nieliniowych. Wyróżnić można generalnie dwa odmienne sposoby podejścia do tej syntezy. Pierwszy z nich polega na minimalizacji funkcji kryterialnej

$$F_k(\Delta z) = \min \quad (4.5)$$

i na tej podstawie określania w sposób analityczny wartości parametrów p_k . Doбору funkcji kryterialnych dokonuje się w sposób arbitralny, przy czym niektóre z nich, częściej używane, przykładowo przedstawione są poniżej:

$$F_{k1}(\Delta z) = |\Delta z|_{\max}, \quad (4.6)$$

$$F_{k2}(\Delta z) = \int_0^1 |\Delta z| dz, \quad (4.7)$$

$$F_{k3}(\Delta z) = \int_0^1 P(z) |\Delta z| dz, \quad (4.8)$$

gdzie $P(z)$ jest prawdopodobieństwem wystąpienia wartości z .

$$F_{k4}(\Delta z) = \int_0^1 \Delta z dz. \quad (4.9)$$

$$F_{k5}(\Delta z) = \int_0^1 (\Delta z)^2 dz. \quad (4.10)$$

W rozważaniach teoretycznych najczęściej stosowana jest funkcja F_{k5} , gdyż liczba wyznaczanych na jej podstawie parametrów nie jest ograniczona, a obliczenia sprowadzają się do stosowania metody najmniejszych kwadratów. Biorąc jednak pod uwagę, że nieliniowość resztowa ma charakter błędu systematycznego, bardziej uzasadnione byłoby stosowanie funkcji kryterialnej F_{k1} , co prowadzi do zagadnień aproksymacji jednostajnej. Obliczenia w tym przypadku są wyjątkowo żmudne i na ogół wymagana jest znajomość postaci analitycznej zarówno nieliniowości żądanej jak i realizowanej. Niekiedy sprowadzić je można do wyznaczenia interpolacji wielomianami Czebyszewa, lub do aproksymacji szeregiem ortogonalnym tych wielomianów.

Przy małej ilości parametrów decydujących o przebiegu funkcji $N_R^*(q, \{p_k\})$ stosowanie wielomianów Czebyszewa (wówczas bardzo niskiego stopnia) prowadzi do wyników trywialnych. Dla innych funkcji kryterialnych nie istnieją ogólne zasady poszukiwania minimum. Przypadkiem szczególnym jest funkcja F_{k4} , której minimum jest równe zero, a zatem na jej podstawie otrzymujemy jedno równanie pozwalające wyznaczyć w sposób bardzo prosty szukaną nieliniowość unormowaną w przypadku $n = 1$. Uzasadnienie logiczne stosowania takiego kryterium byłoby jednak wątpliwe.

Drugim sposobem podejścia do syntezy członów nieliniowych jest zrezygnowanie z minimalizacji błędu resztowego i założenie, że wystarczająco skuteczną linearyzację otrzymuje się przy spełnieniu warunku.

$$\max |\Delta z| < \epsilon, \quad (4.11)$$

gdzie jako ϵ przyjmuje się wartość uzasadnioną wymaganiami technicznymi. Przy takim założeniu może się zdarzyć, że nie otrzyma się żadnego rozwiązania, co wskazuje na konieczność zmiany konfiguracji lub rodzaju elementów syntetyzowanego członu nieliniowego, lub też zaistnieje możliwość otrzymania wielu rozwiązań spełniających warunek (4.11), co albo wskazuje na możliwość uproszczenia członu nieliniowego, albo też uwzględniania w doborze parametrów p_k innych, pozalinearyzacyjnych wymagań.

Prezentowany sposób podejścia do zagadnień syntezy członów nieliniowych pozwala na analityczne znalezienie koniecznych parametrów w niektórych przypadkach szczególnych, w których sposób poprzednio podany z uwagi na właściwości funkcji (różniczkowalność) nie mógł być stosowany. Przykładem, bardzo istotnym dla praktyki układów linearyzacyjnych może być poszukiwanie punktów załamania krzywej aproksymacji liniowo-odcinkowej.

W niniejszej pracy preferowany jest drugi z przedstawionych sposobów podejścia do zagadnień syntezy członów nieliniowych, głównie z uwagi na:

- większą prostotę obliczeń, nawet w przypadku konieczności ich kilkakrotnego iteracyjnego powtarzania,
- dostarczanie istotnych informacji, co do prawidłowości wyboru konfiguracji i elementów członu, już w początkowej fazie obliczeń,
- znaczną swobodę wyboru metody obliczeń,
- operowanie wartością bezwzględną błędu, metrologicznie najbardziej uzasadnioną.

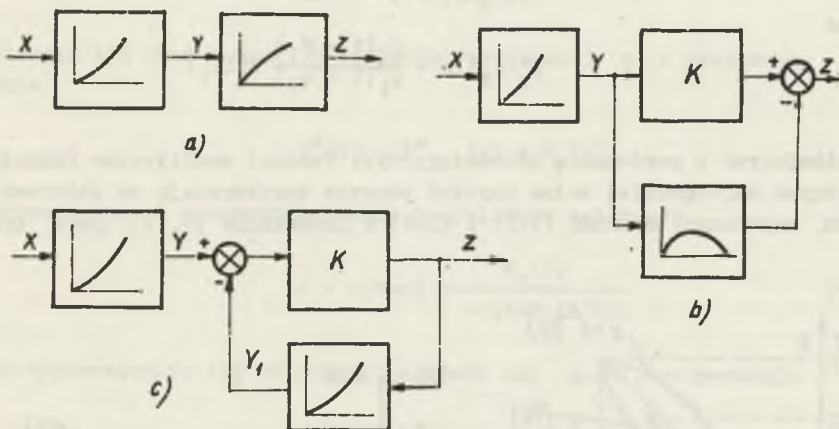
W posługiwaniu się tym sposobem, szczególnego znaczenia nabierają analityczno-wykresłne metody doboru parametrów p_k . Dzięki posługiwaniu się nieliniowościami unormowanymi, osiągnąć tu można wystarczającą dokładności obliczeń funkcji R_R , a występująca w wyrażeniu funkcja wagi $w(q)$ ukierunkowuje dobór przebiegu funkcji $N_R^*(q, \{p_k\})$ w stosunku do funkcji $N_{Rlin}^*(q)$.

Metody analityczno-wykresłne stosować można równieŹ w przypadku nieliniowości Źądanej określonej w punktach pomiarowych. W niektórych przypadkach dogodniej jest posługiwać się funkcjami odwrotnymi $N_q^*(r, p)$ i $N_{q lin}^*(r)$, funkcje wagi $w(r)$ w tym przypadku mają odmienną postać od funkcji wagi $w(q)$.

Przedstawiona powyŹej metodyka projektowania polegająca na kolejnym przeprowadzeniu syntezy struktur linearyzacyjnych i syntezy członów nieliniowych zakłada a priori dokonanie wyboru struktury i sposobu realizacji członu nieliniowego. W wielu przypadkach wybór ten jest narzucony (lub co najmniej zasugerowany) względami innymi niŹ względy linearyzacyjne i wówczas synteza układu linearyzacji przebiega ściśle według podanej procedury. W tych jednak przypadkach, gdy istnieje moŹliwość wyboru, naleŹy alternatywnie rozpatrzyć kilka technicznie i ekonomicznie uzasadnionych układów linearyzacji, a wówczas wykresłno-analityczne metody obliczeń ujawniają swoje zalety związane zarówno z ich prostotą, jak i łatwym uwidacznianiem kierunku zmian układowych, zmierzających do speŹnienia warunku (4.11). Właściwości tej nie posiadają na ogół metody analityczne. Istotnym kryterium doboru zarówno struktury jak i członów nieliniowych są ich wraŹliwość na błędy spowodowane czynnikami zewnętrznymi i wewnętrżukładowymi. Przy danej strukturze, wraŹliwość na te błędy na ogół rośnie przy zwiększeniu stopnia złożoności układu, co wskazuje na celowość wyboru układów o małej liczbie parametrów p_k . Wynika stąd, iŹ nie tylko względy ekonomiczne, ale równieŹ metrologiczne sugerują przeprowadzenie syntezy zgodnie z podaną procedurą zaczynając od układów najprostszych i dopiero w przypadku stwierdzenia niespełniania przez załóŹony układ warunku (4.11) przechodzenie do układów bardziej złożonych. Niezachowanie tej zasady prowadzić moŹe do układów, które są nieporozumieniem technicznym, a których typowym przykładem jest praca [104]. Stosowanie podanej zasady jest natomiast tym bardziej efektywne, im wcześniej w procesie syntezy wykryta zostanie nieprzydatność wybranej drogi postępowania. Dlatego teŹ następane rozdziały pracy są poświęcone kolejno przedstawieniu podstawowych właściwości poszczególnych metod linearyzacji ze szczególnym podkreśleniem ograniczeń występujących przy ich stosowaniu i błędów im właściwych.

5. LINEARYZACJA W UKŁADACH PRZETWARZANIA SYGNAŁU ELEKTRYCZNEGO

Linearyzacja w układach przetwarzania sygnału elektrycznego zachodzi wówczas, gdy wielkością wejściową linearyzatora jest sygnał elektryczny amplitudowy. W zależności od umiejscowienia członów o nieliniowych charakterystykach w układzie, wyróżnia się strukturę łańcuchową, równoległą lub zamkniętą (rys. 5.1).



Rys. 5.1. Struktury układów linearyzacyjnych
a - łańcuchowa, b - równoległa, c - zamknięta

5.1. Syntezy struktur układów linearyzacyjnych

5.1.1. Linearyzacja w strukturze łańcuchowej

W strukturze tej wielkością wejściową członu nieliniowego jest wielkość Y a wyjściową wielkość Z , zachodzi zatem $q=y$, $r=z$. Poprzez porównanie charakterystyki unormowanej tego członu

$$z = y - y(1 - y)N_{zlin}^*(y) \quad (5.1)$$

z charakterystyką odwrotną czujnika

$$x = y - y(1 - y)N_x^*(y) \quad (5.2)$$

wyznaczyć można nieliniowość żadaną członu jako

$$N_{zlin}^*(y) = N_x^*(y) \quad (5.3)$$

W podobny sposób wyznaczyć można nieliniowość odwrotną członu nieliniowego

$$N_{ylin}^*(z) = N^*(x). \quad (5.4)$$

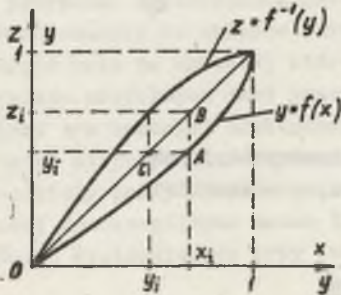
Wartości nieliniowości odwrotnych w stosunku do nieliniowości wyznaczonych doświadczalnie obliczyć można za pomocą zależności

$$N_x^*(y_1) = - \frac{x_1(1-x_1)}{y_1(1-y_1)} N^*(x_1) \quad (5.5)$$

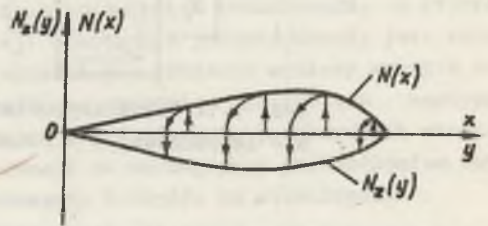
oraz

$$N_y^*(z_1) = - \frac{y_1(1-y_1)}{z_1(1-z_1)} N^*(y_1) \quad (5.6)$$

wynikających z porównania charakterystyk. Postaci analityczne funkcji odwrotnych najdogodniej można uzyskać poprzez aproksymację na zbiorach wartości uzyskanych wzorami (5.5) i (5.6) w przedziale (0, 1), gdyż tylko w



Rys. 5.2. Charakterystyki unormowane czujnika $y(x)$ i linearyzatora $z(y)$



Rys. 5.3. Graficzna metoda określania nieliniowości żadanej linearyzatora

nielicznych przypadkach możliwe jest analityczne wyznaczanie funkcji odwrotnych do funkcji danej. Graficzną interpretacją charakterystyki (5.1) jest krzywa będąca symetrycznym odbiciem charakterystyki czujnika, przy czym osią symetrii jest prosta $y = x$ (rys. 5.2). Uwzględniając, że na wykresie charakterystyk unormowanych, dla każdego punktu o współrzędnych (x_1, y_1) , wartość nieliniowości wzdłuż osi y jest równa wartości nieli-

niowości wzdłuż osi x ($AB = AC$ na rys. 5.2) można podać prostą metodę wykreślną poszukiwania nieliniowości żądanej przedstawioną na rys. 5.3, a wynikającą bezpośrednio ze wzoru (5.3).

Zgodnie z treścią rozdziału 4, zarówno podstawą projektowania członów nieliniowych, jak i oceny układu linearyzacji są błędy resztowe. Błędy te wynikają z różnic pomiędzy żadaną a zrealizowaną nieliniowością członu nieliniowego. Ich wartości są uwarunkowane strukturą układu linearyzacyjnego.

W strukturze łańcuchowej realizacja nieliniowości unormowanej

$$N_z(y) = N_{zlin}^*(y) + R_z(y), \quad (5.7)$$

powoduje powstanie błędu resztowego

$$\Delta z = -y(1-y)R_z(y). \quad (5.8)$$

Wyrażając ten błąd w funkcji wielkości wyjściowej z i przyjmując oznaczenie

$$N_y^*(z) = N_{ylin}^*(z) + R_y(z). \quad (5.9)$$

otrzymuje się po przekształceniach przybliżoną zależność

$$\Delta z = z(1-z) \frac{R_y(z)}{1 - (1-2z)N^*(z)} \quad (5.10)$$

przy wyprowadzaniu tej zależności zakłada się $\Delta z \ll 1$, co powoduje

$$N^*(z) \approx N^*(x) \text{ oraz } 1-2z \approx 1-2x. \quad (5.11)$$

5.1.2. Linearyzacja w strukturze równoległej

Zgodnie z rys. 5.1b wielkością wejściową członu nieliniowego jest wielkość Y , a wielkością wyjściową Y_1 , którą zgodnie z przyjętym sposobem zapisu przedstawia się jako:

$$Y_1 = Y_{1min} + \Delta Y_1 y_1, \quad (5.12)$$

gdzie y_1 jest wielkością unormowaną.

W strukturze równoległej zachodzi zatem $q = y$, $r = y_1$.

Z podstawowej dla tej struktury zależności

$$Z = KY - Y_1 \quad (5.13)$$

wyprowadza się związek pomiędzy wielkościami unormowanymi w postaci

$$z = ky - (k-1)y_1, \quad (5.14)$$

gdzie

$$k = K \frac{\Delta Y}{\Delta Z} \quad (5.15)$$

jest wzmocnieniem unormowanym. Żądaną nieliniowość unormowaną członu nieliniowego określić można porównując charakterystykę tego członu

$$y_1 = y - y(1-y)N_{y_1}^*(y) \quad (5.16)$$

z charakterystyką odwrotną linearyzowanego czujnika (5.2), uwzględniając zależność (5.14) oraz warunek $x = z$. Otrzymuje się wówczas

$$N_{y_1}^* \text{lin}(y) = - \frac{N^*(y)}{k-1} \quad (5.17)$$

Podobnie postępując wyrazić można nieliniowość żadaną jako funkcję z (a tym samym wielkości mierzonej x) w postaci

$$N_{y_1}^* \text{lin}(z) = \frac{k}{k-1} N^*(z). \quad (5.18)$$

Wówczas, gdy błędy przetwarzania liniowego są mniejsze od błędów przetwarzania nieliniowego, to stosowanie linearyzatorów o strukturze równoległej jest szczególnie celowe. W strukturze tej, nawet znaczne błędy członu nieliniowego mogą w małym stopniu wpływać na sumaryczną wartość błędu, pod warunkiem, że wartości sygnału wyjściowego tego członu są małe w stosunku do wartości sygnału wyjściowego części liniowej, co można przedstawić jako warunek

$$\Delta Y_1 < K \Delta Y \quad (5.19)$$

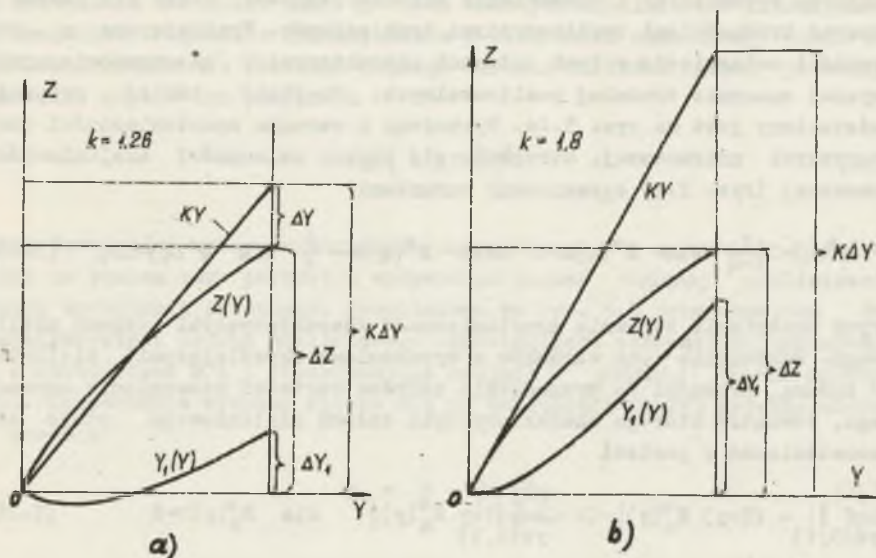
Z zależności (5.13) otrzymuje się

$$\Delta Y_1 = \Delta Z(k-1) \quad (5.20)$$

z czego wynika, że zmniejszenie błędów części nieliniowej zachodzi tylko wówczas, gdy wzmocnienie unormowane "k" niewiele różni się od jedności (rys. 5.4).

Dla struktury równoległej otrzymuje się błąd resztowy

$$\Delta z = y(1-y)(k-1)N_{y_1}^*(y) \quad (5.21)$$



Rys. 5.4. Żądane charakterystyki członu nieliniowego w przypadku a - małej i b - dużej wartości wzmocnienia unormowanego w układzie linearyzatora o strukturze równoległej

z czego nie należy wnosić, iż przy $k=1$ błąd resztowy maleje do zera, gdyż różnica $R_{y_1}(y)$ jako wielkość względna (bezwymiarowa) odniesiona jest do zakresu ΔY_1 , który zgodnie ze wzorem (5.20) też maleje w tym samym stosunku co błąd resztowy. Szczególny przypadek $k=1$ wymaga oddzielnego rozpatrzenia, gdyż wówczas wobec $\Delta Y_1 = 0$ powyższe zależności przestają obowiązywać i nie można unormować zmiennej Y_1 w sposób przyjęty w niniejszej pracy. W tym przypadku, zamiast zależności (5.12) i (5.16), wprowadzić należy zależność

$$Y_1 = -K\Delta Y y(1-y)N_{y_1}^*(y), \quad (5.22)$$

dla której zachodzi

$$N_{y_1}^* \text{ lin}(y) = -N_x^*(y). \quad (5.23)$$

Błąd resztowy wyraża się wówczas zależnością

$$\Delta z = y(1-y)R_{y_1}^*(y), \quad (5.24)$$

w której reszta $R_{y_1}(y)$ odnosi się do nieliniowości $N_{y_1}^*(y)$ występującej we wzorze (5.22).

Możliwość zmniejszenia wpływu błędów części nieliniowej w układach o strukturze równoległej i wzmocnieniu bliskim jedności, wiąże się jednak z większymi trudnościami realizacyjnymi tych członów. Wynikają one z konieczności osiągnięcia w tych członach charakterystyk niemonotonicznych, zazwyczaj znacznie trudniej realizowalnych. Przykład takiej sytuacji przedstawiony jest na rys. 5.4a. Wychodząc z warunku monotoniczności charakterystyki unormowanej, otrzymuje się obszar zmienności nieliniowości unormowanej (rys. 2.4) ograniczony warunkami

$$N^*(q) < \frac{1}{1-q} \text{ dla } N^*(q) > 0 \text{ oraz } N^*(q) > -\frac{1}{q} \text{ dla } N^*(q) < 0, \quad (5.25)$$

których spełnienie zapewnia monotoniczność charakterystyki członu nieliniowego. Porównanie tych warunków z wyrażeniami określającymi nieliniowość żądaną, prowadzi do wyznaczenia zakresu wartości wzmocnienia unormowanego, wewnątrz którego charakterystyka członu nieliniowego staje się niemonotoniczna w postaci

$$\inf_{y \in (0,1)} |1 - (1-y) N_X^*(y)| < k < \sup_{y \in (0,1)} |1 + y N_X^*(y)| \text{ dla } N_X^*(y) > 0 \quad (5.26)$$

oraz

$$\inf_{y \in (0,1)} |1 + y N_X^*(y)| < k < \sup_{y \in (0,1)} |1 - (1-y) N_X^*(y)| \text{ dla } N_X^*(y) < 0 \quad (5.27)$$

Wynika stąd sprzeczność pomiędzy postulatem małego wpływu błędów członu nieliniowego (mała wartość ΔY_1 , $k \approx 1$) a łatwością realizacji tego członu (monotoniczność), sprzeczność tym silniejsza, im większa jest nieliniowość linearyzowanego czujnika.

5.1.3. Linearyzacja w strukturze zamkniętej

W strukturze tej wielkością wejściową członu nieliniowego jest Z a wyjściową Y_1 , natomiast zależność podstawowa przedstawia się jako

$$Z = K(Y - Y_1). \quad (5.28)$$

Wynika stąd związek pomiędzy wielkościami unormowanymi

$$z = ky - (k-1) y_1 \quad (5.29)$$

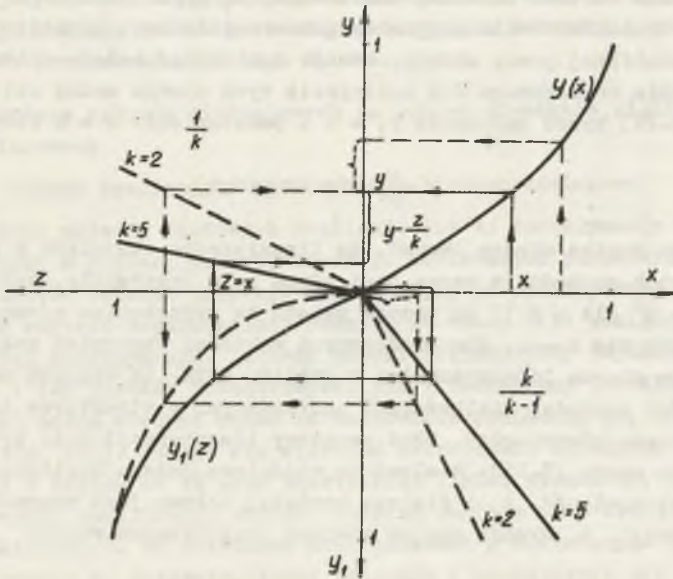
identyczny jak w strukturze równoległej, stąd też i warunek całkowitej linearyzacji jest identyczny. Z uwagi na to, że wielkością wejściową członu nieliniowego jest wielkość Z ($q = z$, $r = y_1$) bardziej celowe jest przedstawienie nieliniowości żądanej w postaci (5.18) niż w postaci (5.17). Wy-

nika stąd, że przy dużym wzmacnieniu ($k \gg 1$) nieliniowość unormowana członu sprzężenia zwrotnego musi być taka sama jak nieliniowość linearyzowanej czujnika. W układzie linearyzatora o strukturze zamkniętej duża wartość wzmacnienia nie powoduje silnego wzrostu wartości ΔY_1 i jest dopuszczalna, gdyż w tym przypadku

$$\Delta Y_1 = \Delta Y \frac{k-1}{k} \quad (5.30)$$

Wobec dowolności wyboru wzmacnienia unormowanego w szerokich granicach, można za pomocą tego parametru wpływać na postać żądanej nieliniowości członu sprzężenia zwrotnego. Przykładowo na rys. 5.5 przedstawiono dwie charakterystyki członu nieliniowego odpowiadające wzmacnieniu unormowanemu o wartościach 2 i 5 linearyzujące czujnik o podanej charakterystyce $y(x)$. Konstrukcja wykresu opiera się na zależności (5.29) przekształconej do postaci

$$y_1 = \left(y - \frac{z}{k}\right) \frac{k}{k-1} \quad (5.31)$$



Rys. 5.5. Graficzne przedstawienie żądanej charakterystyki unormowanej członu nieliniowego w układzie linearyzatora o strukturze zamkniętej dla dwu wartości wzmacnienia unormowanego

W sposób podobny jak w strukturze równoległej wyznaczyć można przedział wartości wzmocnień unormowanych wokół wartości $k = 1$, dla których charakterystyka członu nieliniowego nie jest monotoniczna i tym samym trudniej realizowalna.

$$\inf_{x \in (0,1)} \left| \frac{1}{1 + x N^*(x)} \right| < k < \sup_{x \in (0,1)} \left| \frac{1}{1 - (1-x)N^*(x)} \right| \quad \text{dla } N^*(x) > 0 \quad (5.32)$$

oraz

$$\inf_{x \in (0,1)} \left| \frac{1}{1 - (1-x)N^*(x)} \right| < k < \sup_{x \in (0,1)} \left| \frac{1}{1 + x N^*(x)} \right| \quad \text{dla } N^*(x) < 0 \quad (5.33)$$

W praktycznych realizacjach, wartości k są zazwyczaj znacznie większe od jedności i warunki powyższe nie narzucają istotnych ograniczeń.

W rozważanej strukturze, niedostatecznie wysoka wartość wzmocnienia spowodować może natomiast konieczność pracy układu w warunkach sprzężenia dodatniego. Stan taki występuje w tych przedziałach zmiennej $z(x)$, w których obliczona wartość zmiennej unormowanej y_1 jest ujemna. Z uwagi na zwiększone trudności realizacyjne związane z dodatkową koniecznością zapewnienia stabilnej pracy układu, stanów takich też należy unikać. Wartości wzmocnienia koniecznego dla uniknięcia tych stanów można obliczyć z zależności (5.29) przez założenie $y_1 = 0$ i podstawienie $z = x$ otrzymując

$$k > \frac{x}{y} \quad \text{dla } x \in (0,1). \quad (5.34)$$

Z powyższego wynika między innymi, że linearyzacja czujników o charakterystyce, których pochodna w zerze jest równa zero (wszystkie charakterystyki typu $y = x^n$ dla $n \neq 1$) za pomocą układu ze sprzężeniem ujemnym, możliwa jest tylko dla $k \rightarrow \infty$. Dla skończonych wartości wzmocnień charakterystyki tego typu nie są linearyzowalne w pobliżu zera. Ze względu na identyczne zależności pomiędzy wielkościami unormowanymi w strukturze zamkniętej, co w strukturze równoległej, błąd resztowy linearyzacji może być wyznaczony za pomocą wzoru (5.21). Wielkością wejściową członu nieliniowego jest jednak tutaj wielkość z i dlatego bardziej celowe jest wyznaczenie tego błędu w funkcji z . Wyraża się on wówczas przybliżonym wzorem

$$\Delta z = z(1-z) \frac{k-1}{k} \cdot \frac{R_{y1}(z)}{1 - (1-2z)N^*(z)} \quad (5.35)$$

wyprowadzonym przy założeniu $\Delta z \ll 1$.

5.2. Synteza członów nieliniowych

Istotą syntezy członów nieliniowych jest taki dobór określonych parametrów tych członów, aby błąd resztowy nie przekraczał wartości dopuszczalnej. Człony te realizować można następującymi sposobami

1. Wykorzystując elementy nieliniowe w układach przetwarzania analogowego [14, 25, 26, 33, 36, 37, 67, 85].
2. Kształtując napięcie odniesienia w przetwornikach A/C bezpośrednio przetwarzania [47].
3. Wykorzystując nieliniowe przetwarzanie napięcia na wielkość pośredniczącą (czas lub częstotliwość) w części analogowej przetworników A/C z przetwarzaniem pośrednim. [34, 48, 50, 52, 59].
4. Wykorzystując sterowane układy z pamięcią w części impulsowej przetworników A/C [6, 35, 57, 63, 65, 62, 76, 101].
5. Wykorzystując elementy sterowane w analogowych układach linearyzacyjnych, zwłaszcza o strukturze zamkniętej [11, 99, 24, 64].

Podane wyżej sposoby zostaną kolejno przedstawione, przy czym niektóre z nich są znane i szeroko opisane w literaturze. W tych przypadkach podane zostaną jedynie ich najistotniejsze właściwości. Dla każdego ze sposobów realizacji zostaną podane parametry podlegające doborowi i wskazany zostanie sposób przeprowadzenia tego doboru.

5.2.1. Synteza członów nieliniowych za pomocą elementów elektrycznie nieliniowych

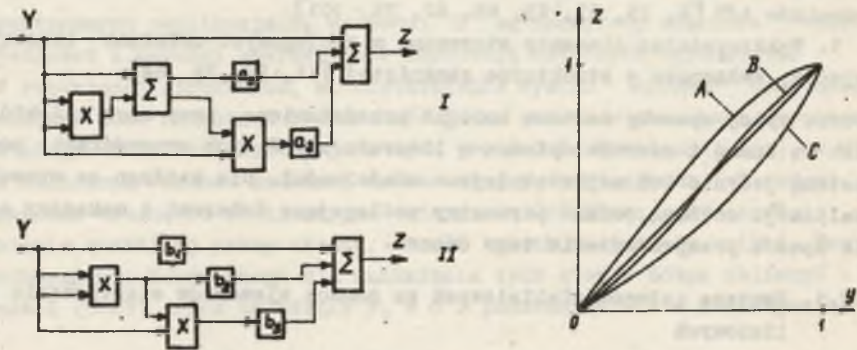
5.2.1.1. Układy realizujące aproksymację liniowo-odcinkową

Za pomocą układów diodowych realizuje się tu aproksymację żądanej charakterystyki w postaci krzywej łamanej. Dobieranymi parametrami są współrzędne punktów załamania krzywej. Wyznacza się je analitycznie, przyjmując określoną wartość dopuszczalnej różnicy ze wzoru 4.11 pomiędzy charakterystyką a jej aproksymacją. Zarówno aspekt obliczeniowy (wyznaczenie liczby odcinków i ich punktów początkowych) jak i techniczny (realizacja funkcji liniowych) można obecnie uznać za całkowicie opanowany [9, 13, 49, 51, 55, 58, 105, 124, 125]. Osiąga się wierność odtworzenia aproksymowanej charakterystyki z błędem od 1% przy niewielkiej ilości elementów, do około 0,3% przy znacznej komplikacji układu. Stopień zmniejszenia błędu nieliniowości charakterystyki (w przypadku nieliniowości o niezmiennym znaku) jest proporcjonalny do kwadratu ilości odcinków i praktycznie nie przekracza 50.

5.2.1.2. Człony nieliniowe z elementami mnożącymi

Synteza układów linearyzujących z elementami mnożącymi jest szczególnie prosta, gdy charakterystyki opisywane są wielomianami, przy czym ilość koniecznych elementów mnożących jest równa logarytmowi przy podstawie 2

ze stopnia wielomianu, czyli praktycznie wynosi dwa lub trzy. Dobieranymi parametrami są wartości współczynników wielomianu aproksymującego unormowaną nieliniowość żadaną $N_T^*(q, \{p_k\})$ osiąganę poprzez dobór współczynników sumatorów występujących w układzie [16, 36, 105]. Błąd resztowy linearyzacji wynika tu z błędów aproksymacji charakterystyki. Często można zmniejszyć błąd aproksymacji a jednocześnie zmniejszyć ilość potrzebnych elementów mnożących, stosując inny niż wielomianowy opis charakterystyki, np. w postaci ułamka wymiernego lub w postaci uwikłanej, a następnie odpowiednio do przyjętej postaci matematycznego opisu, kształtować strukturę wewnętrzną układu wykorzystując możliwość wprowadzania sprzężeń zwrotnych. Osiągana dokładność wynosi podobnie jak przy metodzie aproksymacji odcinkowej 0,2 do 1%.



Rys. 5.6. Przykład doboru układu linearyzatora z elementami mnożącymi

Tabela 5.1

Wartość współczynników sumatorów układów z rys. 5.6

Charakterystyka	Układ I		Układ II		
	a_2	a_3	b_1	b_2	b_3
A	-0,3	-0,6	+1,3	+0,3	-0,6
B	+0,3	-0,6	+0,7	+0,9	-0,6
C	+0,3	+0,6	+0,7	-0,3	+0,6

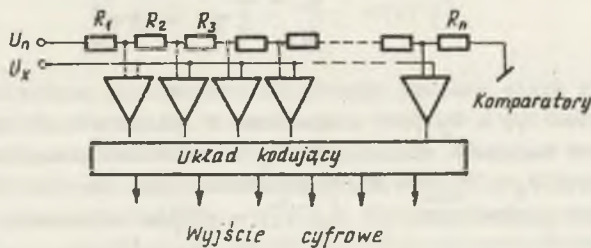
Przykładowo w tabeli 5.1 podano wartość współczynników sumatorów dla układu I (a_2 i a_3) oraz dla układu II (b_1, b_2 i b_3), wymagane dla realizacji charakterystyk przedstawionych na rys. 5.6 opisywanych wielomianami trzeciego stopnia.

5.2.1.3. Człony wykorzystujące charakterystyki elementów nieliniowych

Bezpośrednie wykorzystanie charakterystyk prądowo-napięciowych elementów nieliniowych jest historycznie najstarszym sposobem uzyskiwania nieliniowych charakterystyk przetworników pomiarowych [84]. Obecnie z uwagi na zazwyczaj małą stabilność i małą powtarzalność elektronicznych elementów nieliniowych sposób ten jest coraz rzadziej wykorzystywany. Synteza członów o zadanej charakterystyce nie jest prosta i niezależnie od możliwości wykorzystywania elektronicznej techniki obliczeniowej wymaga od projektanta pomysłowości, intuicji technicznej i doświadczenia. Polega ona na doborze rodzaju elementu nieliniowego i konfiguracji układu, w którym ten element pracuje, a następnie na dobraniu parametrów tak utworzonego obwodu elektrycznego, którymi w tym przypadku są: punkt pracy elementu nieliniowego, wykorzystywany zakres jego nieliniowej charakterystyki oraz wartości elementów liniowych występujących w układzie.

5.2.2. Nieliniowe przetwarzanie w przetwornikach A/C o działaniu bezpośrednim

Z uwagi na sposób działania, jedynie w jednoczesnym (równoległym) bezpośrednim przetworniku A/C istnieje prosta możliwość realizacji nieliniowego przetwarzania, poprzez odpowiedni dobór wartości rezystancji R_1 do R_n dzielnika napięcia (rys. 5.7). Jednoczesne przetworniki A/C są jednak wyjątkowo rzadko stosowane ze względu na ich wysoki koszt [114]. W innych przetwornikach bezpośrednich (inkrementalnych, sukcesywnych) nieliniowe przetwarzanie możliwe jest jedynie poprzez zastosowanie napięcia odniesienia o wartości nie stałej, lecz zmiennej w funkcji wielkości mierzonej. Zagadnienie sprowadza się więc do analogowego przetwarzania nieliniowego opisanego w punkcie 5.2.1. Dokładność przetwarzania A/C przy takim sposobie linearyzacji znacznie maleje.

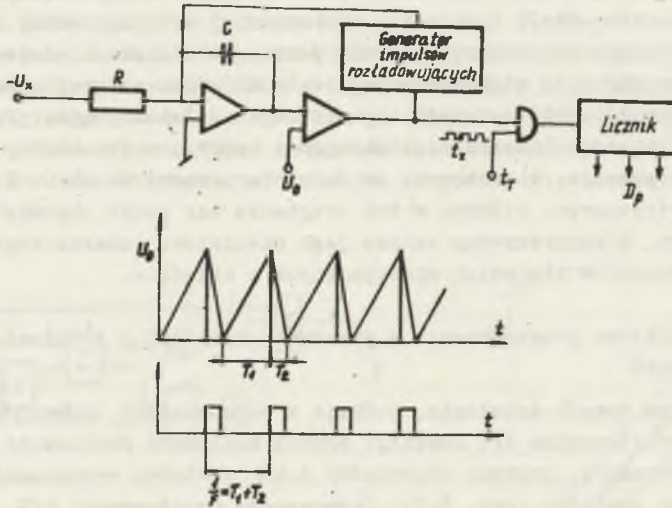


Rys. 5.7. Schemat blokowy bezpośredniego jednoczesnego przetwornika A/C

5.2.3. Linearyzacja w części analogowej przetworników A/C z wielkością pośredniczącą

Najczęściej stosowane przetworniki A/C omawianej grupy to całkujący przetwornik napięcie - częstotliwość ($U - F$), przetwornik impulsowo-czasowy (ramp ADC) i przetwornik o podwójnym całkowaniu (dual-slope ADC).

W pierwszym z nich wielkością pośredniczącą jest częstotliwość, w dwu pozostałych odcinkach czasu. Linearyzacja w części analogowej przetwornika polega zawsze na wytworzeniu nieliniowej zależności pomiędzy mierzonym napięciem a wielkością pośredniczącą.



Rys. 5.8. Schemat blokowy i zależności czasowe w przetworniku A/C z wielkością pośredniczącą w postaci częstotliwości

Możliwości linearyzacyjne w przetworniku U-F (rys. 5.8) są ograniczone, a wynikają z opisu działania przetwornika [34, 114]

$$F = \frac{U_x}{U_0 R C} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_2 U_x}{RC U_0}} \quad (5.36)$$

gdzie RC jest stałą czasową narastania całkowanego napięcia mierzzonego U_x w okresie czasu T_1 , a T_2 jest skończonym i stałym czasem powrotu układu komparatora od napięcia odniesienia U_0 do wartości początkowej.

Podstawiając $U_x = U_{\min} + \Delta U$ i przedstawiając częstotliwość przetwornika w postaci unormowanej $f = y - y(1 - y)N_F^*(y)$ otrzymuje się

$$N_F^*(y) = \frac{-a}{1 - a(1-y)} \quad (5.37)$$

gdzie

$$a = \frac{F_{\min} T_2}{\frac{U_{\min}}{\Delta U} + F_{\min} T_2} \quad (5.38)$$

Wynika stąd, że w opisywanym przetworniku A/F osiągnąć można wyłącznie nieliniowości unormowane opisywane wzorem (5.37), co stanowi o ograniczeniu metody. Jedynym parametrem decydującym o przebiegu nieliniowości jest parametr a , na którego wartość zgodnie ze wzorem (5.38) wpływać można poprzez dobór czasu powrotu T_2 i częstotliwości $F_{\min} = F(U_{\min})$.

Synteza członu nieliniowego polega w tym przypadku na doborze takiej wartości a , aby różnica $R_F(y)$ była minimalizowana z funkcją wagi wynikającą ze struktury układu linearyzatora (tutaj zwykle struktury łańcuchowej). Z uwagi na $a > 0$ zachodzi $N_F^*(y) < 0$ i czujniki, dla których $N_{lin}^*(y)$ jest dodatnia, w ogóle nie mogą być linearyzowane tą metodą.

W przetwornikach impulsowo czasowych, nieliniowa charakterystyka może być osiągnięta poprzez komparowanie mierzonego napięcia U_x nie z napięciem liniowo narastającym, lecz z napięciem o innym przebiegu czasowym $U = F(t)$. Uzyskany po komparacji przedział czasu wyraża się funkcją

$$T = F^{-1}(U_x). \quad (5.39)$$

Gdy zależność funkcyjna F jest identyczna z charakterystyką czujnika, to następuje linearyzacja w strukturze łańcuchowej. Trudność stosowania metody polega na konieczności wytworzenia napięcia o określonym kształcie.

W pracy [52] opisano wykonany pod kierunkiem autora linearyzator współpracujący z halotronowym czujnikiem kąta obrotu, którego charakterystyka jest sinusoidalna, natomiast w pracy [48] opisano linearyzator o podobnej zasadzie służący do linearyzacji charakterystyki wykładniczej.

W przetwornikach A-C z podwójnym całkowaniem powstają nieco inne wymagania co do kształtu napięcia odniesienia całkowanego w drugim cyklu pracy przetwornika. Zasadniczy model matematyczny tego typu przetwarzania [114]

$$U(X) \frac{T_1}{RC} = \int_{T_1}^{T_1+T_2} U(t) \frac{dt}{RC} \quad (5.40)$$

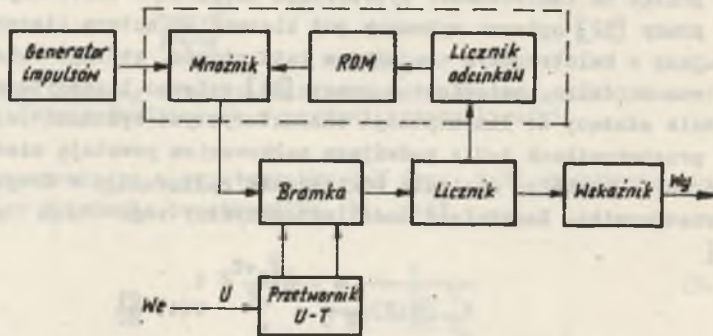
wskazuje, że przy R , C oraz T_1 niezmiennych, możliwe jest osiągnięcie linearyzacji jedynie o strukturze łańcuchowej, gdyż zmienne w czasie składowe napięcia $U(t)$ będą po scałkowaniu wpływały również na składową liniową charakterystyki linearyzatora $T_2 = F^{-1}(U_x)$. T_1 oznacza tu czas pierwszego całkowania, a T_2 - czas drugiego całkowania. Sposób kształtowania wymaganego przebiegu napięcia dla linearyzacji charakterystyk termometrów platynowych opisaną metodą przedstawiony jest w pracy [50]. Inna metoda uzyskiwania dowolnych okresowych przebiegów czasowych podana jest w pracy [103].

W obu przedstawionych przetwornikach A/C z wielkością pośredniczącą w postaci odcinka czasu, dobieieranymi parametrami są wielkości opisujące kształt napięcia $U(t)$ wytworzonego w przetworniku, zależne od sposobu generacji tego napięcia.

Zależność (5.40) wskazuje również na odmienną możliwość linearyzacji, a mianowicie przy niezmiennym napięciu odniesienia zmieniać można wartości występujących w układzie pojemności lub rezystancji w drugim cyklu pracy przetwornika [65].

5.2.4. Linearyzacja w części impulsowej przetwornika A/C

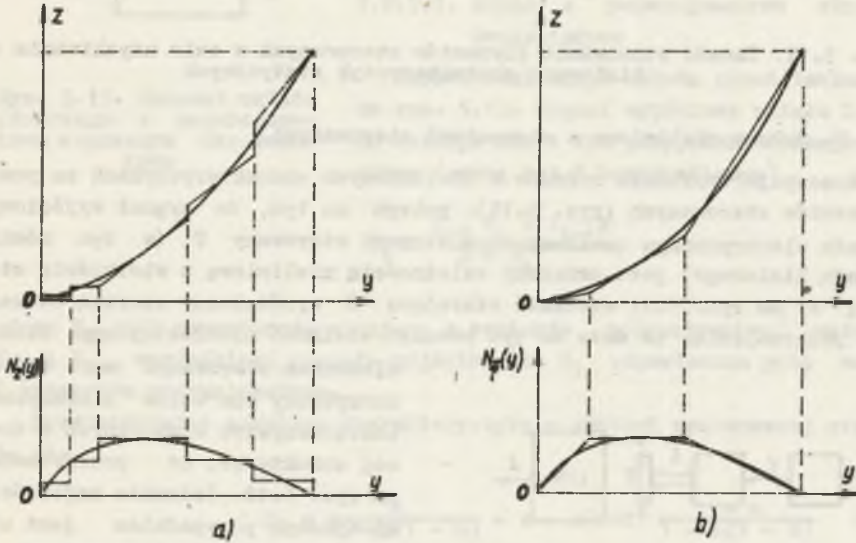
Linearyzacja w części impulsowej dowolnego przetwornika A/C wykorzystuje układy o wejściu i wyjściu w postaci ilości impulsów, lub też ilości impulsów na jednostkę czasu. Do sterowania takim przetwarzaniem ilości impulsów konieczny jest układ logiczny, który sam z kolei sterowany jest ilością impulsów wejściowych (przed linearyzacją) i wówczas mamy do czynienia ze strukturą łańcuchową lub równoległą [63, 66, 78] albo ilością impulsów wyjściowych (po linearyzacji) i wówczas jest to linearyzacja o strukturze zamkniętej [30, 76]. Wszystkie uwagi punktu 5.1 dotyczące wymaganych charakterystyk członów nieliniowych w poszczególnych strukturach są tutaj w pełni słuszne i odnoszą się do rozpatrywanych układów impulsowych. Struktura zamknięta jest znacznie częściej stosowana w praktyce (rys. 5.9).



Rys. 5.9. Schemat blokowy linearyzatora; w części impulsowej przetwornika A/C; przerywaną linią wyróżniono układ linearyzacyjny

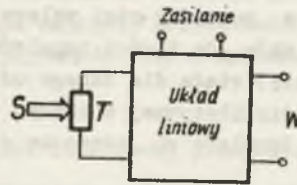
W przypadku zastosowania mikroprocesora w układzie pomiarowym, może on przyjąć na siebie zarówno funkcję układu logicznego, jak i multiplikatora impulsów (mnożnika). Wymagana zależność funkcyjna pomiędzy wejściową i wyjściową ilością impulsów członu nieliniowego aproksymowana jest w tym przypadku w sposób dyskretny. Koncepcja tej aproksymacji opiera się na aproksymacji liniowo-odcinkowej, z tym że odcinki liniowe z kolei znowu są aproksymowane funkcją nieciągłą wynikającą z dyskretyzacji. Podział na odcinki dokonywany jest w liczniku odcinków (rys. 5.9). Zmiana ilości impulsów, inna oczywiście dla każdego odcinka, dokonywana jest zazwyczaj jedną z dwu metod [6, 12, 57, 69], które zostały nazwane metodami addytyw-

ną i multiplikatywną. Różnica pomiędzy nimi polega na tym, że w pierwszej z nich, w każdym z odcinków, do ilości impulsów nie linearyzowanych dodaje się (lub odejmuje się) stałą dla danego odcinka ilość impulsów (rys. 5.10a). W metodzie multiplikatywnej w każdym odcinku dodaje się stałą dla danego odcinka ilość impulsów na jednostkę czasu, co sprowadza się



Rys. 5.10. Addytywna (a) i multiplikatywna (b) metoda aproksymacji charakterystyki przetwarzania w cyfrowym układzie linearyzacyjnym

do mnożenia ilości impulsów w danym odcinku przez stałą wartość (stąd nazwa metody). Czasami metoda ta też jest nazywana różnicową [12] lub inkrementalną [74] (rys. 5.10b). Metoda multiplikatywna jest znacznie częściej używana, gdyż wymaga ona dla zapewnienia tej samej dokładności aproksymacji mniejszej ilości odcinków, aczkolwiek realizacyjnie jest nieco trudniejsza. Synteza układu linearyzacyjnego polega tutaj na doborze punktów początkowych odcinków i liczby impulsów dodawanych lub odejmowanych w każdym z tych odcinków. Syntezę przeprowadza się zatem podobnie jak w przypadku aproksymacji liniowo-odcinkowej. Różnice polegają na tym, że zarówno długość odcinków jak i ich nachylenie może przybierać jedynie dyskretne wartości. Z uwagi jednak na łatwość podziału krzywej aproksymowanej na bardzo wiele odcinków (np. 64 odcinki i 256 możliwych wartości nachyleń [76]) można osiągnąć błąd aproksymacji zbliżony do wartości błędu dyskretyzacji.

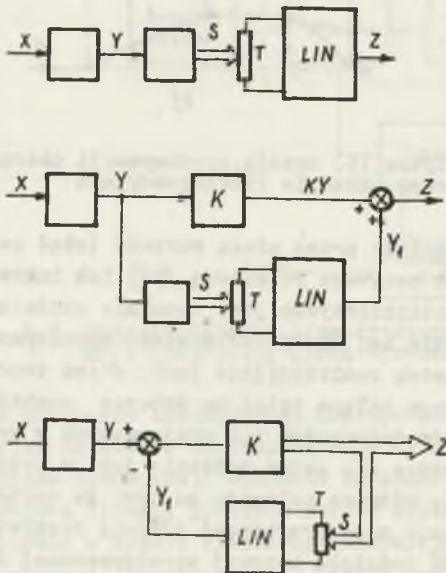


Rys. 5.11. Zasada stosowania elementów sterowanych w celu uzyskiwania nieliniowych charakterystyk statycznych

5.2.5. Człony nieliniowe z elementami sterowanymi

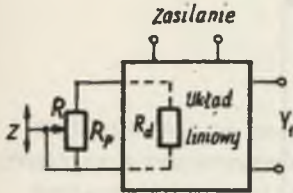
Koncepcja tworzenia członów o nieliniowych charakterystykach za pomocą elementów sterowanych (rys. 5.11). polega na tym, że sygnał wyjściowy W układu elektrycznego zawierającego element sterowany T (w tym również układu liniowego) jest związany zależnością nieliniową z wielkością sterującą S . Na rys. 5.11 wielkość sterującą S wyróżniono szeroką strzałką dla podkreślenia, że może to być również wielkość nieelektryczna. Układ z

elementem sterowanym może być wykorzystany dla celów linearyzacji charakterystyk statycznych w dowolnej strukturze, co przedstawiono na rys. 5.12. Jednakże najczęściej spotykanym przypadkiem jest użycie jako elementu sterowanego potencjometru liniowego w strukturze zamkniętej autokompensatora lub mostka samorównoważącego się. Dlatego też, ten szczególny przypadek będzie rozpatrzony bardziej wnikliwie. Wielkością sterującą jest przesunięcie suwaka potencjometru i jest to jednocześnie wielkość wyjściowa Z układu pomiarowego (rys. 5.12c). Natomiast wielkością wyjściową członu nieliniowego znajdującego się w obwodzie sprzężenia jest sygnał elektryczny Y_1 .



Rys. 5.12. Układy linearyzatorów z elementami sterowanymi o strukturze łańcuchowej (a), równoległej (b) i zamkniętej (c)

Na podstawie rozważań zawartych w punkcie 5.1.3 można określić żądany przebieg charakterystyki unormowanej $y_1 = f(z)$. Nie każdy z żądanych przebiegów tej charakterystyki jest osiągalny przy pomocy



Rys. 5.13. Schemat układu liniowego z potencjometrem włączonym dwuzaciskowo

omawianego układu linearyzacyjnego, co stanowi istotne ograniczenie metody. Wykrycie i określenie zakresu stosowalności metody jest zatem zadaniem podstawowym. Osiągalne charakterystyki członu nieliniowego zależą od dwuzaciskowego lub trójzaciskowego sposobu włączenia potencjometru do układu liniowego.

5.2.5.1. Układy z potencjometrem włączonym dwuzaciskowo

Sposób realizacji układu przedstawiony jest na rys. 5.13. Sygnał wyjściowy układu liniowego opisuje się w tym przypadku funkcją biliniową (zwaną też f.homograficzną)

$$Y_1 = \frac{Y_{10} R_d + Y_{1\infty} R}{R + R_d}, \quad (5.41)$$

gdzie R_d jest rezystancją widzianą z zacisków potencjometru, natomiast Y_{10} i $Y_{1\infty}$ wartościami sygnału wyjściowego Y_1 odpowiednio przy zwartym i rozwartym potencjometrze.

Przedstawiając powyższą charakterystykę w postaci unormowanej otrzymuje się

$$y_1 = \frac{z}{1 - m(1 - z)} = z - z(1 - z) \frac{-m}{1 - m(1 - z)} \quad (5.42)$$

współczynnik m decydujący o postaci nieliniowości charakterystyki jest zdefiniowany jako

$$m = \frac{\Delta R}{R_{\max} + R_d}, \quad (5.43)$$

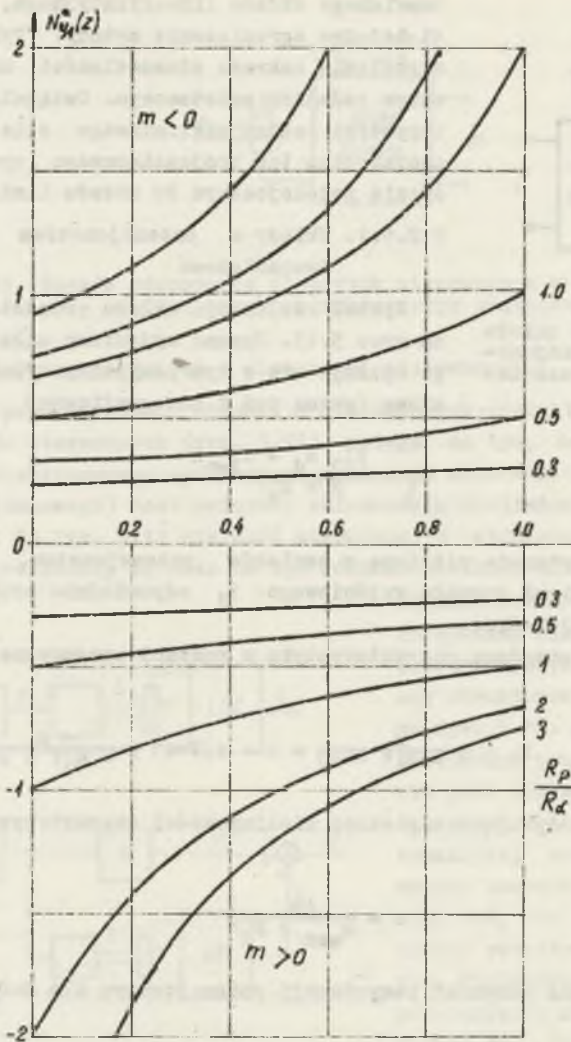
gdzie R_{\max} odpowiada wartości rezystancji potencjometru dla $Z = Z_{\max}$, czyli $z = 1$.

Zgodnie z tą definicją, gdy wraz ze wzrostem wartości z wzrasta rezystancja R , to

$$m = \frac{R_d}{R_p + R_d} \quad (5.44)$$

i wówczas nieliniowość unormowana $N_{y_1}^*(z)$ opisana jest zależnością

$$N_{y_1}^*(z) = - \frac{R_d}{R_p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_d} z} \quad (5.45)$$



Rys. 5.14. Nieliniowości unormowane osiągalne za pomocą układu z liniowym potencjometrem włączonym dwuzaciskowo

natomiast, gdy wraz ze wzrostem wartości z maleje rezystancja potencjometru, to

$$m = - \frac{R_p}{R_d} \quad (5.46)$$

a nieliniowość unormowaną wyraża się wzorem

$$N_{y1}^*(z) = \frac{R_D}{R_G} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_D}{R_G} (1 - z)}. \quad (5.47)$$

Nieliniowości te przedstawione są na rys. 5.14, z którego wynikają ograniczenia rozpatrywanej metody.

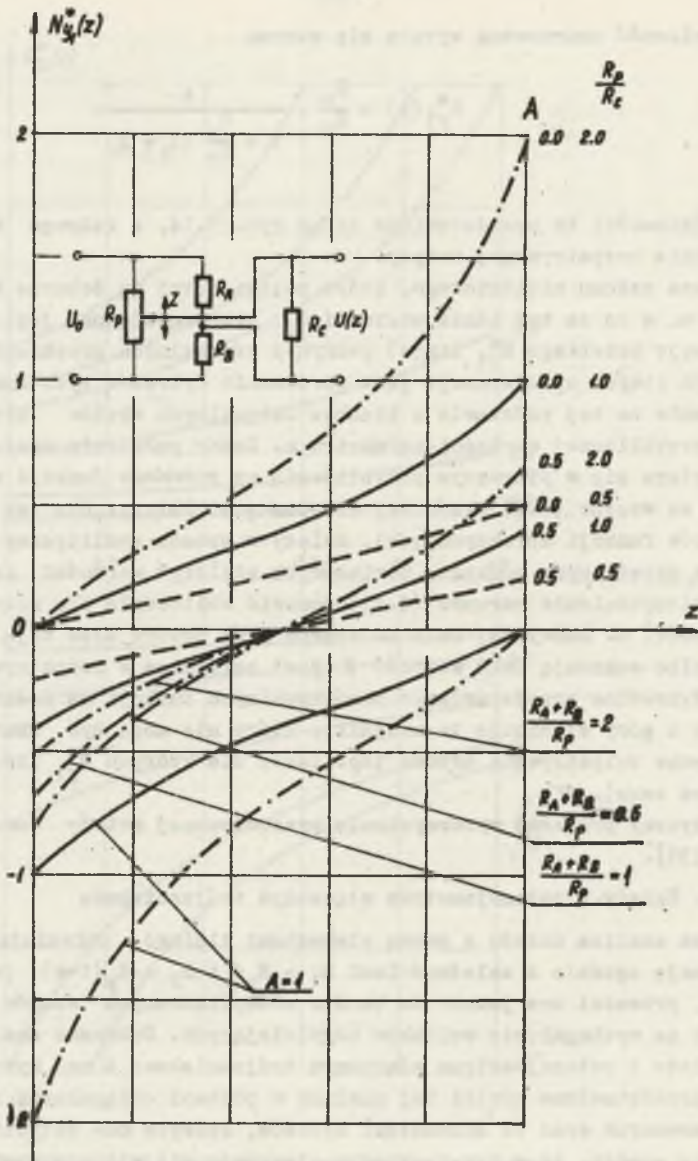
Synteza cząstku nieliniowego, która polega tutaj na doborze wartości parametru m , a co za tym idzie wartości R_G , przeprowadzana jest poprzez aproksymację przebiegu $N_{y1}^*(z)$ lin(z) jednym z osiągalnych przebiegów $N_{y1}^*(z)$. Pierwszym etapem aproksymacji jest porównanie wykresów tych funkcji i zdecydowanie na tej podstawie o liczbie osiągalnych węzłów aproksymacji oraz o przybliżonej wartości parametru m . Dobór położenia węzłów aproksymacji opiera się w pierwszym przybliżeniu na przebiegu funkcji wagi występującej we wzorze (4.4) właściwej dla danej struktury. Dla tak dobranych parametrów funkcji aproksymującej, należy w sposób analityczny lub numeryczny w określonych punktach pomiarowych obliczyć wartości Δz i w przypadku niespełnienia warunku (4.11) ponowić obliczenia dla nieco zmienionej wartości m . Zazwyczaj dwie do trzech prób doboru albo dają pozytywny wynik, albo wskazują jaka wartość ϵ jest osiągalna w rozpatrywanym przypadku. Wykreślne przedstawienie porównywalnych funkcji ma dodatkowo tę zaletę, że z góry eliminuje te czujniki, które nie mogą być skutecznie linearyzowane rozpatrywaną metodą (np. takie dla których $N_{y1}^*(z)$ przechodzi przez zero).

Praktyczny przykład wykorzystania prezentowanej metody zawarty jest w pracy [131].

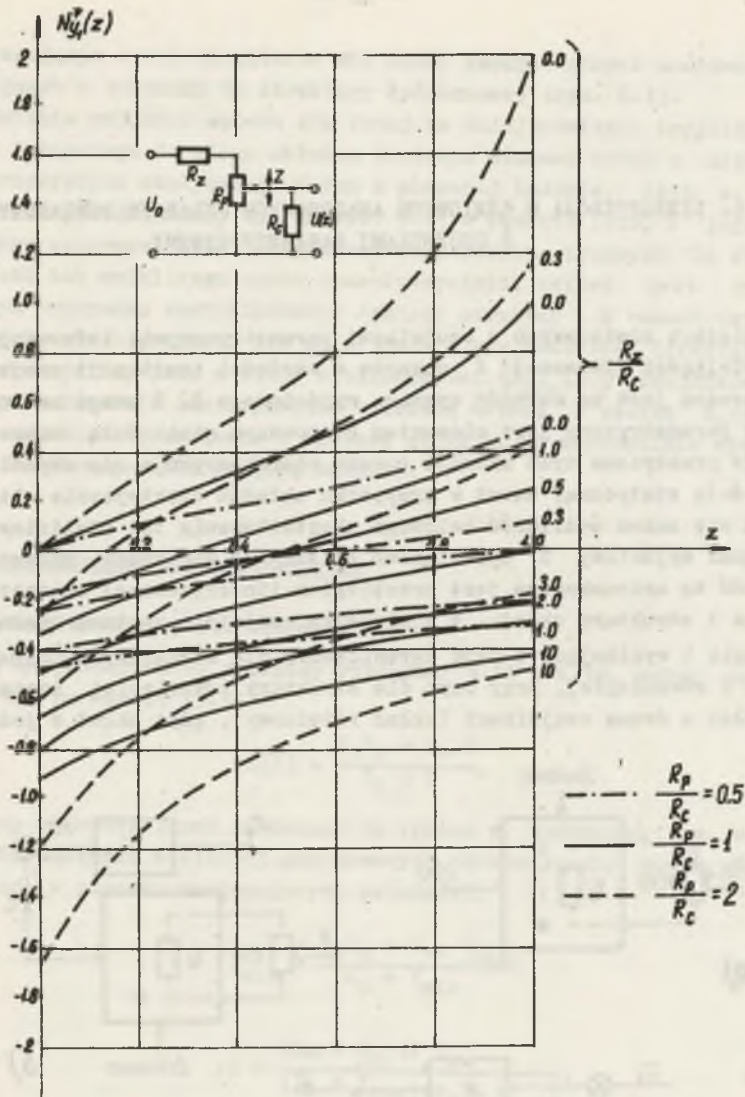
5.2.5.2. Układy z potencjometrem włączonym trójzaciśkowo

Ogólna analiza układu z dwoma elementami liniowo zmieniającymi swoją rezystancję zgodnie z zależnościami $R_1 = R_p z$ i $R_2 = R_p (1-z)$ jest możliwa i znana, prowadzi ona jednak do bardzo skomplikowanych wzorów nie pozwalających na wyciągnięcie wniosków uogólniających. Dokonano analizy złożonego układu z potencjometrem włączonym trójzaciśkowo i na wykresach 5.15 i 5.16 przedstawiono wyniki tej analizy w postaci osiągalnych nieliniowości unormowanych wraz ze schematami układów, których one dotyczą.

Wynika z nich, że w tym przypadku otrzymuje się wieloparametrowe rodziny osiągalnych przebiegów $N_{y1}^*(z)$ i zgodnie z treścią rozdziału 4 synteza polega na doborze zbioru $\{p_k\}$ parametrów. Tym bardziej celowe jest tu zastosowanie wykreślno-analitycznej metody syntezy układu, gdyż wynik każdej próby doboru parametrów dostarcza wskazówek o kierunku korzystnych zmian ich wartości w następnej próbie. Zazwyczaj jednak należy dokonać większej ilości prób iteracyjnych zanim osiągnie się zadawalający rezultat.



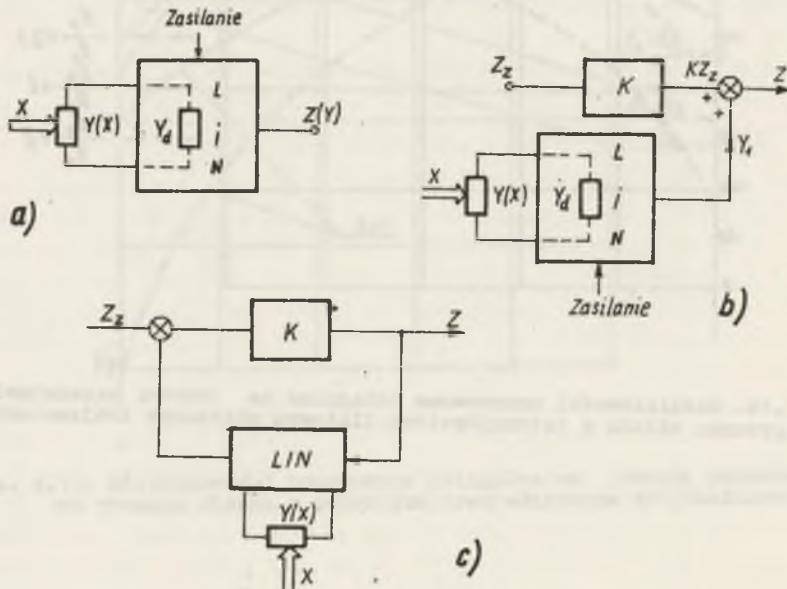
Rys. 5.15. Nieliniowości unormowane osiągalne za pomocą przedstawionego na rysunku układu z potencjometrem włączonym trójzaciiskowo



Rys. 5.16. Nieliniowości unormowane osiągalne za pomocą przedstawionego na rysunku układu z potencjometrem liniowym włączonym trójzaciiskowo

6. LINEARYZACJA W LINIOWYCH ANALOGOWYCH UKŁADACH POMIAROWYCH Z CZUJNIKAMI PARAMETRYCZNYMI

W układach pomiarowych z czujnikami parametrycznymi, informacja o wartości wielkości mierzonej X zawarta w wartości immitancji czujnika Y , przetwarzana jest na wartość sygnału wyjściowego Z . Z uwagi na to, że sam czujnik parametryczny jest elementem sterowanym wielkością mierzoną, realizacje praktyczne tych układów zawsze charakteryzują się określoną nieliniowością statyczną, nawet w przypadku układów elektrycznie liniowych. Pojawia się zatem możliwość celowego ukształtowania tej nieliniowości tak, aby sygnał wyjściowy Z był liniowo zależny od wielkości mierzonej X . Możliwość ta uwarunkowana jest przebiegiem linearyzowanej charakterystyki czujnika i strukturą układu. W niniejszym rozdziale zostaną zbadane uwarunkowania i wynikające z nich ograniczenia dla struktury łańcuchowej, zamkniętej i równoległej, przy czym dla struktury równoległej zostanie zbadany układ z dwoma czujnikami (układ różnicowy), gdyż układ z jednym czuj-



Rys. 6.1. Sposób dołączenia czujnika parametrycznego do liniowego układu pomiarowego o strukturze łańcuchowej (a), równoległej (b) i zamkniętej (c)

nikiem pracującym w tej strukturze nie wnosi żadnych nowych możliwości linearyzacyjnych w stosunku do struktury łańcuchowej (rys. 6.1).

Rozróżnienie struktur opiera się tutaj na umiejscowieniu czujnika, który wraz z dołączonym do niego układem liniowym stanowi człon o nieliniowej charakterystyce statycznej. Człon o podobnej budowie, lecz o innym przeznaczeniu przedstawiony był na rys. 5.11 w punkcie 5.25, a jego charakterystyka opisywana była jednoparametrową rodziną krzywych. Ze względu na możliwość tak wnikliwego opisu charakterystyki, celowe jest w tym szczególnym przypadku zmodyfikowanie syntezy struktur i w ramach tej syntezy poszukiwanie odpowiedzi nie na pytanie o nieliniowość linearyzatora dla danego czujnika, lecz o zbiór nieliniowości $\{N_{lin}^*(x)\}$ czujników, które mogą być całkowicie linearyzowane omawianą metodą (z resztą $R_r(q)=0$). Pozostałe zagadnienia związane z synteza struktur, a szczególnie wyznaczenie błędów resztowego, nie ulegają zmianie.

6.1. Synteza struktur linearyzacyjnych

6.1.1. Synteza struktury łańcuchowej

Z uwagi na podobieństwo pomiędzy rysunkami 5.11 i 6.1a, można napisać opierając się na wzorze (5.41)

$$Z(Y) = \frac{Z_0 Y_d + Z_\infty Y}{Y_d + Y}, \quad (6.1)$$

Indeksy przy poszczególnych symbolach są zgodne z indeksami we wzorze 5.41. Po podstawieniu wielkości unormowanych otrzymuje się model matematyczny metody w postaci następujących zależności

$$Z_{min} = \frac{Z_0 Y_d + Z_\infty Y_{min}}{Y_d + Y_{min}}, \quad (6.2)$$

$$\Delta Z = \frac{(Z_\infty - Z_0) \Delta Y Y_d}{(Y_d + Y_{min})(Y_d + Y_{max})}, \quad (6.3)$$

$$z(y) = \frac{y}{1 - m(1 - y)}, \quad (6.4)$$

$$N_z^*(y) = - \frac{m}{1 - m(1 - y)}, \quad (6.5)$$

$$m = \frac{\Delta Y}{Y_{max} + X_d}. \quad (6.6)$$

Współczynnik m jest uogólnieniem wprowadzonego w punkcie 5.25 współczynnika o tym samym oznaczeniu.

Wzór (6.6) wskazuje, że przy danym czujniku, na wartość współczynnika m można wpływać jedynie przez dobór immitancji widzianej z zacisków czujnika. Wielkości Z_0 i Z_∞ występujące we wzorze (6.1) nie wpływają na unormowaną charakterystykę przetwornika.

Stąd też różne układy pomiarowe, o całkowitej różnej konfiguracji elementów (liniowych) współpracując z określonym czujnikiem zapewniają takie samo zmniejszenie nieliniowości, o ile tylko impedancje widziane przez czujnik w tych układach są takie same.

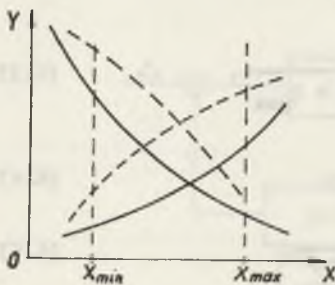
Z zależności (6.6) wynikają następujące właściwości:

- 1) $\text{sgn } m = \text{sgn } \Delta Y$,
- 2) gdy $\Delta Y > 0$, to $m \in (0, 1)$,
- 3) gdy $\Delta Y < 0$ to $m \in (-\infty, 0)$,
- 4) $|m|_{\max} = \left| \frac{\Delta Y}{Y_{\max}} \right|$.

Wówczas gdy $m = 0$ (nieskończenie wielka immitancja widziana z zacisków czujnika) otrzymuje się $z = y$ i układ pomiarowy nie zmienia charakterystyki czujnika, a tym samym nie zachodzi żadna linearyzacja. Przekształcając wzór (6.4) do postaci $y(z)$ i porównując z charakterystyką unormowaną czujnika $y(x)$ otrzymuje się nieliniowości czujników całkowicie linearyzowalnych omawianą metodą w postaci

$$N_{\text{lin}}^*(x) = \frac{m}{1 - mx} = m(1 + mx + m^2x^2 + m^3x^3 + \dots) \quad (6.7)$$

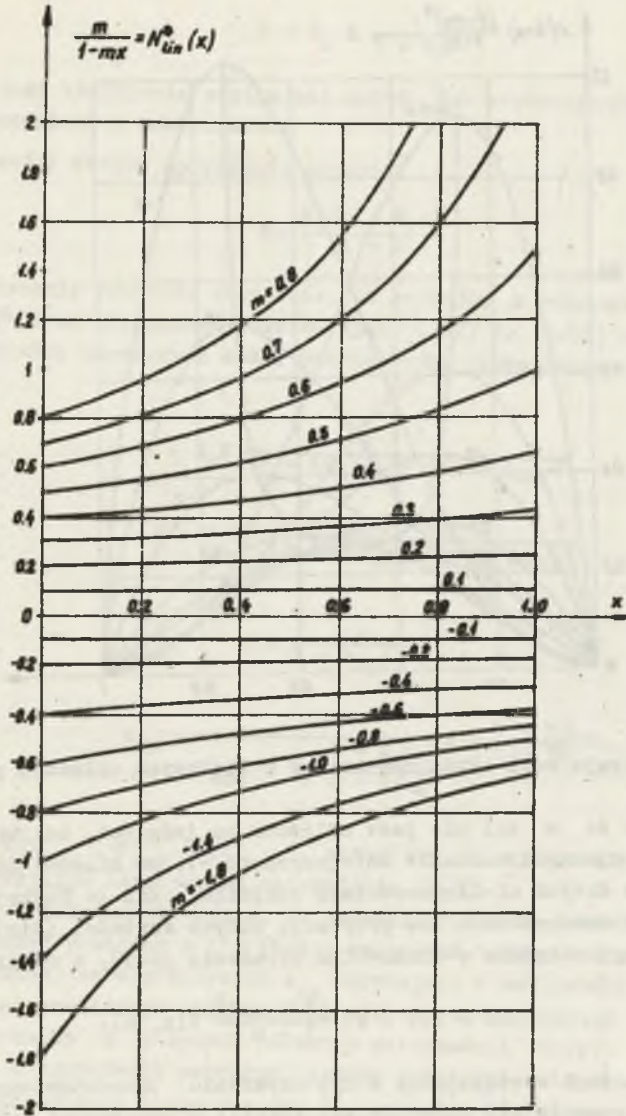
Odniesienie podanych wyżej właściwości współczynnika m do wzoru (6.7) stanowi o ograniczeniach metody. Wynika stąd na przykład, że skuteczną linearyzację można zapewnić tylko wówczas, gdy przy nieunormowanej charakterystyce przetwarzania wzrastającej ($m > 0$) krzywizna tej charakterystyki jest dodatnia $N^*(x) > 0$, natomiast przy charakterystyce malejącej ($m < 0$) jej krzywizna jest ujemna $N^*(x) < 0$. Na rys. 6.2 przedstawiono schematycznie przebiegi charakterystyk nieunormowanych $Y(X)$ dla których linearyzacja może być skuteczna (linia ciągła) oraz dla której jest nieskuteczna (linia przerywana). Podobna prawidłowość podana jest w pracy [15].



Rys. 6.2. Przebiegi charakterystyk nieunormowanych linearyzowalnych (linia ciągła) i nielinearyzowalnych (linia przerywana) biernym liniowym układem pomiarowym

Na rys. 6.3 przedstawiono rodzinę funkcji $N_{\text{lin}}^*(x)$ dla różnych wartości m . Różnica pomiędzy istniejącą nieliniowością unormowaną czujnika, a linearyzowaną omawianą metodą

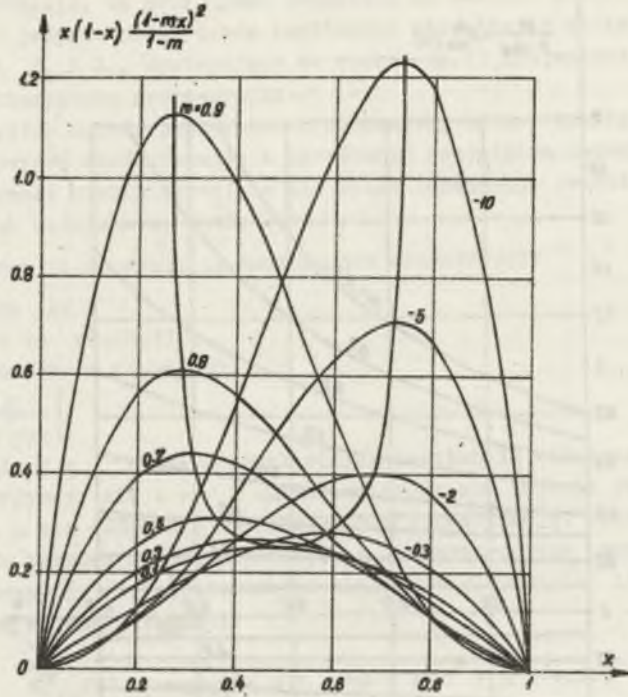
$$R(x, m) = N^*(x) - N_{\text{lin}}^*(x, m) \quad (6.8)$$



Rys. 6.3. Nieliniowości unormowane czujników całkowiec linearyzowanych w układach liniowych

stanowi o błędzie resztowym metody. Po przekształceniach algebraicznych błąd ten można wyliczyć jako

$$\Delta z = x(1-x) \frac{(1-mx)R(x, m)}{1 - \frac{m}{1-mx} - m(1-x)xR(x, m)} \quad (6.9)$$



Rys. 6.4. Funkcje wagi błędu resztowego w liniowych układach pomiarowych

Przy założeniu że m ani nie jest zbliżone do jedności, ani też nie przyjmuje wartości ujemnych znacznie mniejszych od -1 , co miałyby miejsce tylko przy bardzo dużych nieliniowościach czujnika, oraz że funkcja $R(x, m)$ jako minimalizowana różnica nie przyjmuje dużych wartości ($R(x) < 0,2$) można pominąć drugi składnik w mianowniku wyrażenia (6.9), a wówczas

$$\Delta z = x(1-x) \frac{(1-mx)^2}{1-m} R(x, m). \quad (6.10)$$

Wykres funkcji wagi występującej w tym wyrażeniu przedstawiony jest na rys. 6.4. Przesuwanie się maksimum tej funkcji w zależności od wartości współczynnika m dostarcza cennych informacji na temat prawidłowego doboru tego współczynnika, gdyż wskazuje na obszary, w których reszta $R(x, m)$ powinna być minimalizowana.

6.1.2. Synteza struktury zamkniętej

Zgodnie z rysunkiem 6.1c sygnał wyjściowy układu o tej strukturze przedstawiać można jako

$$Z = Z_z K \frac{1}{1 + K\beta}, \quad (6.11)$$

gdzie Z_z jest wielkością zasilającą układ, β - współczynnikiem sprzężenia, a K wzmocnieniem wzmacniacza.

Wobec liniowości obwodu sprzężenia zachodzi

$$\beta = \frac{\beta_0 Y_d + \beta_\infty Y}{Y_d + Y} \quad (6.12)$$

Dodatkowo zostanie przyjęte założenie, iż wartości β (włącznie z wartościami β_0 i β_∞) są nieujemne. Podstawiając (6.12) do (6.11) otrzymuje się szereg zależności tworzących model matematyczny rozważanego układu pomiarowego.

$$Z = Z_z K \frac{Y_d + Y}{(1 + K\beta_0)Y_d + (1 + K\beta_\infty)Y} \quad (6.13)$$

$$\Delta Z = Z_z K^2 \frac{\beta_{\min} - \beta_{\max}}{(1 + K\beta_{\max})(1 + K\beta_{\min})} \quad (6.14)$$

$$z = \frac{y}{1 - m_{sp}(1-y)} \quad (6.15)$$

$$m_{sp} = \frac{\Delta Y}{Y_{\max} + Y_d} \frac{1 + K\beta_0}{1 + K\beta_\infty} = m \frac{1 + K\beta_\infty}{1 + K\beta_{\max}}, \quad (6.16)$$

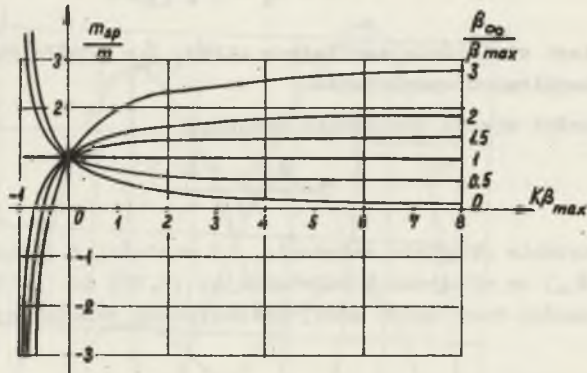
gdzie $\beta_{\min} = \beta(Y_{\min})$, $\beta_{\max} = \beta(Y_{\max})$, natomiast m wyraża się zgodnie z poprzednio przyjętym oznaczeniem zależnością (6.6).

Z powyższych zależności wynika, że zasadniczy dla zagadnienia liniowości układu związek pomiędzy z i y (6.15) ma postać identyczną z (6.4) z tym zastrzeżeniem, że współczynnik m_{sp} decydujący o możliwości linearyzacji przy pomocy omawianego układu różni się od występującego we wzorze (6.4) współczynnika m w sposób pokazany zależnością (6.16).

W układach o sprzężeniu zwrotnym ujemnym graniczne osiągalne wartości m_{sp} nie ulegają zmianie i wynoszą $|m_{sp}|_{\max} = \left| \frac{\Delta Y}{Y_{\max}} \right|$ tak samo jak w układzie bez sprzężenia. Jednakże wartości m_{sp} mniejsze od granicznej, mogą być osiągalne nie tylko przez dobór Y_d lecz także β i K , co nie rozszerza zakresu możliwości linearyzacyjnych metody, lecz zwiększa łatwość doboru układu. Wpływ parametrów β i K na zmianę współczynnika m dzięki zastosowaniu sprzężenia zwrotnego ilustruje rys. 6.5.

Możliwość zmiany znaku współczynnika m_{sp} przy $K < 0$ (sprzężenie dodatnie) powoduje możliwość linearyzacji czujników, dla których

$$\operatorname{sgn}N(x) \neq \operatorname{sgn}\Delta Y, \quad (6.17)$$



Rys. 6.5. Zależność współczynnika m_{sp} od sprzężenia zwrotnego w układzie

co nie było możliwe w strukturze łańcuchowej. (Charakterystyki przetwarzania przedstawione na rys. 6.2 liniami przerywanymi). Czujnikiem tego typu jest termometr rezystancyjny platynowy. Istnieje wiele odmian układów linearyzujących charakterystykę tego czujnika bazujących na dodatnim sprzężeniu zwrotnym [3, 4, 40, 89, 109].

Omówione rozszerzenie zakresu stosowania metody linearyzacji odbywa się kosztem znacznego zwiększenia wrażliwości układu na zmiany wzmacnienia, co wynika bezpośrednio z rys. 6.5. Graniczną wartością wzmacnienia przy stosowaniu dodatniego sprzężenia zwrotnego jest $K = -\frac{1}{\beta_{max}}$. Dla większych ujemnych wartości wzmacnienia układ staje się niestabilny. Wobec formalnej identyczności charakterystyk opisanych wzorami (6.4) i (6.15) zarówno przebieg linearyzowalnych nieliniowości czujników, jak i błąd resztowy linearyzacji wyrażają się tymi samymi zależnościami jakie obowiązywały dla układu struktury łańcuchowej. Tym samym wykres funkcji wagi podany na rys. 6.4. jest tutaj nadal obowiązujący.

6.2. Synteza członu nieliniowego

Ponieważ znak nieliniowości czujnika oraz czynniki pozalinearizacyjne (łatwość realizacji) przesądzają o zastosowaniu struktury łańcuchowej czy zamkniętej, synteza członu nieliniowego dla obu tych struktur jest taka sama i sprowadza się do doboru jednego parametru m .

6.2.1. Analityczne metody syntezy

Zastosowanie teorii przybliżeń jednostajnych Czebyszewa jest w tym przypadku niemożliwe z uwagi na ścisłe określenie przebiegu zarówno funkcji aproksymującej jak i aproksymowanej. Jedynie przypadek mógłby zdarzyć, że węzły aproksymacji pokryłyby się z zerami wielomianu Czebyszewa. Zastosowanie kryterium opisanego wzorem (4.10) jest zawsze możliwe, zarówno w podanej postaci całkowitej, jak i w postaci sumy kwadratów dogodniejszej wówczas, gdy charakterystyka czujnika jest określona doświadczalnie, gdyż nie zachodzi konieczność aproksymacji tej charakterystyki. Z uwagi na skomplikowaną postać funkcji wagi występującej we wzorze (6.10) obliczenia optymalnej wartości m znacznie się komplikują.

Ze względu na dobór tylko jednego parametru, możliwe jest zastosowanie kryterium (4.9), którego jedyną zaletą jest wyjątkowa prostota obliczeń, natomiast wymagana jest znajomość postaci analitycznej nieliniowości czujnika. Ponadto ocena błędu według jego wartości średniej jest w metrologii rzadko używana. Stosowanie tego kryterium sprowadza się zawsze do rozwiązywania równania algebraicznego drugiego stopnia, w którym współczynniki wynikają z całki (4.9). W szczególnym przypadku charakterystyk unormowanych czujników opisywanych wielomianem drugiego stopnia, kryterium to prowadzi do przybliżonej zależności

$$m_{\text{opt}} = \frac{a_2(1 + 0,1 a_2)}{1 + 0,6 a_2} \approx \frac{a_2}{1 + 0,6 a_2}. \quad (6.18)$$

Obliczona dowolną metodą analityczną wartość współczynnika m musi być zawsze zweryfikowana przez obliczenie błędu resztowego, gdyż ze względu na podane ograniczenia, optymalna wartość z punktu widzenia przyjętego kryterium m nie zawsze zapewnia spełnienie warunku (4.11).

6.2.2. Analityczno-wykreślna metoda syntezy

Ze względu na podobieństwo zagadnień, wykreślno-analityczny sposób syntezy członu przedstawiony w punkcie 5.2.5.1 może być w pełni zastosowany w rozważanym przypadku. Wykreślne przedstawienie nieliniowości unormowanej czujnika na tle wykresu z rys. 6.3, przedstawiającego nieliniowości linearyzowalne, pozwala zazwyczaj na określenie od razu liczby węzłów aproksymacji, czyli liczbę zerowych wartości błędu resztowego w przedziale $x \in (0,1)$. Na tej podstawie oraz kierując się przebiegiem funkcji wagi z rys. 6.4 można dobrać wstępnie wartości m , a następnie obliczeniowo określić przebieg $R(x, m)$ oraz $\Delta z(x)$. W przypadku zbyt wielkiej wartości tego błędu przy jednoczesnym występowaniu znacznej różnicy pomiędzy jego dodatnią i ujemną wartością ekstremalną obliczenia należy ponowić dla skorygowanej wartości m .

Dzięki przeprowadzeniu obliczeń na wartościach nieliniowości unormowanych oraz wobec uwag zawartych w punkcie 2.3 metoda ta zapewnia z reguły

Tabela 6.1

Struktura Czujnik		Łańcuchowa	Z a m k n i ę t a		
			Ujemne sprzężenie zwrotne	Dodatnie sprzężenie zwrotne	
				$\beta(Y)$	$\beta(Y)$
$\Delta Y > 0$	$N^*(x) > 0$	$m_{\min} = 0$ dla $Y_d \rightarrow \infty$ $m_{\max} = \frac{\Delta Y}{Y_{\max}}$ dla $Y_d = 0$	$m_{sp \min} = 0$ dla $Y_d \rightarrow \infty$ $m_{sp \max} = \frac{\Delta Y}{Y_{\max}}$ dla $Y_d \neq 0$	$m_{sp} < m$ $m_{sp \min} = 0$ $m_{sp \max} = m_{\max}$	$m_{sp} > m$ $m_{sp \min} = m$ $m_{sp \max} \rightarrow \infty$
	$N^*(x) < 0$	LINEARYZACJA	LINEARYZACJA	możliwa dla $k \beta_{\infty} < -1$ $m_{sp} < 0$ $m_{sp \min} \rightarrow -\infty$ $m_{sp \max} = 0$	LINEARYZACJA
$\Delta Y < 0$ $P < 0$	$N^*(x) > 0$	NIEMOŻLIWA	NIEMOŻLIWA	możliwa dla $K \beta_{\infty} < -1$ $m_{sp} > 0$ $m_{sp \max} \rightarrow \infty$	NIEMOŻLIWA
	$N^*(x) < 0$	$m_{\min} = \frac{\Delta Y}{Y_{\max}}$ dla $Y_d = 0$ $m_{\max} = 0$ dla $Y_d \rightarrow \infty$	$m_{sp \min} = \frac{\Delta Y}{Y_{\max}}$ dla $Y_d \neq 0$ $m_{sp \max} = 0$ dla $Y_d \rightarrow \infty$	$m_{sp} > m$ $m_{sp \min} = m_{\min}$ $m_{sp \max} = 0$	$m_{sp} < m$ $m_{sp \min} \rightarrow \infty$ $m_{sp \max} = m$

wystarczającą dokładność. Sposób realizacji obliczonej dowolną metodą wartości współczynnika m nie wpływa na linearyzacyjne właściwości układu. Istniejące możliwości realizacyjne w zależności od struktury układu i charakteru sprzężenia zwrotnego zebrane są w tabeli 6.1. Wynikają one z przedstawionych w punkcie 6.1 właściwości układów.

6.2.3. Szczególne właściwości układów przemiennoprądowych

Zależności (6.1) do (6.6) są słuszne również w przypadku obwojów liniowych prądu przemiennego a występujące w nich wielkości, w tym również m , są wówczas zespolone. Natomiast dotychczasowe rozważania zostały ograniczone do przypadku m rzeczywistego, co może zachodzić jedynie wówczas gdy

$$\arg Y(X) \neq F(X). \quad (6.19)$$

Gdy warunek ten nie jest spełniony, to nieliniowość unormowana $N^*(x)$ jest zespolona, co pociąga za sobą konieczność doboru zespolonej wartości współczynnika m . Dobór taki jest często ze względów praktycznych utrudniony. Dlatego też w układach przemiennoprądowych celowe jest wyróżnienie trzech następujących przypadków.

- Przypadek ogólny - $N^*(x)$ jest zespolone, istnieje możliwość doboru wartości zespolonego współczynnika linearyzującego m .
- $N^*(x)$ jest rzeczywiste, istnieje możliwość doboru wartości współczynnika m - w takim przypadku też rzeczywistego.
- Istnieje ograniczenie co do możliwości wyboru wartości współczynnika m , który w ogólnym przypadku jest zespolony.

6.2.3.1. Przypadek ogólny

Oznaczając

$$m = m_{re} + jm_{im} \quad (6.20)$$

i podstawiając do wzoru (6.7) otrzymuje się

$$N_{lin.re}^*(x) = \frac{m_{re} - x|m|^2}{1 - 2m_{re}x + x^2|m|^2} \quad (6.21)$$

$$N_{lin.im}^*(x) = \frac{m_{im}}{1 - 2m_{re}x + x^2|m|^2} \quad (6.22)$$

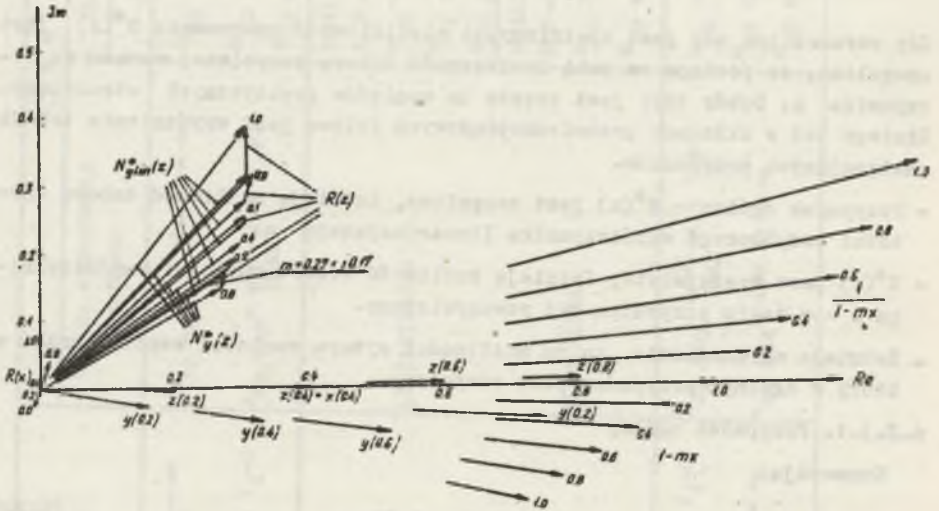
a zagadnienie doboru optymalnej wartości m sprowadza się do jednoczesnej minimalizacji dwu funkcji

$$R_{re}(x) = N_{lin.re}^*(x) - N_{re}^*(x) \quad (6.23)$$

oraz

$$R_{im}(x) = N_{lin.im}^*(x) - N_{im}^*(x) \quad (6.24)$$

Analityczne przeprowadzenie obliczeń jest trudne i wymaga iteracyjnej procedury obliczeń. Analityczno-wykresłne metody doboru współczynnika m wymagają posługiwania się dwuparametrowymi wykresami $N_{lin}^*(x)$ z uwagi na zależność od modułu i fazy współczynnika m . Stosunkowo prosto można natomiast uzyskać zadawalające rezultaty doboru m za pomocą wykresu wskazowego nieliniowości budowanego z wykorzystaniem wniosków wynikających z wykresu podanego na rys. 6.4. Na rys. 6.6 przedstawiono wykres wskazowy spo-



Rys. 6.6. Wykres wskazowy nieliniowości unormowanych w przypadku ogólnym rzdzony na podstawie znajomości $N^*(x)$, które w tym przypadku są zespolone. W wyniku analizy wykresu z rys. 6.4 wartość zespolonego współczynnika m dobrano w taki sposób, aby dla $x_1 = 0,4$, Δz było równe zero.

$$m = \frac{N^*(0,4)}{1 + 0,4 N^*(0,4)} \quad (6.25)$$

Na wykresie tym zaznaczono również wskazy $y(x)$ oraz $z(x)$. Z porównania ich modułów wynika skuteczność linearyzacji. Odczytane z wykresu nieliniowości $N(x)$ z dokładnością około 0,2% podane są w tabeli 6.2.

Tabela 6.2

x	0,2	0,4	0,6	0,8	-
N(x)	+3,7	+6,8	+7,6	+5	%

Natomiast wartości Δz są mniejsze od 0,2% a zatem nie dadzą się odczytać z wykresu. Świadczy to o skuteczności linearyzacji.

6.2.3.2. Przypadek rzeczywistego $N^*(x)$

W celu zbadania, jakie warunki muszą być spełnione, aby $N^*(x)$ było rzeczywiste, rozważyć należy stan, gdy

$$Y = Y_{re} + j Y_{im}, \quad (6.25)$$

przy czym zarówno Y_{re} jak i Y_{im} jest funkcją wielkości mierzonej X . Przyjmując oznaczenie zgodnie ze wzorem (2.6)

$$y_{re} = \frac{Y_{re} - Y_{re, min}}{\Delta Y_{re}}$$

$$y_{im} = \frac{Y_{im} - Y_{im, min}}{\Delta Y_{im}} \quad (6.26)$$

Wprowadzić można oddzielne charakterystyki przetwornika dla y_{re} i y_{im} w postaci

$$y_{re} = x - x(1 - x) N_{re}^*(x), \quad (6.27)$$

$$y_{im} = x - x(1 - x) N_{im}^*(x). \quad (6.28)$$

Charakterystyki y_{re} i y_{im} są oczywiście rzeczywistymi funkcjami zmiennej x . Charakterystyka przetwarzania czujnika wyraża się jako

$$y = x - x(1 - x) N^*(x),$$

gdzie

$$N^*(x) = \frac{N_{re}^*(x) \Delta Y_{re} + j N_{im}^*(x) \Delta Y_{im}}{\Delta Y_{re} + j \Delta Y_{im}} \quad (6.29)$$

Wynika stąd, że $N^*(x)$ jest rzeczywiste w trzech przypadkach: gdy $\Delta Y_{re} = 0$; gdy $\Delta Y_{im} = 0$; lub gdy $N_{re}^*(x) = N_{im}^*(x)$. Ostatni z tych przypadków wbrew pozorom jest dość często spełniony, np. w czujnikach indukcyjnych [44, 82 rozdz. 4].

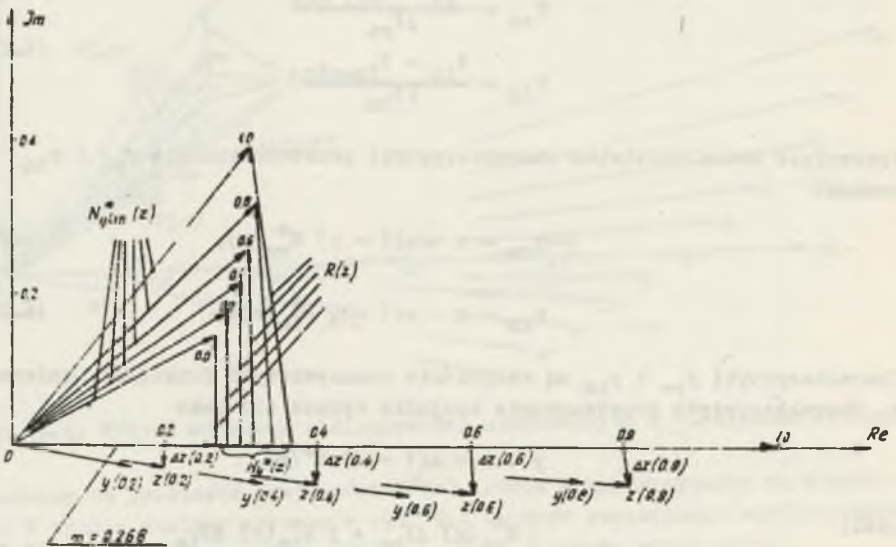
Wówczas gdy $N^*(x)$ jest rzeczywiste, współczynnik linearyzujący m też jest rzeczywisty i można poszukiwać jego optymalnej wartości metodami podanymi poprzednio, w tym również wykorzystując wykres z rys. 6.3.

6.2.3.3. Przypadek ograniczenia możliwości wyboru współczynnika m

W praktyce projektowania układów pomiarowych jest to nader częsty przypadek. Wówczas gdy fazy $N^*(x)$ nie zmieniają się bardzo znacznie w funkcji wielkości mierzonej x , co w spotykanych konstrukcjach czujników z reguły jest spełnione, można przyjąć następującą zasadę doboru optymalnego pod względem linearyzacji modułu współczynnika m . Moduł współczynnika m powinien być tak dobrany, aby dla wartości x_0 wybranej zgodnie z wykresem na rys. 6.4, faza $N^*(x_0)$ wynosiła $+\frac{\pi}{2}$ lub $-\frac{\pi}{2}$. Wówczas należy się spodziewać, że fazy $N^*(x)$ dla innych wartości x będą też zbliżone do $+\frac{\pi}{2}$ lub $-\frac{\pi}{2}$, a co za tym idzie, przez niezbyt wielkich nieliniowościach będzie zachodzić

$$|z(x)| \approx x \quad (6.30)$$

i tym samym osiągnięty zostanie efekt linearyzacyjny. Opisany powyżej sposób linearyzacji przedstawiony jest na rys. 6.7. Zespalone wartości $N^*(x)$



Rys. 6.7. Wykres wskazowy nieliniowości unormowanych w przypadku m rzeczywistego

na takiej samej jak na rys. 6.6, założono jednak, że m jest rzeczywiste, a zatem nie istnieje dowolność wyboru kąta fazowego tego współczynnika. Z rysunku wynika, że co prawda moduły Δz są znacznie większe niż na rys. 6.6, jednakże zależność (6.30) jest spełniona, a błąd resztowy linearyzacji nie przekracza 0,4%.

6.2.3.4. Linearyzacja w układach z prostownikami fazoczułymi

Jako wielkości wyjściowe Z rozpatrywano dotychczas moduły sygnału wyjściowego. Powszechnie stosowany układ pomiarowy modulacji amplitudy z prostownikiem fazoczułym umożliwia uzyskanie wielkości wyjściowej w postaci składowej sygnału wyjściowego o ściśle określonym kącie fazowym. Fakt ten stwarza całkiem nowe możliwości linearyzacyjne. Linearyzacja może być tu osiągnięta nawet wówczas, gdy impedancja widziana z zacisków czujnika jest z góry narzucona, zarówno co do modułu jak i co do fazy, a zatem nie istnieje możliwość doboru wartości współczynnika m . Linearyzacja tą metodą polega na doborze takiej fazy kluczkowania prostownika fazoczułego, która jest w przybliżeniu przesunięta o kąt $\frac{\pi}{2}$ w stosunku do fazy Δz . Na rys. 6.8 przedstawiono wykres wskazowy odnoszący się do układu pomiarowego współpracującego z tym samym czujnikiem co na rys. 6.6 i 6.7, jednakże wskaz "m" został zasadniczo zmieniony zarówno co do modułu jak i fazy w stosunku do dwu poprzednich rozważanych przypadków. Z rysunku wynika, że przesuwając fazę sygnału kluczkującego prostownik fazoczuły o 20° uzyskać można bardzo znaczne zmniejszenie błędów nieliniowości.

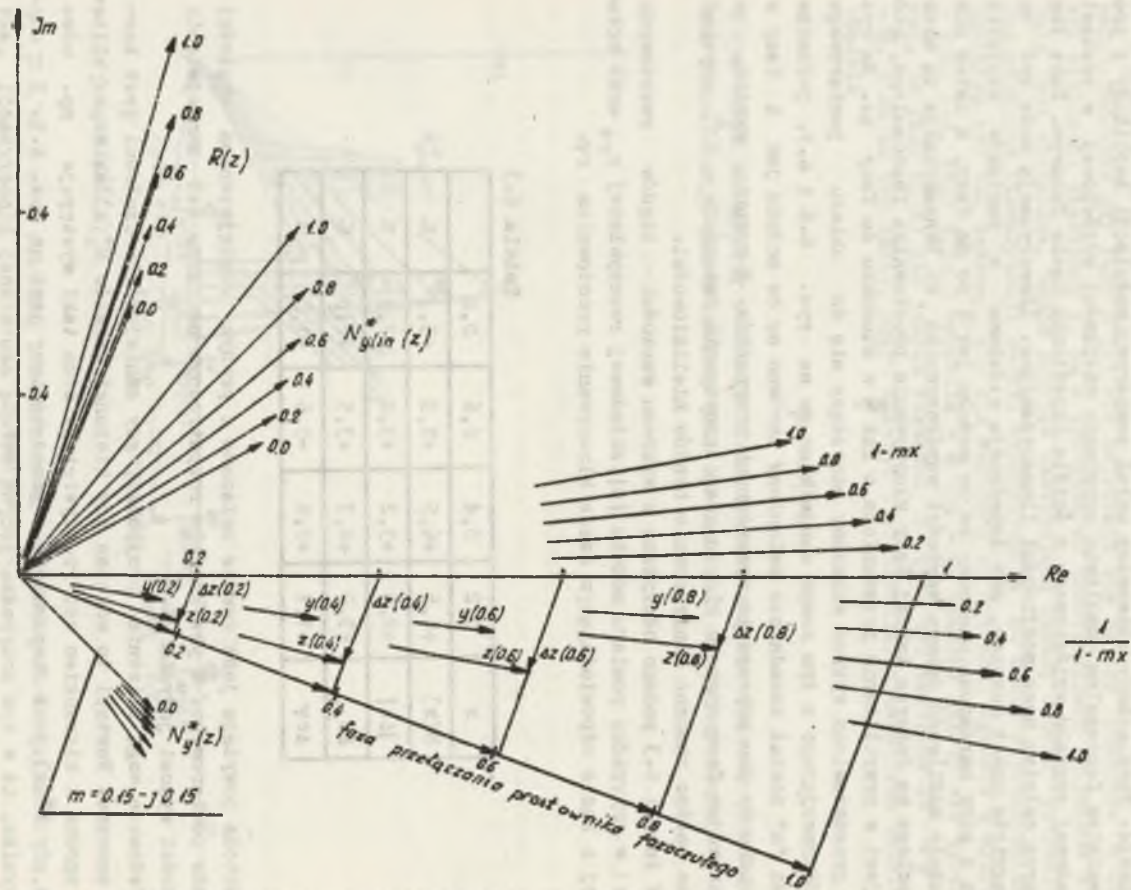
W tabeli 6.3 podano odczytane z wykresu wartości błędów resztowych $\Delta z(x)$ w przypadku pomiaru modułu $|z|$, składowej rzeczywistej z_{re} oraz składowej c kącie odpowiadającym fazie kluczkowania prostownika $z\varphi$.

Tabela 6.3

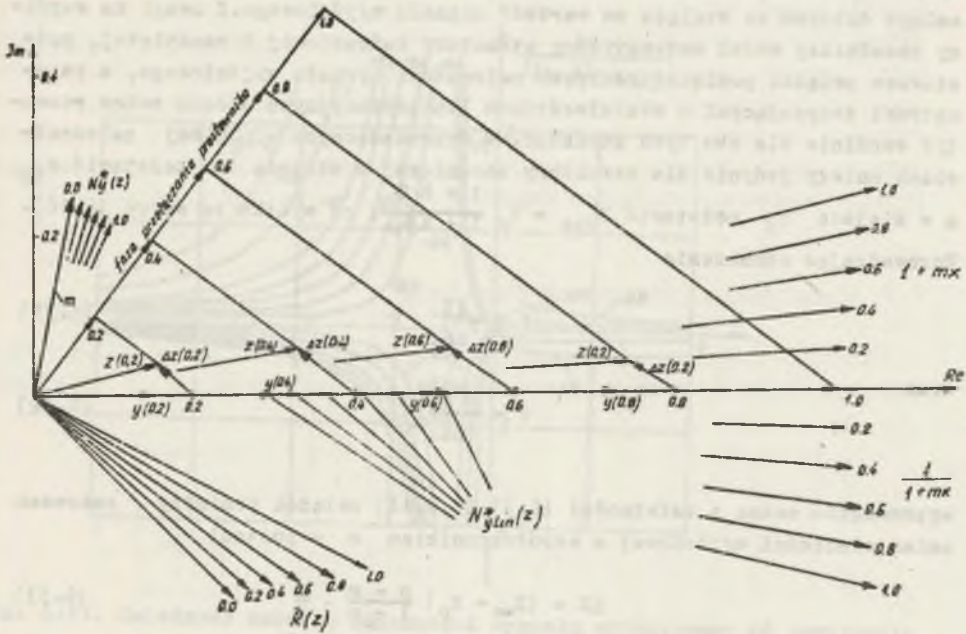
x	0,2	0,4	0,6	0,8	
N(x)	+4,5	+6,5	+7,5	+5,0	%
$ \Delta z $	+2,5	+3,2	+3,0	+2,0	%
Δz_{re}	+3,0	+4,3	+3,5	+2,0	%
$\Delta z\varphi$	+1,1	+0,8	-0,6	-1,0	%

Metoda powyższa jest zawsze związana z pewnym zmniejszeniem czułości układu pomiarowego. W przykładzie rozpatrzonym na rys. 6.3 zmniejszenie czułości wynosi jedynie 7%.

Jednakże mogą zaistnieć przypadki, gdy zmniejszenie czułości jest bardzo znaczne. Nastąpi to wówczas gdy kierunki wskazów $\Pi_z^*(x)$ są w przybliżeniu zgodne z kierunkiem osi rzeczywistej. Stan taki występuje np. wówczas, gdy $N^*(x)$ jest rzeczywiste i przedstawiony jest na rys. 6.9. Z rysunku wynika, iż w tym przypadku jedyną skuteczną linearyzacją jest dobór odpowiedniej fazy przełączania prostownika, jednakże czułość układu zmniejsza się prawie dwukrotnie (o 44%). Błędy nieliniowości w tym przypadku podane są w tabeli 6.4.



Rys. 6.8. Wykres wskazowy nieliniowości w układzie z prostownikiem fazoczułym



Rys. 6.9. Wykres wskazowy nieliniowości w układzie z prostownikiem fazo-
czułym

Tabela 6.4

x	0,2	0,4	0,6	0,8	
$N(x)$	+5,5	+8,5	+10	+7,5	%
$ \Delta z $	+4,5	+8	+8,5	+6,5	%
Δz_{re}	+5,0	+8,5	+9,5	+6,5	%
Δz_{φ}	+0,8	+1,0	+0,5	-1,0	%

Przedstawiona metoda jest przedmiotem zgłoszenia patentowego autora [30]

6.3. Wpływ linearyzacji na zakres zmienności sygnału wyjściowego

Charakterystyczną cechą układów liniowych z czujnikami parametrycznymi jest zależność zakresu zmienności sygnału wyjściowego układu ΔZ od wartości impedancji widzianej z zacisków czujnika Y_d . Dobór tej impedancji,

optymalny ze względu na linearyzację nie pokrywa się z regułą z jej optymalnym doborem ze względu na wartość sygnału wyjściowego. Z uwagi na wspólny zasadniczy model matematyczny struktury łańcuchowej i zamkniętej, podstawowe związki pomiędzy zakresem zmienności sygnału wyjściowego, a parametrami decydującymi o właściwościach linearyzacyjnych układu można rozważyć wspólnie dla obu tych struktur. W wyprowadzonych poniżej zależnościach należy jedynie dla struktury zamkniętej w miejsce m podstawić m_{sp} , a w miejsce Y_d podstawić $Y_{dsp} = Y_d \frac{1 + K\beta_0}{1 + K\beta_\infty}$, co wynika ze wzoru (6.16). Wprowadzając oznaczenia

$$p = \frac{\Delta Y}{Y_{\max}} \quad (6.31)$$

oraz

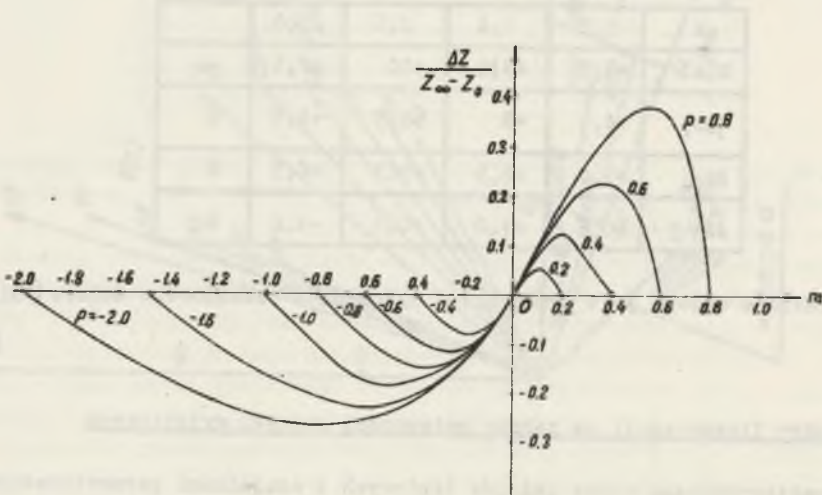
$$s = \frac{Y_d}{Y_{\max}} \quad (6.32)$$

wyprowadzić można z zależności (6.3) i (6.14) związek pomiędzy zakresem zmian wielkości wyjściowej a współczynnikiem m w postaci

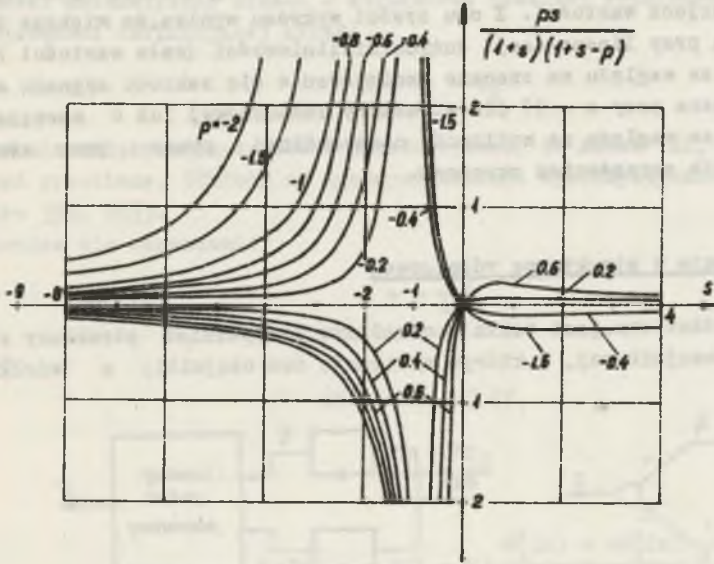
$$\Delta Z = (Z_\infty - Z_0) \frac{p - m}{1 - m} \cdot \frac{m}{p} \quad (6.33)$$

oraz związek pomiędzy zakresem zmian ΔZ a immitancją widzianą z zacisków czujnika reprezentowaną przez s w postaci

$$\Delta Z = (Z_\infty - Z_0) \frac{ps}{(1+s)(1+s-p)} \quad (6.34)$$



Rys. 6.10. Zależność zakresu zmienności sygnału wyjściowego od współczynnika m



Rys. 6.11. Zależność zakresu zmienności sygnału wyjściowego od immitancji widzianej z zacisków czujnika

Obie zależności zobrazowane są na wykresach podanych na rys. 6.10 i 6.11. Z rys. 6.10 wynika, że istnieje określona wartość współczynnika m , przy której zakres sygnału wyjściowego jest maksymalny, a tym samym czułość układu jest największa. Dla skrajnych wartości m równych zero lub p przy założeniu niezależności różnicy $Z_{\infty} - Z_0$ od współczynnika linearyzującego m , czułość układu zmniejsza się do zera a zatem układ nie może pracować w takich warunkach. Stanowi to następne z kolei ograniczenie metody linearyzacji. Wartość immitancji Y_d , przy której osiąga się największą czułość można obliczyć przez zróżniczkowanie zależności (6.34). Wynosi ona

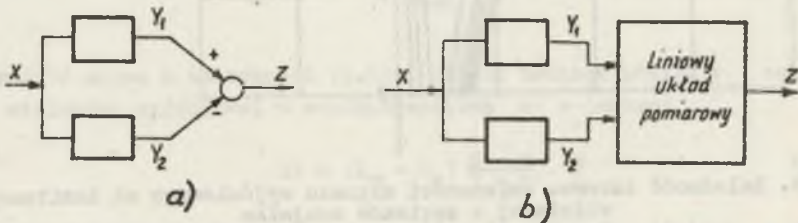
$$Y_{d \max} = \sqrt{Y_{\min} Y_{\max}} \quad (6.35)$$

Wynika stąd, że wówczas, gdy ze względów linearyzacyjnych należy dobrać wartość Y_d daleką od wartości określonej wzorem (6.35), to należy się liczyć ze znacznym zmniejszeniem czułości układu. W układach o strukturze łańcuchowej oraz o strukturze zamkniętej ze sprzężeniem ujemnym, parametr s może przyjmować jedynie wartości dodatnie, czemu odpowiada wykres z rys. 6.11, leżący po prawej stronie osi rzędnych. Wykres po lewej stronie, odpowiada przypadkowi dodatniego sprzężenia zwrotnego. Wynika z niego, że dla wartości s zbliżających się do wartości -1 przy dodatnich wartościach p lub zbliżających się do wartości $-1+p$ przy ujemnych wartościach p zakres sygnału wyjściowego silnie rośnie. Dla tych zakresów jednak sta-

bilność układu maleje i układ wymaga bardzo starannego doboru elementów o małych tolerancjach wartości. Z obu części wykresu wynika, że większe trudności powstają przy linearyzacji dużych nieliniowości (małe wartości bezwzględne s), ze względu na znaczne zmniejszenie się zakresu sygnału wyjściowego (do zera przy $s = 0$) dla struktury łańcuchowej lub o sprzężeniu ujemnym oraz ze względu na możliwość niestabilnej pracy przy strukturze z dodatnim sprzężeniem zwrotnym.

6.4. Linearyzacja w strukturze różnicowej

Struktura różnicowa jest takim szczególnym przypadkiem struktury równoległej wieloczujnikowej, w którym występują dwa czujniki, a wielkość



Rys. 6.12. "Idealny" (a) i "nieidealny" (b) układ różnicowy

wyjściowa struktury Z jest różnicą wielkości wyjściowych Y_1 i Y_2 tych czujników (rys. 6.12a). Struktura taka będzie nazywana idealnym układem różnicowym w odróżnieniu od stanu przedstawionego na rys. 6.12b, w którym wielkość wyjściowa Z jedynie w przybliżeniu jest równa różnicy algebraicznej wielkości wyjściowych czujników Y_1 i Y_2 . Rozróżnienie takie jest istotne dla zagadnień linearyzacji, a zatem konieczne jest rozpatrzenie obu tych układów oddzielnie. Należy wyraźnie zaznaczyć, że układy różnicowe stosowane są w technice pomiarowej nie tylko w celu linearyzacji charakterystyk statycznych. Zapewniają one w wielu przypadkach bardzo skuteczne zmniejszenie wpływu czynników zakłócających i w przybliżeniu dwukrotne zwiększenie czułości układu. Stosowane są zatem wszędzie tam, gdzie jest to możliwe, nawet wówczas gdy charakterystyki statyczne czujników składowych są liniowe. Oba czujniki wchodzące w skład struktury różnicowej są często konstrukcyjnie połączone i stanowią razem tzw. czujnik różnicowy. Do najpopularniejszych przykładów stosowania struktury różnicowej należą czujniki przesunięcia indukcyjnościowe, pojemnościowe i transformatorowe oraz siłomierze i ciśnieniomierze tensometryczne [8, 45, 82, 115].

6.4.1. Właściwości linearyzacyjne układu różnicowego idealnego

Model matematyczny układu o strukturze idealnej różnicowej wywodzi się z zależności definiującej układ:

$$Z = Y_1 - Y_2 \quad (6.36)$$

Z warunku zwiększania czułości układu wynika, że znaki ΔY_1 i ΔY_2 powinny być przeciwne. (Układy ze zgodnymi znakami wykorzystywane są bardzo rzadko [18, 72]).

Wprowadza się oznaczenie

$$b = - \frac{\Delta Y_2}{\Delta Y_1} \quad (6.37)$$

zatem

$$\Delta Z = (1 + b) \Delta Y_1 \quad (6.38)$$

$$z = \frac{y_1 + by_2}{1 + b} \quad (6.39)$$

$$\Delta z(x) = -x(1-x) \frac{N_1^*(x) + bN_2^*(x)}{1+b} \quad (6.40)$$

Zakładając, że czujnik z indeksem dwa linearyzuje charakterystykę czujnika z indeksem jeden (możliwe jest również założenie odwrotne, gdyż oba czujniki są równoważne) otrzymuje się

$$N_{2lin}^*(x) = -\frac{1}{b} N_1^*(x) \quad (6.41)$$

Wówczas gdy

$$N_2^*(x) = N_{2lin}^*(x) + R(x) \quad (6.42)$$

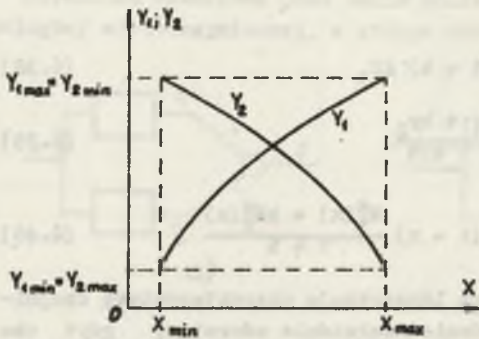
błąd resztowy linearyzacji wyraża się wzorem

$$\Delta z = -x(1-x) \frac{b}{1+b} R(x) \quad (6.43)$$

Zastosowanie tego wzoru w celu syntezy układu jest o tyle utrudnione, że zarówno wartość b jak i przebieg funkcji $R(x)$ są całkowicie określone właściwościami statycznymi czujników wchodzących w skład struktury różnicowej, co powoduje że stosować można w tym przypadku jedynie konstrukcyjne a nie układowe metody linearyzacji. Wówczas gdy charakterystyka statyczna (nieunormowana) nie może być konstrukcyjnie kształtowana, gdyż, np. wynika ona z właściwości materiałowych, pewne efekty linearyzacyjne można czasami osiągnąć przez przesunięcie punktu pracy czujnika na tej charakterystyce. Zmienia się wówczas zarówno zakres ΔY_2 jak i nieliniowość $N_2^*(x)$.

Kierunek i wielkość tych zmian jest całkowicie zależna od charakterystyki czujnika, a zatem nie można w tym przypadku podać ogólnych zasad postępowania linearyzacyjnego. Celowa jest natomiast analiza strukturalnej linearyzacji w układzie różnicowym idealnym przeprowadzona w oparciu o wzór (6.43) dla dwu charakterystycznych, szczególnie często występujących przypadków. Pierwszy - to przypadek czujników o symetrycznych charakterystykach, drugi - dwu identycznych czujników poddanych działaniu wielkości mierzonej o przeciwnych znakach.

6.4.1.1. Linearyzacja w układzie różnicowym idealnym z czujnikami o symetrycznych charakterystykach



Rys. 6.13. Charakterystyki nieunormowane czujników symetrycznych

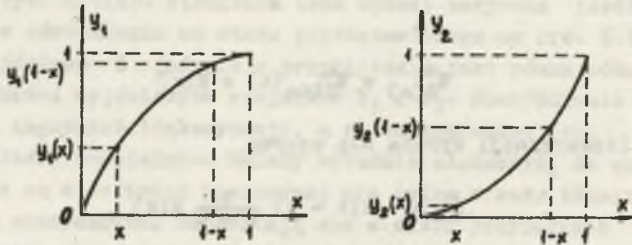
Charakterystyki nieunormowane i unormowane takiego czujnika przedstawione są przykładowo na rys. (6.13) i (6.14). W przypadku tym obowiązuje

$$b = 1 \text{ oraz } 1 - y_2(x) = y_1(1 - x) \text{ a zatem (6.44)}$$

$$N_2^*(x) = -N_1^*(1 - x) \text{ (6.45)}$$

oraz

$$R(x) = N_1^*(x) - N_1^*(1 - x). \text{ (6.46)}$$



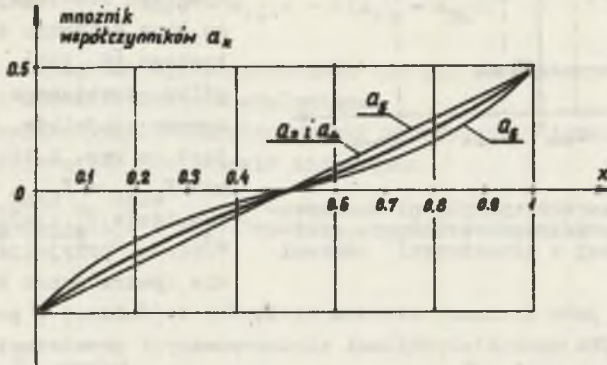
Rys. 6.14. Charakterystyki unormowane czujników symetrycznych

Przyjmując $N_1^*(x)$ w postaci wielomianu (2.13) i podstawiając kolejno do wzorów (6.46) i (6.43) otrzymuje się

$$\Delta z = \frac{-x(1-x)}{2} \sum_{k=2}^n a_k \left[\sum_{m=0}^{k-2} (-1)^m \binom{k-2}{m} x^m - x^{k-2} \right] \text{ (6.47)}$$

Na przykład dla charakterystyki unormowanej opisywanej wielomianem szóste-
go stopnia

$$\Delta z = \frac{-x(1-x)}{2} \left[(a_3+a_4)(1-2x) + a_5(1-3x+3x^2-2x^3) + a_6(1-4x+6x^2-4x^3) \right] \quad (6.48)$$



Rys. 6.15. Funkcje wagi współczynników błędu resztowego linearyzacji w układzie różnicowym z czujnikami symetrycznymi

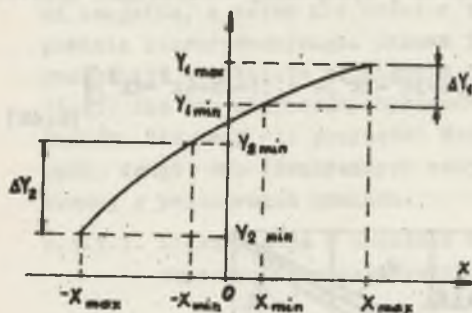
Na rys. 6.15 przedstawiono "funkcje wagi" poszczególnych współczynników wielomianu bez uwzględniania funkcji normującej $x(1-x)$. Wynika z niego, że

$$\Delta z \approx -(a_3 + a_4 + a_5 + a_6) \left(\frac{1}{2} - x \right) (1-x)x \quad (6.49)$$

jest ścisłe aż do czwartego stopnia wielomianu opisującego charakterystykę przetwarzania, natomiast dla wyższych stopni przybliżenie będzie tym lepsze im mniejsze są współczynniki tego wielomianu. W równaniach opisujących resztowy błąd nieliniowości nie występuje współczynnik a_2 , co oznacza całkowite wyeliminowanie członu kwadratowego występującego w charakterystykach czujników składowych. Nie są natomiast całkowicie wyeliminowane dalsze człony o parzystych potęgach zmiennej x . Zerowa wartość błędu resztowego dla $x = 0,5$ jest specyficzną cechą układu różnicowego z czujnikami o symetrycznych charakterystykach powodującą skuteczność linearyzacji dla szerokiej klasy charakterystyk czujników. Układ jest mało skuteczny jedynie w tym przypadku, gdy nieliniowości unormowane czujników składowych mają wartości zerowe w pobliżu środka zakresu, np. w przedziale $x_1 \in (0,3, 0,7)$.

6.4.1.2. Linearyzacja w układzie różnicowym czujników poddanych działaniu wielkości wejściowej o przeciwnych znakach

Z przypadkiem tym mamy do czynienia wówczas, gdy do dwu z założenia identycznych czujników jesteśmy w stanie doprowadzić wielkości wejściowe



Rys. 6.16. Charakterystyka nieunormowana czujnika poddanego działaniu wielkości mierzonej z przeciwnymi znakami

kierunek X jako kierunek wzrostu wielkości wejściowej i posługując się w tym przypadku charakterystykami nieunormowanymi przedstawionymi zgodnie ze wzorem (2.4) jako

$$Y_1 = Y_{\min} + A_1 X + A_2 X^2 + A_3 X^3 + A_4 X^4 + \dots \quad (6.50)$$

$$Y_2 = Y_{\min} - A_1 X + A_2 X^2 - A_3 X^3 + A_4 X^4 + \dots \quad (6.51)$$

otrzymuje się po podstawieniu do wzoru (6.36) i wykonaniu szeregu przekształceń algebraicznych

$$\Delta z(x) = - \frac{\Delta X^2 x(1-x)}{(1+b)\Delta Y_1} \cdot [2A_3 \Delta X(1+x) + 2A_5 \Delta X^3(1+x+x^2+x^3) \dots] \quad (6.52)$$

uwzględniając, że $\Delta Z = (1+b)\Delta Y_1$

$$\Delta z(x) = \frac{-2 \Delta X^2 x(1-x)}{\Delta Z} [A_3 \Delta X(1+x) + A_5 \Delta X^3(1+x+x^2+x^3) \dots] \quad (6.53)$$

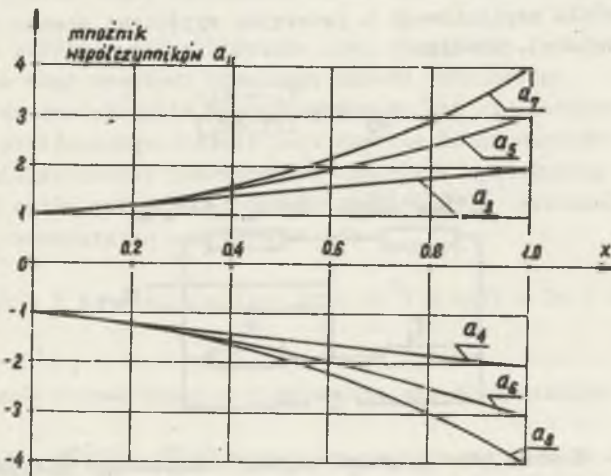
Z powyższej zależności wynika, że w rozważanym przypadku ulegają redukcji wszystkie składowe charakterystyki nieunormowanej o parzystych potęgach X ($A_2, A_4 \dots$). Pomimo, iż posługiwanie się charakterystyką nieunormowaną pozwala na sformułowanie powyższej prostej właściwości omawianego układu, to jednak zależności (6.51) i (6.53), zawierające wielkości wymiarowe, są nieprzejrzyste. Dlatego celowe jest przejście na wyrażenie błędu resztowego we współrzędnych unormowanych. Porównując zależność (2.15) z zależnościami (6.50) i (6.51) dochodzi się do układu równań

$$\begin{aligned}
 a_{12} - a_{13} &= -b(a_{22} - a_{23}), \\
 a_{13} - a_{14} &= -b(a_{23} - a_{24}), \\
 a_{14} - a_{15} &= -b(a_{24} - a_{25}), \\
 a_{15} - a_{16} &= -b(a_{25} - a_{26}),
 \end{aligned}
 \tag{6.54}$$

gdzie pierwszy z indeksów wyróżnia czujnik opisany charakterystyką y_1 lub y_2 a drugi jest indeksem stopnia wielomianu.

Wykorzystując współczynniki charakterystyki unormowanej tylko jednego z czujników, błąd resztowy przedstawić można jako

$$\Delta z(x) = \frac{-2x(1-x)}{1+b} [(a_{13} - a_{14})(1+x) + (a_{15} - a_{16})(1+x+x^2+x^3) + \dots]
 \tag{6.55}$$



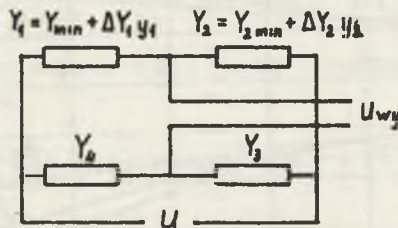
Rys. 6.17. Funkcje wagi współczynników błędu resztowego linearyzacji w układzie różnicowym z czujnikami poddanymi działaniu wielkości mierzonej z przeciwnymi znakami

Funkcje wagi dla poszczególnych współczynników występujących w opisie charakterystyki unormowanej podane są na rys. 6.17. Zastosowanie układu różnicowego z identycznymi czujnikami poddanymi działaniu wielkości mierzonej o przeciwnych znakach eliminuje człon kwadratowy (brak współczynnika a_2 we wzorze (6.55)), natomiast nie występuje tu w sposób jawny zmniejszenie błędu resztowego do zera w jakimkolwiek punkcie zakresu pomiarowego.

6.4.2. Synteza układów linearyzacyjnych o strukturze różnicowej nieidealnej

W przypadku układów, które w niniejszej pracy zostały nazwane idealnymi układami różnicowymi, efekty linearyzacyjne opisane szczegółowo w punktach 6.4.1 są całkowicie zdeterminowane przebiegiem charakterystyk przetwarzania czujników. Nie można zatem w tych przypadkach mówić o syntezie układów linearyzacyjnych. Wówczas jednak, gdy czujniki dołączone są do układu pomiarowego (liniowego, rys. 6.12b) powstaje możliwość takiego doboru parametrów układu, który zapewni będzie efekty linearyzacyjne, a zatem powstaje możliwość syntezy układu. Ogólne związki pomiędzy sygnałem wyjściowym układu liniowego a wartościami dwu parametrów tego układu są znane i przedstawiają sobą funkcje wymierne. Nieprzejrzysta postać tych związków utrudnia jednak wyciągnięcie wniosków przydatnych dla praktyki projektowej. Dlatego też rozważony będzie, najczęściej stosowany w praktyce pomiarowej, układ różnicowy w postaci mostka odchyłowego, przy czym dwie gałęzie tego mostka stanowią dwa czujniki w układzie różnicowym, dwie pozostałe gałęzie stanowią impedancje niezmienne (rys. 6.18). Mostek jest zasilany ze źródła napięciowego a przekątna wyjściowa mostka nie jest obciążona (wzmacniacz). Wówczas

$$U_{wy} = U \frac{Y_1 - Y_2}{Z(Y_1 + Y_2)} \quad (6.56)$$



Rys. 6.18. Mostek jako przykład układu różnicowego nieidealnego

6.4.2.1. Układ mostka nieobciążonego z czujnikami różnicowymi o symetrycznych charakterystykach

Traktując napięcie U_{wy} jako wielkość wyjściową układu i uwzględniając że w rozważanym przypadku $b = 1$ otrzymuje się unormowaną charakterystykę przetwarzania w postaci

$$z = \frac{Y_{1min} Y_2 + Y_{2min} Y_1}{Y_{1min} + Y_{2min} + \Delta Y_1 (Y_1 - Y_2)} \quad (6.57)$$

Wprowadzając współczynnik

$$m = \frac{\Delta Y_1}{Y_{1\max} + Y_{2\max}} \quad (6.58)$$

który jest pojęciowo identyczny ze współczynnikiem linearyzacyjnym zdefiniowanym wzorem (6.6) i z tego powodu oznaczony jest tym samym symbolem, otrzymuje się

$$z = \frac{\frac{y_1 + y_2}{2} - \frac{m}{2} (y_2 - y_1)}{1 - m(y_2 - y_1)} \quad (6.59)$$

Resztowy błąd linearyzacji przybiera postać

$$\Delta z(x) = -x(1-x) \frac{\frac{N_1^*(x) + N_2^*(x)}{2} - \frac{m}{2} (2x-1) [N_1^*(x) - N_2^*(x)]}{1 - m x(1-x) [N_1^*(x) - N_2^*(x)]} \quad (6.60)$$

W wyrażeniu tym pierwszy człon licznika jest identyczny z wyrażeniem (6.40) i oznacza błąd resztowy idealnego układu różnicowego. Ze wzoru (6.60) wynika, że zmniejszenie błędu resztowego dzięki zastosowaniu układu różnicowego nieidealnego możliwe jest poprzez dobór wartości współczynnika m . Sumę nieliniowości unormowanych czujników występującą w tym wzorze przedstawić można zależnością przybliżoną (6.49), natomiast różnicę można wyznaczyć korzystając ze wzoru (6.45).

$$N_1^*(x) - N_2^*(x) = 2a_2 + a_3 + a_4(1 - 2x + 2x^2) + a_5(1 - 3x + 3x^2) + \dots \quad (6.61)$$

Różnica ta dla $x = 0$ oraz dla $x = 1$ sprowadza się do wyrażenia

$$N_1^*(0) - N_2^*(0) = N_1^*(1) - N_2^*(1) \approx 2a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + \dots, \quad (6.62)$$

które może zostać przyjęte jako przybliżona wartość różnicy nieliniowości unormowanych w całym zakresie $x \in (0,1)$. Uwzględniając zastosowane przybliżenia i przyrównując licznik wyrażenia (6.60) do zera, otrzymuje się przybliżoną wartość współczynnika linearyzacyjnego minimalizującą błąd resztowy Δz .

$$m_{\text{lin}} \approx \frac{a_3 + a_4 + a_5 + \dots}{2a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + \dots} \quad (6.63)$$

Gdy charakterystyki czujników symetrycznych są tego typu, że linearyzacja osiągnięta w układzie idealnym jest skuteczna (mała wartość sumy w stosun-

ku do współczynnika a_2), to układ różnicowy nieidealny zapewnić może dalszą wydatną poprawę właściwości linearyzacyjnych, gdyż zgodnie ze wzorem (6.63) wymagana jest wówczas mała, łatwo realizowalna wartość m .

Trudniejsza sytuacja powstaje wówczas, gdy linearyzacja w układzie idealnym jest mało skuteczna i wymagana jest znaczna wartość bezwzględna m_{lin} w celu minimalizacji nieliniowości. Osiągnąć ją można jedynie wówczas, gdy zakres zmienności impedancji czujników jest duży w stosunku do wartości tych impedancji, a efekty linearyzacyjne w takich przypadkach mogą być znacznie ograniczone między innymi na skutek większego wpływu założeń upraszczających poczynionych przy wprowadzaniu wzoru (6.63).

6.4.2.2. Układ mostka z identycznymi czujnikami poddanymi działaniu wielkości mierzonej o przeciwnych znakach

Rozważany jest układ mostkowy, taki sam jak w poprzednim punkcie, z tą różnicą, że czujniki umieszczone w tym mostku opisane są zależnościami przedstawionymi w punkcie 6.4.1.2. Zakładamy zatem $b \neq 1$, natomiast $Y_{1min} = Y_{2min}$ oraz wprowadzamy współczynnik zdefiniowany wzorem (6.58). Przy takich założeniach

$$z = \frac{y_1 + by_2}{1 + b} \cdot \frac{1}{1 - m [1 - y_1 - b(1 - y_2)]} \quad (6.64)$$

oraz

$$\Delta z(x) = -x(1-x) \frac{N_1^*(x) + b N_2^*(x)}{1 + b} - m \left\{ 1 - b + x [N_1^*(x) - b N_2^*(x)] \right\} / \left[1 - m(1-x) \left\{ 1 - b + x [N_1^*(x) - b N_2^*(x)] \right\} \right] \quad (6.65)$$

Pierwszy człon wzoru (6.64) i pierwszy człon licznika wzoru (6.65) odpowiadają odpowiednio do charakterystyki unormowanej i błędu resztowego układów idealnych. Ze wzoru (6.65) można wyciągnąć wniosek, podobny jak w poprzednim punkcie, o ewentualnej możliwości zmniejszenia nieliniowości rozpatrywanym układem w stosunku do nieliniowości układu idealnego poprzez dobór wartości m . Jednakże przyrównanie licznika tego wzoru do zera przy ograniczeniu opisu charakterystyki przetwarzania do wielomianu czwartego stopnia prowadzi do wyniku

$$m_{lin} = \frac{2(1+x)(a_3 - a_4)}{(1+b) \left\{ 1 - b + 2x [a_2 - a_3 + a_4(1+x+x^2)] \right\}} \quad (6.66)$$

co świadczy o braku możliwości skutecznej linearyzacji w omawianym układzie z uwagi na znaczną zmienność wymaganej wartości m_{lin} w funkcji wielkości mierzonej.

Można tu co najwyżej osiągnąć zmniejszenie nieliniowości do zera w określonym punkcie zakresu pomiarowego. Przyjmując, że z uwagi na przebieg funkcji $x(1-x)$ punktem tym powinien być $x = 0,5$, otrzymuje się

$$m_{lin} = \frac{3(a_3 - a_4)}{(1+b)(1-b+a_2 - a_3 + 1,75 a_4)} \quad (6.67)$$

Ze względu na szereg poczynionych założeń i uproszczeń wynik powyższy należy traktować jako wartość orientacyjną.

6.4.2.3. Synteza struktury różnicowej w bardziej skomplikowanych układach

Powyżej przeprowadzona analiza i synteza układów różnicowych dotyczyła układów w maksymalnym stopniu uproszczonych, co pozwoliło na wyciągnięcie wniosków o charakterze ogólnym. W układach, w których nie występują ograniczenia wynikłe z przyjętych uprzednio założeń oraz w układach bardziej rozbudowanych powstają dalsze możliwości zmniejszania nieliniowości polegające na:

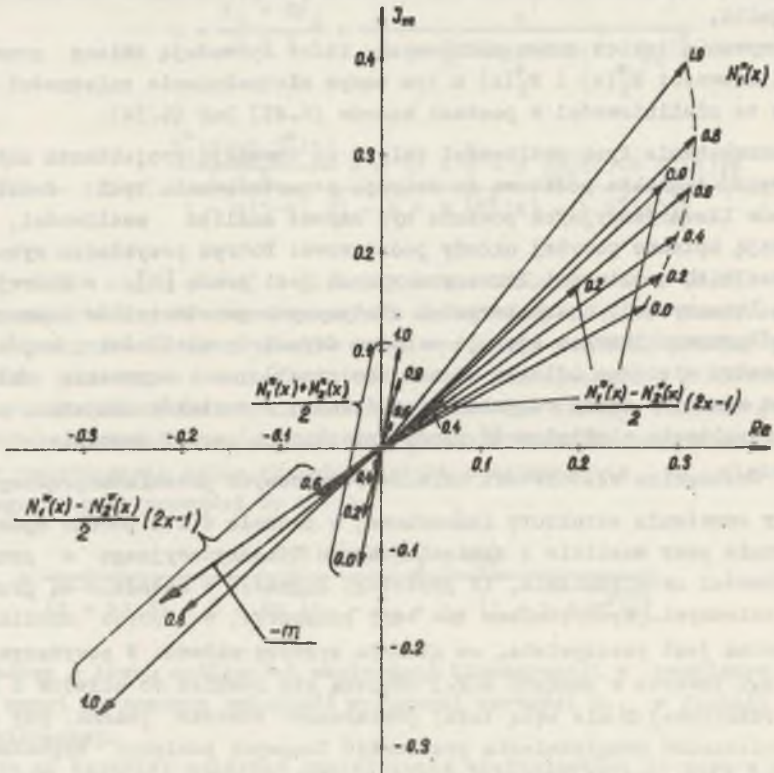
- dokonywaniu takich zmian w układzie, które wpływają na symetrię czujników (wartość b) bez zmiany nieliniowości,
- zmianie wartości współczynnika m nie tylko przez zmianę impedancji w gałęziach czujników, lecz także w innych gałęziach układu, w tym również w gałęziach zasilania i odbioru sygnału wyjściowego,
- asymetrycznym podaniu wielkości mierzonej o przeciwnych znakach na dwa czujniki,
- dokonywaniu takich zmian układowych, które spowodują zmianę przebiegów nieliniowości $N_1^*(x)$ i $N_2^*(x)$ a tym samym niespełnienie zależności wiążących te nieliniowości w postaci wzorów (6.45) lub (6.54).

Wykorzystanie tych możliwości zależy od inwencji projektanta układu pomiarowego, jednakże podstawą do decyzji o zastosowaniu tych dodatkowych sposobów linearyzacyjnych powinna być zawsze analiza możliwości, jakie stwarzają opisane powyżej układy podstawowe. Dobrym przykładem wykorzystania wszelkich możliwości linearyzacyjnych jest praca [8], w której autor w celu linearyzacji charakterystyk statycznych przetworników tensometrycznych półprzewodnikowych stosuje zarówno asymetrię wielkości wejściowych (tensometry nierówno odległe od osi obojętnej) jak i asymetrię układową, jak też właściwy dobór rezystancji widzianej z zacisków czujnika, osiągając w rezultacie nieliniowość rzędu dziesiątych części promila.

6.4.3. Szczególne właściwości układów różnicowych przemiennoprądowych

Przy omawianiu struktury łańcuchowej w punkcie 6.2.3 podano sposób postępowania przy analizie i syntezie układu linearyzacyjnego w przypadku konieczności uwzględniania, iż przebiegi sygnałów w układzie są przebiegami przemiennymi. Wyodrębniono tam trzy przypadki, w których nieliniowość unormowana jest rzeczywista, co ułatwia syntezę układu. W powyższym zakresie uwagi zawarte w punkcie 6.2.3 odnoszą się również do układów o strukturze różnicowej i nie będą tutaj powtarzane. Wówczas jednak, gdy zachodzi konieczność uwzględnienia przesunięć fazowych pomiędzy sygnałami, a zatem wówczas, gdy nieliniowości są zespolone, synteza układu linearyza-

cyjnego różnicowego przebiega nieco inaczej niż dla układu łańcuchowego. Przede wszystkim należy stwierdzić, że występujące we wzorach (6.40), (6.60) i (6.65) sumy nieliniowości unormowanych mają inne kąty fazowe niż nieliniowości czujników składających się na układ różnicowy. Zwłaszcza w układach różnicowych z czujnikami symetrycznymi, z uwagi na postać zależności (6.45) obowiązującej również dla wartości zespolonych, kąt fazowy sumy nieliniowości jest w przybliżeniu stały dla $0 < x < 0,5$, zmienia się o wartość π dla $x = 0,5$, a następnie jest znowu w przybliżeniu niezmienny. Stan taki jest zobrazowany na rys. 6.19, przy sporządzaniu którego przyjęto, że jeden z czujników jest identyczny z czujnikiem rozważanym w punkcie 6.2.3.3. Widać z niego, że pomimo iż wskaźy $N_1^*(x)$ znacznie różnią się między sobą kątami fazowymi, to wskaźy nieliniowości idealnego układu różnicowego układają się prawie wzdłuż jednej prostej. Stan taki sugeruje możliwość nadzwyczaj skutecznej linearyzacji poprzez dobór odpowiedniej (prostopadłej do kierunku wskazów nieliniowości) fazy napięcia kluczowania prostownika fazoczułego. Idea tego sposobu była przedstawiona w punkcie 6.2.3.4. Z położenia wskazów nieliniowości układu różnicowego przedstawionych na rys. 6.19 wynika, że dla konkretnego przypadku zobrazowanego tym



Rys. 6.19. Wykres wskazowy nieliniowości w układzie różnicowym

rysunkiem zmiana fazy napięcia kluczowania spowoduje znikomą stratę czułości.

Na tym samym rysunku przedstawiono także możliwość dalszej linearyzacji charakterystyk w układzie nieidealnym poprzez dobór wartości, w tym przypadku modułu i fazy, współczynnika m . Żądana w celu linearyzacji wartość tego współczynnika jest zaznaczona na rysunku. W granicach błędu obliczeń jest ona identyczna z wartością uwidocznioną na rys. 6.6.

7. LINEARYZACJA W UKŁADACH POMIAROWYCH O WYJŚCIU CZĘSTOTLIWOŚCIOWYM

Znaczenie przetworników pomiarowych o wyjściu częstotliwościowym obecnie wzrasta, dzięki wprowadzeniu cyfrowej techniki pomiarowej do miernictwa przemysłowego. Częstotliwościowy sygnał wyjściowy uzyskiwany jest następującymi metodami:

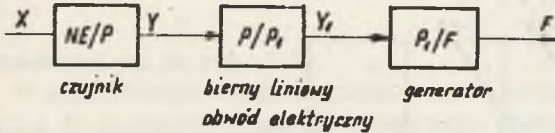
1. Metodą pośrednią, przetwarzania parametru obwodu elektrycznego na częstotliwość (generatory sterowane parametrem) [20, 30, 41, 114, 106].
2. Metodą pośrednią przetwarzania sygnału elektrycznego amplitudowego uzyskiwanego na wyjściu czujnika generacyjnego na częstotliwość (VCO, FM) [29, 30]
3. Metodą bezpośredniego przetwarzania wielkości mierzonej na częstotliwość (np. tensometria strunowa) [5, 30, 38, 114].

Oprócz możliwości stosowania w dwu pierwszych metodach układów linearyzacyjnych omówionych w rozdz. 5 i 6, powstają tu dodatkowe możliwości linearyzacyjne związane z przetwarzaniem odpowiednich wielkości na częstotliwość. Możliwości te dotyczą zwłaszcza pierwszej z podanych metod, gdyż zależność pomiędzy częstotliwością generatora a wartością parametru elektrycznego w obwodzie sprzężenia generatora jest nieliniowa, natomiast zależność pomiędzy napięciem sterującym a częstotliwością w generatorach sterowanych jest zazwyczaj liniowa i nie wpływa na przebieg charakterystyki całego toru pomiarowego. Przy zastosowaniu czujników o wyjściu bezpośrednio częstotliwościowym linearyzacja charakterystyki statycznej toru pomiarowego możliwa jest albo przez nieliniowe przetwarzanie częstotliwości (z reguły za pomocą układów cyfrowych) albo przez zastosowanie zazwyczaj bardzo efektywnego układu różnicowego. Podane metody linearyzacji układów pomiarowych o wyjściu częstotliwościowym zostaną kolejno przedstawione w niniejszym rozdziale. Zamiast ogólnego symbolu Z stosowanego dotychczas dla oznaczenia wielkości wyjściowej układu linearyzacyjnego, będą tu stosowane symbole F (częstotliwość) i f (częstotliwość unormowana), w celu podkreślenia rodzaju wielkości wyjściowej. Zgodnie z przyjętą zasadą tworzenia wielkości unormowanych zachodzi

$$f = \frac{P - P_{\min}}{\Delta P} \quad (7.1)$$

7.1. Synteza układu linearyzacji w metodzie pośredniej z generatorem sterowanym parametrem

Linearyzacja zachodzi tutaj w układzie o strukturze łańcuchowej, a schemat blokowy toru pomiarowego przedstawiony jest na rys. 7.1. Wielkość Y_1 jest parametrem obwodu elektrycznego decydującym o częstotliwości generatora.



Rys. 7.1. Schemat blokowy toru pomiarowego z przetwarzaniem parametru obwodu elektrycznego na częstotliwość

Charakterystyki statyczne bloków przedstawionych na rys. 7.1 opisane są zależnościami

$$y_1 = y - y(1-y)N_{y_1}^*(y) \quad (7.2)$$

$$y_1 = f - f(1-f)N_{y_1}^*(f) \quad (7.3)$$

Zależność (7.3) zdeterminowana jest rodzajem generatora, zatem synteza układu linearyzacyjnego opiera się na odpowiednim ukształtowaniu zależności (7.2).

Dla każdej pary wartości x_i, y_i wyznaczonych doświadczalnie, obliczyć można wartość żądanej nieliniowości $N_{y_1}^* \text{lin}(y_i)$ z warunku $f = x$ otrzymując

$$N_{y_1}^* \text{lin}(y_i) = \frac{x_i(1-x_i)}{y_i(1-y_i)} [N_{y_1}^*(f) - N^*(x)] \text{ dla } f=x \quad (7.4)$$

Wynika stąd, że w szczególnych przypadkach, gdy $N_{y_1}^*(f) = N^*(x)$ dla $f=x$ zachodzi linearyzacja bez konieczności stosowania członu Y/Y_1 o nieliniowej charakterystyce. Są to jednak przypadki rzadkie. Zazwyczaj stosowanie takiego członu jest konieczne. Zakładając, że przetwornik Y/Y_1 nie ma charakterystyki zapewniającej całkowitą linearyzację, lecz jego nieliniowość unormowana opisana jest wzorem

$$N_{y_1}^*(y) = N_{y_1}^* \text{lin}(y) + R_{y_1}(y) \quad (7.5)$$

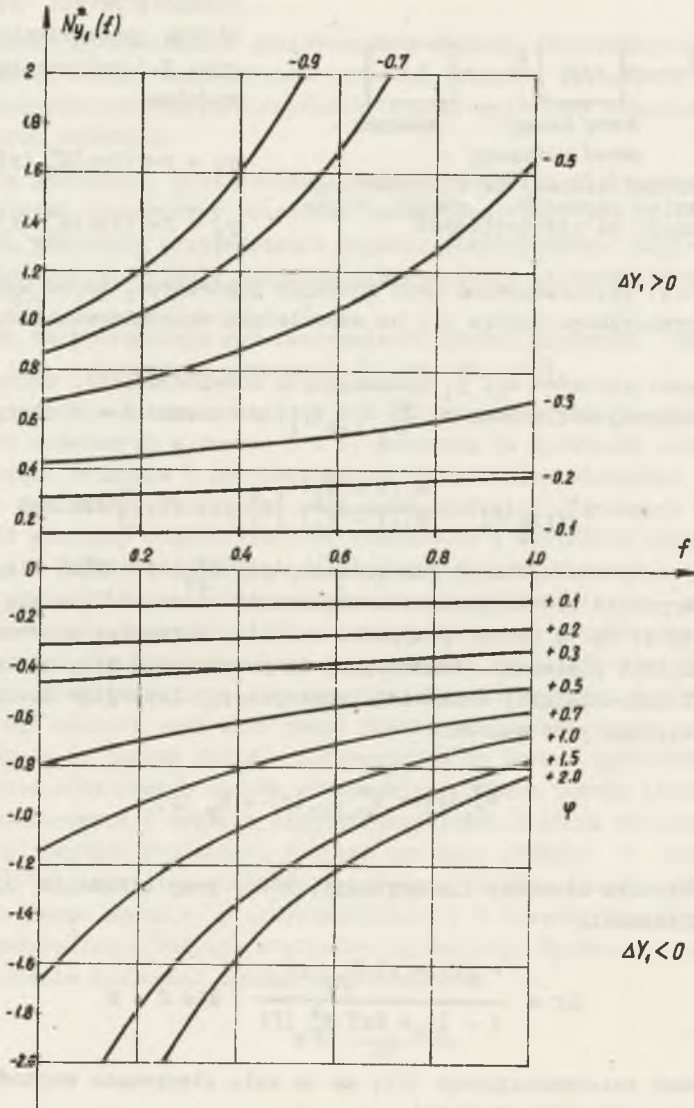
otrzymuje się błąd resztowy linearyzacji, który przy założeniu $\Delta f \ll 1$ wyraża się zależnością

$$\Delta f = \frac{-y(1-y)R_{y_1}(y)}{1 - (1-2x)N_{y_1}^*(f)} \text{ dla } f=x \quad (7.6)$$

Synteza członu przetwarzającego Y/Y_1 ma na celu utrzymanie wartości błędu resztowego w założonych granicach.

Dla przeważającej większości generatorów typu LC i RC zależność pomiędzy wartością parametru a częstotliwością generowanego sygnału można opisać jako:

$$F = F_{\min} + \Delta F f = \frac{A}{\sqrt{B Y_1}} = \frac{A}{\sqrt{B} \sqrt{Y_{1\min} + Y_1 Y_1}} \quad (7.7)$$



Rys. 7.2. Nieliniowości unormowane osiągalne w układach generatorów sterowanych parametrem zgodnie ze wzorem (7.7)

Wprowadzając parametr określający względny zakres zmian częstotliwości

$$\varphi = \frac{\Delta F}{F_{\min}} \quad (7.8)$$

szukana nieliniowość unormowana $N_{y_1}^*(f)$ przybiera postać

$$N_{y_1}^*(f) = -\varphi \frac{3 + 2\varphi + \varphi f(2 + \varphi)}{(2 + \varphi)(1 + \varphi f)^2} \quad (7.9)$$

przedstawioną na rys. 7.2.

W generatorach relaksacyjnych częstotliwość jest odwrotnie proporcjonalna do parametru obwodu elektrycznego sterującego częstotliwością sygnału generowanego.

$$F = \frac{A}{B Y_1} = \frac{A}{B(Y_{1\min} + \Delta Y_1 Y_1)} \quad (7.10)$$

stąd

$$N_{y_1}^*(f) = \frac{-\varphi}{1 + \varphi f} \quad (7.11)$$

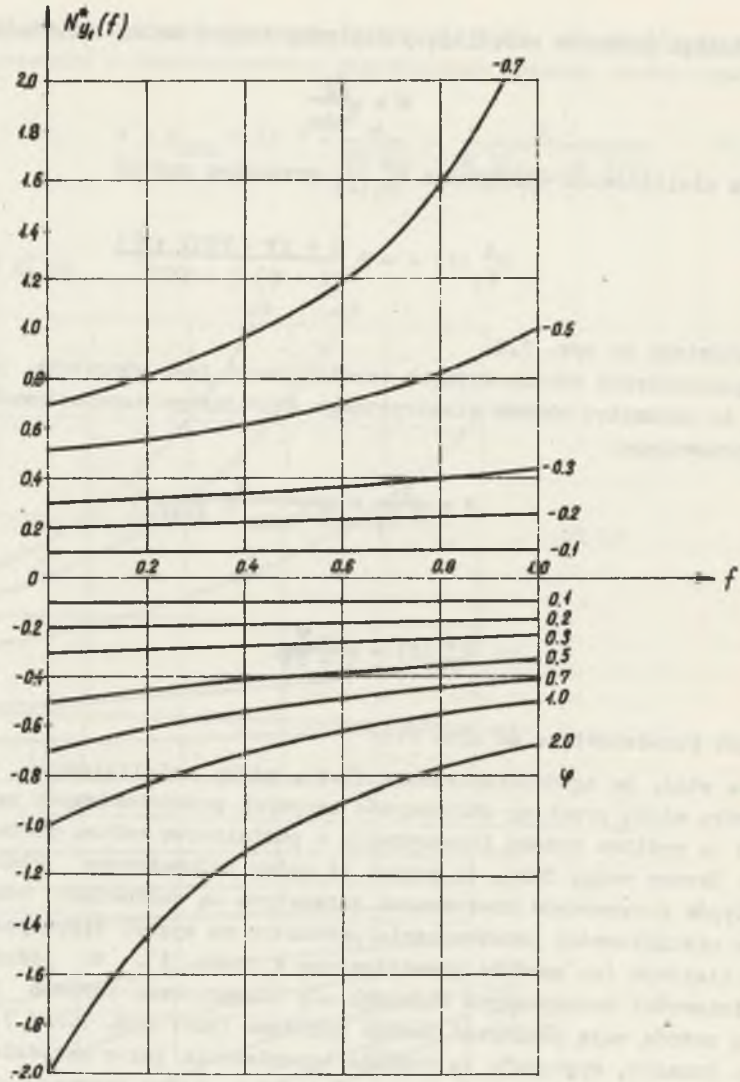
co jest przedstawione na rys. 7.3.

Wynika stąd, że zgodnie ze wzorem (7.4), gdyby nieliniowość unormowana czujnika miała przebieg zbliżony do krzywych przedstawionych na rys. 7.2 i 7.3 to możliwa byłaby linearyzacja z pominięciem członu pośredniczącego Y/Y_1 . Zwraca uwagę fakt, że pomimo iż opisy matematyczne charakterystyk obu typów generatorów sterowanych parametrem są całkowicie odmienne od opisu nieliniowości przetwarzania parametru na sygnał elektryczny w obwodzie liniowym (co zostało przedstawione w rozdz. 6), to jednak wykresy nieliniowości unormowanych dających się linearyzować zarówno jedną jak i drugą metodą mają przebiegi bardzo zbliżone (por. rys. 7.2 i 7.3 z rys. 6.3). Ponadto, występują tu podobne ograniczenia jak w metodzie przedstawionej w rozdz. 6. Wynikają one z powiązań pomiędzy zakresem zmian parametru a zakresem zmian częstotliwości wyrażającymi się następującymi zależnościami wynikającymi ze wzorów (7.7) i (7.10).

$$\frac{\Delta Y_1}{Y_{1\max}} = -\varphi(2 + \varphi) \quad \text{dla generatorów RC i LC} \quad (7.12)$$

oraz

$$\frac{\Delta Y_1}{Y_{1\max}} = -\varphi \quad \text{dla generatorów relaksacyjnych} \quad (7.13)$$



Rys. 7.3. Nieliniowości unormowane osiągalne w układach generatorów sterowanych parametrem zgodnie ze wzorem (7.10)

Gdyby założyć, że $Y_1 = Y$ to musiałyby zachodzić zgodność przebiegu nielinowości unormowanej czujnika z przebiegiem jednej, ściśle określonej przez wartość wynikającą ze wzoru (7.12) lub (7.13), krzywej przedstawionej na rys. 7.2 lub 7.3. Byłby to wyjątkowo rzadki przypadek. Gdy zgodność taka nie zachodzi, to najprostszą metodą syntezy układu linearyzacyjnego jest zrealizowanie zależności

$$Y_1 = Y + Y_d, \quad (7.14)$$

co nie powoduje zmiany nielinowości unormowanej a pozwala dobrać w pewnych granicach wartość $\frac{\Delta Y_1}{Y_1 \max}$ odpowiadającą żądanej wartości φ z uwagi na przebieg nielinowości czujnika.

Gdy tak prosta metoda syntezy układu (polegająca na szeregowym dołączeniu R lub L albo równoległym dołączeniu C) nie daje zadawalających rezultatów linearyzacyjnych, to zagadnienie syntezy znacznie się komplikuje, gdyż trzeba poszukiwać innych konfiguracji układowych, w których zmieniać się będzie nie tylko zakres zmienności parametru, lecz także charakterystyka opisywana nielinowością unormowaną. Nie istnieje ogólna postać związku łączącego wielkości Y i Y_1 niezależnie od konfiguracji obwodu elektrycznego, stąd też zagadnienie syntezy układu musi być przeprowadzone dla założonej z góry konfiguracji obwodu i polega na doborze wartości elementów występujących w danej konfiguracji. Przed przystąpieniem do tak pojętej syntezy należy jednak sprawdzić, czy spełnione są warunki umożliwiające linearyzację w jakiegokolwiek konfiguracji obwodu.

Warunki te dotyczą:

1. Znaku nielinowości, gdyż musi zachodzić

$$\operatorname{sgn} N_{y_1}^*(x) = \operatorname{sgn} \Delta Y_1 \quad (7.15)$$

a z uwagi na $\operatorname{sgn} \Delta Y_1 = \operatorname{sgn} \Delta Y$ również

$$\operatorname{sgn} N_{y_1}^*(x) = \operatorname{sgn} \Delta Y \quad (7.16)$$

2. Wartości nielinowości, gdyż z uwagi na związek

$$\operatorname{sgn} N_{y_1}(x) = \operatorname{sgn} N(x) \quad (7.17)$$

zachodzący dla każdej konfiguracji układowej pod warunkiem, że wielkość Y i Y_1 są tego samego rodzaju oraz uwzględniając postać wzoru (7.4) musi zachodzić

$$|N_{y_1}^*(x, \varphi)| \geq |N^*(x)| \quad (7.18)$$

dla $\varphi = x$ i φ wyznaczonego ze wzorów (7.12) lub (7.13) dla $Y_1 = Y$. Gdy warunki te nie są spełnione, to linearyzacja nie jest możliwa. Gdy są one spełnione, to syntezę można przeprowadzić przez założenie konfiguracji obwodu, w którym występuje n elementów wpływających na charakterystykę członu, o wartościach p_k $k \in (1, n)$. Otrzymuje się wówczas układ równań

$$\frac{\Delta Y_1}{Y_1 \max} = P_1(\{p_k\}), \quad (7.19)$$

$$\frac{\Delta Y_1}{Y_1 \max} = P_2(\varphi), \quad (7.20)$$

$$N_{y_1}^*(y_j, \{p_k\}) = N_{y_1 \text{ lin}}^*(y_j, \varphi) \text{ dla } j \in (1, m), \quad (7.21)$$

gdzie funkcja P_1 wynika z konfiguracji układu, funkcja P_2 jest dana wzorem (7.12) lub (7.13), natomiast y_j są węzłami aproksymacji; wybieranymi po części arbitralnie przez projektanta. Liczbę m węzłów aproksymacji, a tym samym liczbę $m + 2$ równań tworzących układ, wybrać należy na podstawie kształtu przebiegu nieliniowości unormowanych, co najłatwiej jest prześledzić na wykresie tych nieliniowości. (Najczęściej m jest równe jeden lub dwa). Natomiast rozmieszczenie tych węzłów należy dobierać z uwzględnieniem przebiegu funkcji wagi występującej w opisie matematycznym błędu resztowego (7.6). Rozwiązanie układu równań pozwala na jednoznaczny dobór wartości φ , $\frac{\Delta Y_1}{Y_1 \max}$ oraz m parametrów p_k . W przypadku $n > m$, $(n-m)$ parametrów p_k może być dobranych dowolnie, jednakże ich dobór wpływa na postać równań (7.19 - 7.21).

Z przedstawionej procedury syntezy wynika, że w większości przypadków sprowadzi się ona do zagadnienia postępowania iteracyjnego, w którym część obliczeniowa jest stosunkowo prosta, natomiast kroki decyzyjne (np. wybór konfiguracji układu) dość trudne do sformalizowania. Dlatego też nie wydaje się celowe przeprowadzanie obliczeń na maszynie cyfrowej.

7.2. Linearyzacja w układzie o strukturze różnicowej z czujnikami o wyjściu bezpośrednio częstotliwościowym

Struktura różnicowa z dwoma czujnikami o wyjściu częstotliwościowym sprowadza się do utworzenia różnicy ich częstotliwości wyjściowych z reguły przy pomocy mieszacza i filtra dolnoprzepustowego. Gdy $F_{1\min} = F_{2\min} = F_{\min}$, to różnica częstotliwości wyrazi się jako

$$F = F_1 - F_2 = F_{\min}(\varphi_1 f_1 - \varphi_2 f_2) \quad (7.22)$$

a unormowana różnica częstotliwości (czyli unormowana wielkość wyjściowa)

$$f = \frac{\varphi_1 f_1 - \varphi_2 f_2}{\varphi_1 - \varphi_2} \quad (7.23)$$

Przyjmując identyczne jak w punkcie 6.4 oznaczenie

$$b = - \frac{\Delta F_2}{\Delta F_1} = - \frac{\varphi_2}{\varphi_1} \quad (7.24)$$

otrzymuje się

$$f = \frac{f_1 + b f_2}{1 + b} \quad (7.25)$$

oraz błąd resztowy linearyzacji

$$\Delta f(x) = -x(1-x) \frac{N_{y_1}(x) + b N_{y_2}(x)}{1 + b} \quad (7.26)$$

Zależności (7.25) i (7.26) wykazują formalne podobieństwo ze wzorami (6.39) i (6.40) stąd i wnioski dotyczące linearyzacyjnych właściwości struktury różnicowej pokrywają się z wnioskami pkt. 6.4.1. Podobieństwo to stwarzałoby podstawę do rozróżnienia układów różnicowych o charakterystykach symetrycznych i o różnym znaku oddziaływania wielkości mierzonej. Rozróżnienie takie w przypadku czujników o wyjściu częstotliwościowym nie jest jednak celowe, gdyż w praktyce tego typu czujniki o charakterystykach symetrycznych nie występują. Posługując się wzorem (7.26) można wyznaczyć żądany przebieg nieliniowości unormowanej $N_{f_2}^*(x)$. Realizacja praktyczna czujnika o narzuconej nieliniowości jest jednak zazwyczaj bardzo trudna. Można też minimalizować błąd resztowy poprzez dobór stosunku zakresów b , należy jednak zwracać uwagę na fakt, że zmiana b wiąże się z reguły ze zmianą położenia zakresu pracy co najmniej jednego z czujników na nieliniowej charakterystyce przetwarzania $F(X)$, a tym samym wiąże się ze zmianą nieliniowości unormowanej $N_{f_1}(x)$. Wynikają stąd (podobnie jak w przypadku opisanym w p. 6.4.1) ograniczone możliwości kształtowania błędu resztowego w "idealnej" strukturze różnicowej z czujnikami częstotliwościowymi. Jednakże samo zastosowanie struktury różnicowej zapewnia w wielu przypadkach skuteczną linearyzację.

Przykładowo zostanie rozważony układ różnicowego tensometru strunowego. Zależność pomiędzy mierzoną tym tensometrem siłą X a częstotliwością struny F wyraża się jako

$$F = \sqrt{B X} \quad (7.27)$$

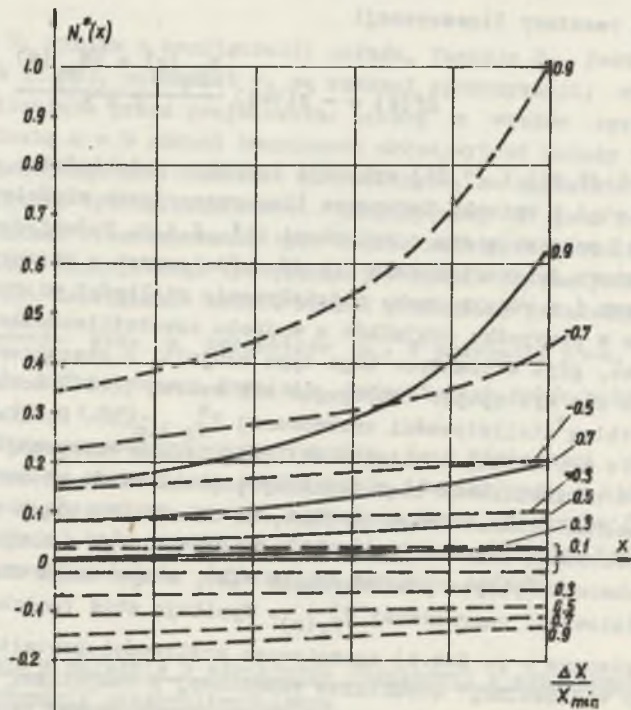
stąd we współrzędnych unormowanych

$$x = f - f(1-f) \frac{\varphi}{2+\varphi} \quad (7.28)$$

oraz

$$\frac{\Delta x}{\Delta_{\min}} = \varphi(2 + \varphi) \quad (7.29)$$

Zakładając, że w czujniku tensometrycznym różnicowym siły przyłożone do dwu strun będą jednakowe lecz przeciwnie skierowane $\Delta X_1 = -\Delta X_2$ oraz identyczne będą naprężenia wstępne $X_{1\min} = X_{2\min}$ otrzymuje się zgodnie ze wzorem (7.29) różne wartości względnych zmian częstotliwości φ_1 i φ_2 .



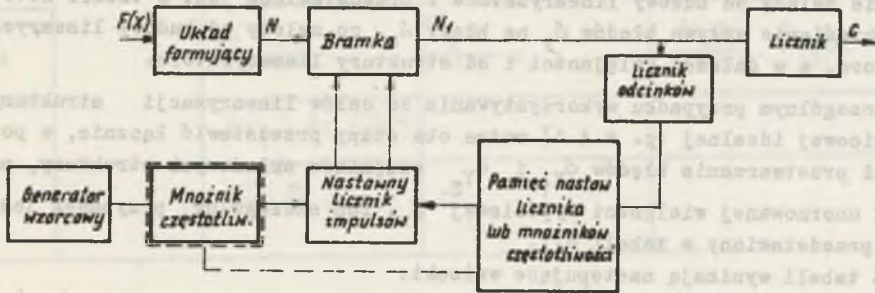
Rys. 7.4. Nieliniowości unormowane tensometru strunowego z czujnikiem pojedynczym (linie przerywane) oraz błąd resztowy układu różnicowego (linie ciągłe)

Podstawiając te wartości oraz obliczone na ich podstawie przebiegi $f(x)$ do wzoru (7.23) otrzymuje się przebiegi nieliniowości układu różnicowego przedstawionego na rys. 7.4. Na rysunku tym liniami przerywanymi wykreślono nieliniowości charakterystyk obu strun pracujących oddzielnie, natomiast linią ciągłą nieliniowości czujnika różnicowego o opisaną wyżej zasadzie działania.

Wynika stąd bardzo duża skuteczność linearyzacji przy małych wartościach $\frac{\Delta X}{x_{\min}}$ (dla wartości tego parametru równej 0,1 nieliniowość układu różnicowego jest na tym wykresie w ogóle niezauważalna). Skuteczność ta zmniejsza się wraz ze zwiększeniem stosunku $\frac{\Delta X}{x_{\min}}$. Niesymetryczność krzywych przedstawionych na tym rysunku wskazuje na celowość budowy asymetrycznego przetwornika strunowego różnicowego, w którym poszczególne struny byłyby poddane działaniu nierównych sił o stosunku zależnym od zakresu pomiarowego $\frac{\Delta X}{x_{\min}}$. Tym samym okazuje się, że zalecenia wyboru niezmiennego stosunku tych sił równego 1 : 3 [32, 94] nie są ścisłe.

7.3. Linearyzacja w układzie przetwarzania częstotliwości

Linearyzacja ta przeprowadzona jest z reguły w części impulsowej przetworników F/C. Częstotliwość mierzona jest głównie metodą inkrementalną poprzez zliczanie ilości impulsów w określonym czasie. Czas ten z kolei ustalany jest przez licznik zliczający określoną ilość impulsów częstotliwości wzorcowej. Stąd też wynika, że najprostszą metodą linearyzacji będzie zmienianie czasu bramkowania wg określonego programu (rys. 7.5).



Rys. 7.5. Schemat blokowy układu linearyzacji w części impulsowej przetwornika F/C

Synteza układu opiera się na aproksymacji linowo-odcinkowej żądanej charakterystyki linearyzatora, podobnie jak w metodzie opisanej w punkcie 6.2.4. Podział na odcinki dokonywany jest w liczniku odcinków. Zmiana czasu otwarcia bramki dokonywana być może metodą multiplikatywną, przez zmianę częstotliwości wzorcowej (linia przerywana na rys. 7.5) lub metodą adytywną, przez zmianę nastaw licznika. Obie metody wyjaśnione są w punkcie 5.2.4. Linearyzacja następować może zarówno w strukturze zamkniętej, przedstawionej na rys. 7.5, jak i w strukturze równoległej [66, 78]. Błąd resztowy zależy od dokładności aproksymacji i przy dużej ilości odcinków może być bardzo mały (rzędu błędów dyskretyzacji).

8. BŁĘDY SYSTEMATYCZNE W UKŁADACH LINEARYZACYJNYCH

8.1. Przetwarzanie błędów przez układ linearyzacyjny

Oprócz resztowych błędów linearyzacji, których minimalizacja jest podstawowym kryterium syntezy układów linearyzacyjnych, występują w tych układach inne błędy systematyczne spowodowane zarówno czynnikami zewnętrznymi jak i wewnątrzukładowymi, w tym również wymianą czujnika. W niniejszym rozdziale przedstawiona zostanie analiza błędów systematycznych przeprowadzona z punktu widzenia ich wpływu na charakterystykę unormowaną przetwarzania. Analiza polega na określeniu wpływu błędów addytywnych i multiplikatywnych występujących na wejściu układu linearyzacyjnego (błędu wielkości Y) na błąd unormowanej wielkości "z" i przeprowadzona będzie w dwu etapach.

1. Określenie wpływu błędów wielkości Y (δ_Y) na błędy wielkości y (δ_y), co nie zależy od budowy linearyzatora i przedstawione jest w tabeli 8.1.
2. Określenie wpływu błędów δ_y na błędy δ_z , co zależy od budowy linearyzatora, a w dalszej kolejności i od struktury linearyzatora.

W szczególnym przypadku wykorzystywania do celów linearyzacji struktury różnicowej idealnej (p. 6.4.1) można oba etapy przedstawić łącznie, w postaci przetwarzania błędów δ_{Y_1} i δ_{Y_2} czujników składowych struktury, na błąd unormowanej wielkości wyjściowej δ_z . Ten szczególny przypadek jest też przedstawiony w tabeli 8.1.

Z tabeli wynikają następujące wnioski:

1. Błąd multiplikatywny wielkości wymiarowej przetwarzany jest na sumę błędu multiplikatywnego i addytywnego wielkości unormowanej zawsze wówczas, gdy $Y_{\min} \neq 0$ (poz. 2, 4, 6 tabeli).
2. Układ różnicowy eliminuje błędy addytywne o takiej samej wartości występujące w obu torach (poz. 7 tabeli). Ta właściwość jest bardzo często podnoszona jako podstawowa zaleta układów różnicowych. Eliminacja ta nie dotyczy błędów multiplikatywnych.
3. Błędy powstające tylko w jednym torze układu różnicowego są około dwukrotnie zmniejszone ($b \approx 1$).
4. Błędy multiplikatywne w układzie różnicowym (poz. 4, 6 tabeli) nie są proporcjonalne do wielkości z , do której się odnoszą, lecz do wielkości y_1 i y_2 , które są nieliniowo powiązane z wielkością wyjściową z . Tym samym, błędy te nie są ściśle multiplikatywne lecz funkcyjnie zależne od wielkości z .

Tabela 8.1

Przetwarzanie błędów wielkości wymiarowych na błędy wielkości unormowanych

Lp.	Rodzaj układu linearyzacyjnego	Błąd wielkości wymiarowych Y ₁ oraz Y ₂	Błąd wielkości unormowanej	
			y - dla układów linearyzacyjnych z jednym czujnikiem z - dla układów różnicowych	
			multiplikatywny	addytywny
1	Układ linearyzacyjny z jednym czujnikiem	$\delta_Y(\text{add})$	-	$\frac{\delta_Y}{\Delta Y}$
2		$\delta_Y^{\circ}(\text{mult})$	y δ_Y°	$\frac{Y_{\min}}{\Delta Y} \delta_Y^{\circ}$
3	Układ różnicowy idealny z dwoma czujnikami	$\delta_{Y_1}(\text{add})$	-	$\frac{\delta_{Y_1}}{(1+b) \Delta Y_1}$
4		$\delta_{Y_1}^{\circ}(\text{mult})$	$\frac{\delta_{Y_1}^{\circ}}{1+b} y_1$	$\frac{\delta_{Y_1}^{\circ}}{1+b} \cdot \frac{Y_{1\min}}{\Delta Y_1}$
5		$\delta_{Y_2}(\text{add})$	-	$\frac{\delta_{Y_2} b}{(1+b) \Delta Y_2}$
6		$\delta_{Y_2}^{\circ}(\text{mult})$	$\frac{\delta_{Y_2}^{\circ} b}{1+b} y_2$	$\frac{\delta_{Y_2}^{\circ} b}{1+b} \cdot \frac{Y_{2\min}}{\Delta Y_2}$
7		$\delta_{Y_1} = \delta_{Y_2}(\text{add})$	-	-
8		$\delta_{Y_1}^{\circ} = \delta_{Y_2}^{\circ}(\text{mult})$	$\delta_{Y_1}^{\circ} z$	-

Drugi etap analizy błędów wymaga określenia wrażliwości układu linearyzacji na zmiany unormowanej wielkości wejściowej. Ścisłe obliczenie wrażliwości układu linearyzatora polega na obliczeniu pochodnej $\frac{\delta z}{\delta y}$. Wychodząc z zależności $z = y - y(1-y) N_z^*(y)$ otrzymuje się

$$\frac{\partial z}{\partial y} = 1 - (1-2y) N_z^*(y) - \frac{dN_z^*(y)}{dy} y(1-y) \quad (8.1)$$

Zakładając, że

$$N_z^*(y) = \sum_{k=2}^n a_{kL} y^{k-2}, \quad (8.2)$$

w którym indeks L oznacza, że współczynniki wielomianu odnoszą się do linearyzatora a nie do czujnika, można zależność (8.1) przedstawić w postaci

$$\frac{\partial z}{\partial y} = 1 - \sum_{k=2}^n (k-1-ky) a_{kL} y^{k-2} \quad (8.3)$$

Wówczas gdy funkcja $N(x)$ jest wyznaczona doświadczalnie w określonych punktach, obliczanie wrażliwości za pomocą wzoru (8.1) jest niedogodne z uwagi na konieczność numerycznego różniczkowania. Dlatego celowe jest poszukiwanie prostszych metod obliczania wrażliwości. Jedną z nich polega na założeniu, że w wyrażeniu (8.1) pochodna $\frac{dN_z^*(y)}{dy}$ jest wartością stałą. Weryfikacja słuszności tej metody, a także ustalenie sposobu doboru wartości stałej reprezentującej pochodną nastąpić może poprzez porównanie wyników analitycznego obliczenia wrażliwości z wynikami wg metody uproszczonej. Porównania tego dokonano dla linearyzatorów czujników o następujących nieliniowościach unormowanych.

1. $N^*(x) = 0,8$
2. $N^*(x) = -0,8$
3. $N^*(x) = 0,4$
4. $N^*(x) = 0,8 (1-2x)$
5. $N^*(x) = 0,4 (1-2x)$
6. $N^*(x) = -0,8 (1-2x)$
7. Dla uzyskanej doświadczalnie charakterystyki termistora NTC-210 dla zakresu temperatur od 15° do 100°C .

Dla wszystkich powyższych przypadków przyjmowano jako stałą wartość pochodnej $\frac{dN_z^*(y)}{dy}$, kolejno wyrażenia:

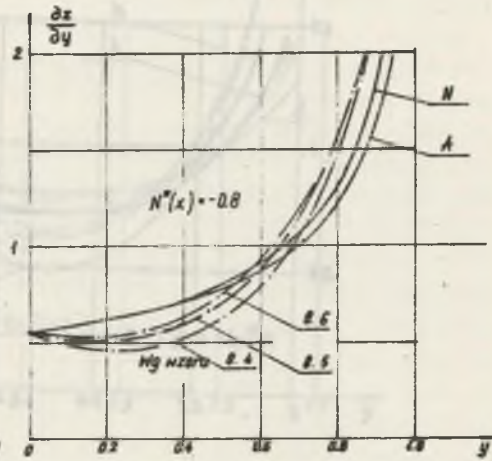
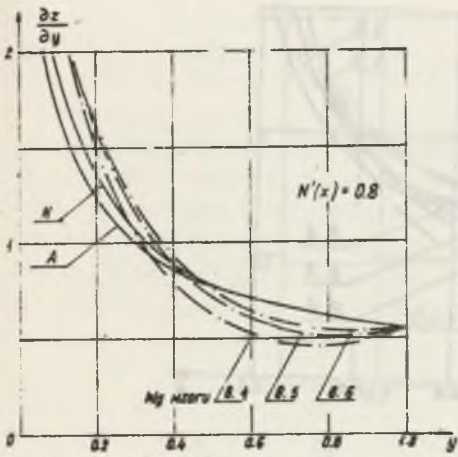
$$\frac{dN_z^*(y)}{dy} \approx \frac{N_z^*(0,9) - N_z^*(0,1)}{0,8} \quad (8.4)$$

$$\frac{dN_z^*(y)}{dy} \approx \frac{N_z^*(0,8) - N_z^*(0,2)}{0,6} \quad (8.5)$$

$$\frac{dN_z^*(y)}{dy} \approx \frac{N_z^*(0,7) - N_z^*(0,3)}{0,4} \quad (8.6)$$

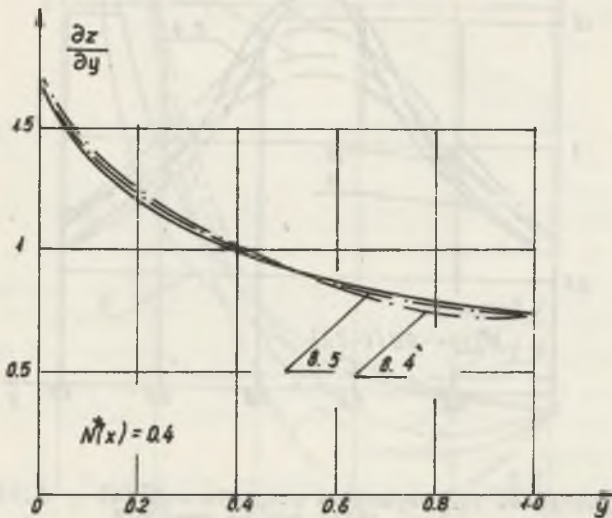
Wyniki obliczeń przedstawiono wykreślić na rys. 8.1 do 8.7.

Z wykresów widać, że najlepsze wyniki uzyskuje się stosując przybliżenie wg wzoru (8.6) niezależnie od przebiegu funkcji $N^*(x)$ oraz że przybliżenie jest dobre dla $N^*(x) < 0,5$ a dla skrajnie dużych nieliniowości (rys. 8.1, 8.2, 8.7) występujące różnice rzędu 30% można też uznać za dopuszczalne, uwzględ-

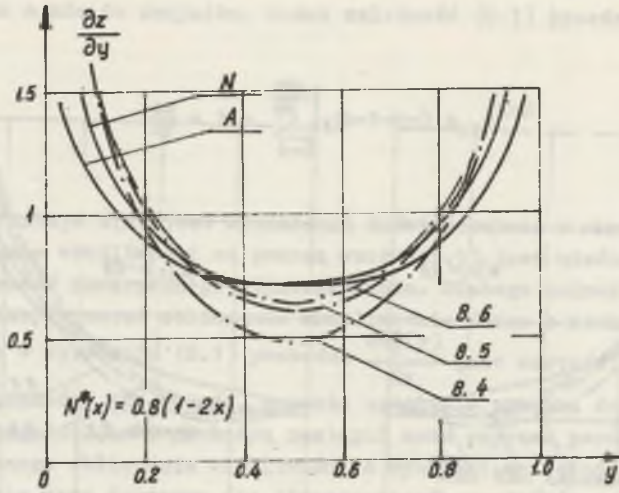


Rys. 8.1. Wrażliwość linearyzatora czujnika o $N'(x)=0,8$ na błędy addytywne obliczona analitycznie(A), numerycznie (N) oraz wg wzorów (8.4), (8.5), (8.6)

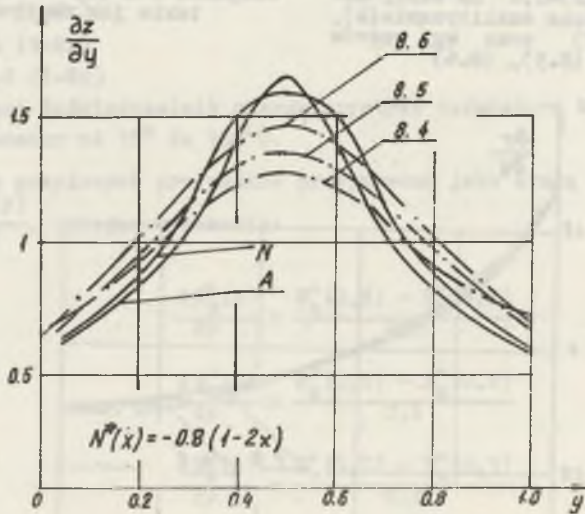
Rys. 8.2. Wrażliwość linearyzatora czujnika o $N''(x) = -0,8$. Oznaczenia takie jak na rys. 8.1



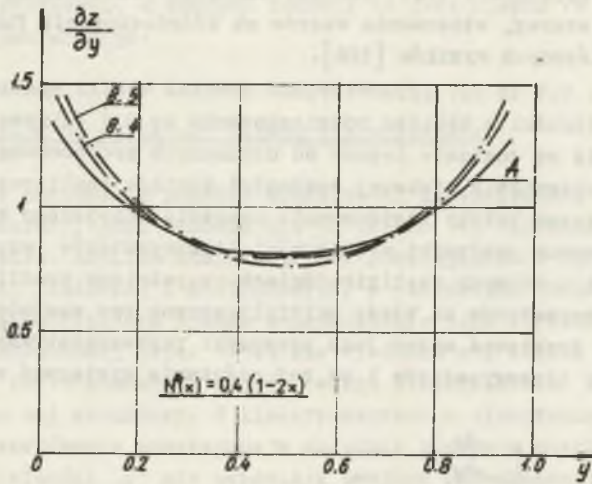
Rys. 8.3. Wrażliwość linearyzatora czujnika o $N''(x) = 0,4$. Oznaczenia takie jak na rys. 8.1



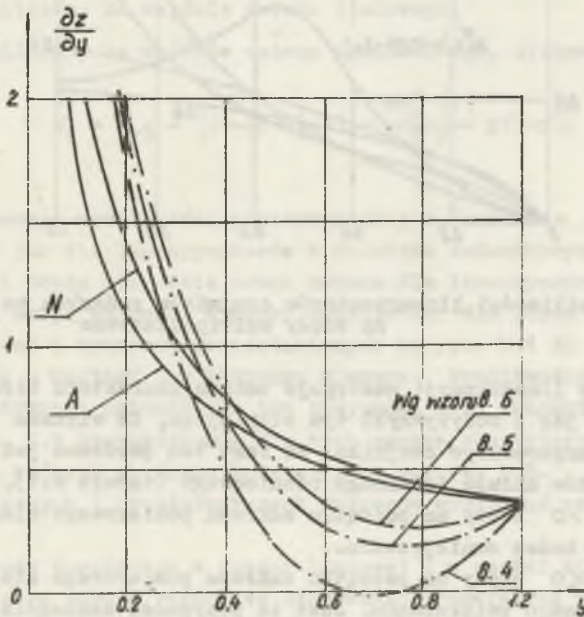
Rys. 8.4. Wrażliwość linearyzatora czujnika o $N(x) = 0,8(1-2x)$. Oznaczenia takie jak na rys. 8.1



Rys. 8.5. Wrażliwość linearyzatora czujnika o $N(x) = -0,8(1-2x)$. Oznaczenia takie jak na rys. 8.1



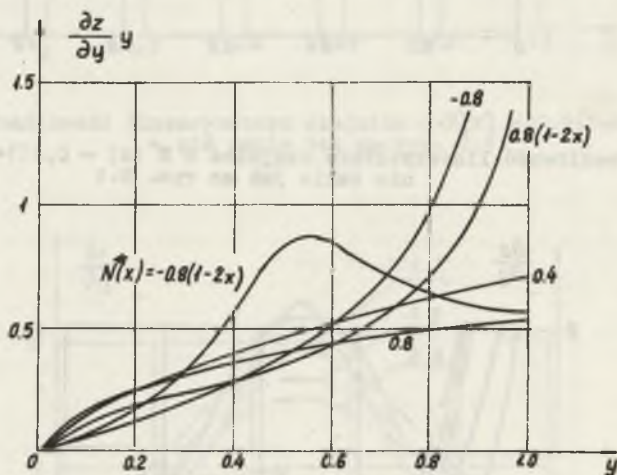
Rys. 8.6. Wrażliwość linearyzatora czujnika o $N^*(x) = 0,4(1-2x)$. Oznaczenia takie jak na rys. 8.1



Rys. 8.7. Wrażliwość linearyzatora czujnika termistorowego. Oznaczenia takie jak na rys. 8.1

niając, że wymienione 30% stanowi "błąd błędu". Próby przybliżonego przedstawienia zależności (8.1) innymi, bardziej pracochłonnymi metodami (rozwijania w szereg, stosowania wzorów na różniczkowanie funkcji odwrotnych) nie dają lepszych wyników [126].

Na rys. 8.1 do 8.7 przedstawiono również wyniki numeryczne obliczonych wrażliwości z krokiem różniczkowania co 0,1 (krzywe oznaczone N). Wyniki te nie są znacznie lepsze od uzyskanych proponowaną metodą uproszczoną. Dla osiągnięcia większej zgodności wyników analitycznych i numerycznych konieczne byłoby zastosowanie znacznie mniejszego kroku różniczkowania. Rozważone przypadki wrażliwości linearyzatorów współpracujących z czujnikami o różnych nielinowościach uzupełnione wrażliwościami tych samych linearyzatorów na błędy multiplikatywne (co zostało przedstawione na rys. 8.8) traktować można jako przypadki reprezentatywne dla bardzo szerokiej klasy linearyzatorów i na tej podstawie wyciągnąć wnioski ogólne:



Rys. 8.8. Wrażliwości linearyzatorów czujników podanych na rys. 8.1 do 8.6 na błędy multiplikatywne

1. W układzie linearyzacji następuje zmiana charakteru błędów tak multiplikatywnych jak i addytywnych tym silniejsza, im większa jest nielinowość linearyzowanego czujnika. Na fakt ten zwrócono już uwagę przy analizie błędów układu idealnego różnicowego (tabela 8.1),
2. Gdy $N^*(x) > 0$ błędy na początku zakresu pomiarowego ulegają zwiększeniu, a na końcu zmniejszeniu.
3. Gdy $N^*(x) < 0$ błędy na początku zakresu pomiarowego ulegają zmniejszeniu a na końcu zwiększeniu. Jest to przypadek szczególnie niekorzystny z uwagi na występowanie dużych błędów zarówno addytywnych jak i multiplikatywnych w pobliżu końca zakresu pomiarowego, a zatem w obszarze powszechnie zalecanej pracy przyrządów pomiarowych.

4. Z tych samych względów, gdy $N^*(x)$ zmienia znak, to szczególnie niekorzystne są te przypadki, w których funkcja ta jest ujemna w pobliżu końca zakresu pomiarowego.

8.2. Zależność błędów od struktury układu linearyzatora

Przedstawione w poprzednim punkcie wrażliwości linearyzatora są niezależne od jego struktury, gdyż odnoszą się do błędów δ_y sprowadzonych na wejście linearyzatora. Analiza udziału błędów powstających w różnych członach linearyzatora, liniowych i nieliniowych, w całkowitym błędzie wielkości wyjściowej linearyzatora wymaga uwzględniania jego struktury.

W strukturze łańcuchowej (rys. 5.1a) nie wyróżnia się członu liniowego, a zatem zależność (8.1) odnosząca się do całego linearyzatora odnosi się również w pełni do tej struktury. W linearyzatorach o strukturze równoległej (rys. 5.1b) zakłócenia powstające w układzie liniowym przeliczone na wartości błędów wielkości y nie zmieniają swojego charakteru (wrażliwość układu dla tych błędów wynosi 1). Błędy natomiast powstające w części nieliniowej przenoszone są z wrażliwością odpowiadającą dwom ostatnim członom wyrażenia (8.1).

O z n a c z a j ą c

δ_{yL} - błąd przeliczony na wejście członu liniowego,

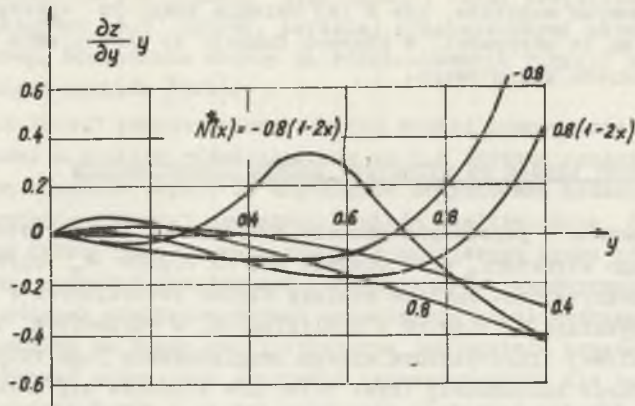
δ_{yN} - błąd przeliczony na wejście członu nieliniowego, otrzymuje się

$$\delta_z = \delta_{yL} - \left[(1-2y)N_z^*(y) + \frac{dN_z^*(y)}{dy} y(1-y) \right] \delta_{yN} \quad (8.7)$$

Sposób obliczenia wrażliwości przedstawionej w nawiasie kwadratowym jest identyczny jak dla linearyzatorów w układzie łańcuchowym i w stosunku do tej części błędu wszystkie uwagi podane dla linearyzatora jako całości zachowują swoją ważność. Wykresy wrażliwości dla błędu addytywnego δ_{yN} otrzymać można z wykresów przedstawionych na rys. 8.1 do 8.7 przez przesunięcie ich o wartość 1 w kierunku ujemnym. Wrażliwości dla błędów typu multiplikatywnego zmieniają w tym przypadku swój charakter, jak to pokazano na rys. 8.9 sporządzonego dla tych samych charakterystycznych nieliniowości, dla których wykonane były wykresy na rys. 8.8.

Z rozważań powyższych i przedstawionych wykresów wyciągnąć można następujące wnioski.

Wówczas, gdy błędy powstające w części liniowej i w części nieliniowej linearyzatora są tego samego rzędu, to stosowanie równoległej struktury linearyzatora mija się z celem. Wówczas, gdy błędy części liniowej można



Rys. 8.9. Wrażliwości na błędy multiplikatywne w układach różnicowych

sprowadzić do znacznie mniejszych wartości niż błędy części nieliniowej, to celowe jest stosowanie rozważanej struktury, zwłaszcza wówczas, gdy większość tych błędów ma charakter multiplikatywny

Linearyzator o strukturze zamkniętej (rys. 5.1c) składa się też z części liniowej (wzmacniacza) i nieliniowej (układu sprzężenia, w których to częściach występują odpowiednio błędy δ_k i δ_{y1} w różny sposób wpływają na charakterystykę unormowaną linearyzatora. Posługując się zależnościami podanymi w punkcie 5.1.3 sprowadzić można oba te błędy na wejście linearyzatora i przedstawić w postaci błędu δ_y jako

$$\delta_y = \delta_{y1} \frac{k}{k - \frac{\partial z}{\partial y}} + \delta_k \frac{N(x)}{k(k-1)}. \quad (8.8)$$

Przy wyprowadzaniu powyższej zależności założono mały błąd resztowy, a zatem $z \approx x$.

Błąd δ_z jest równy

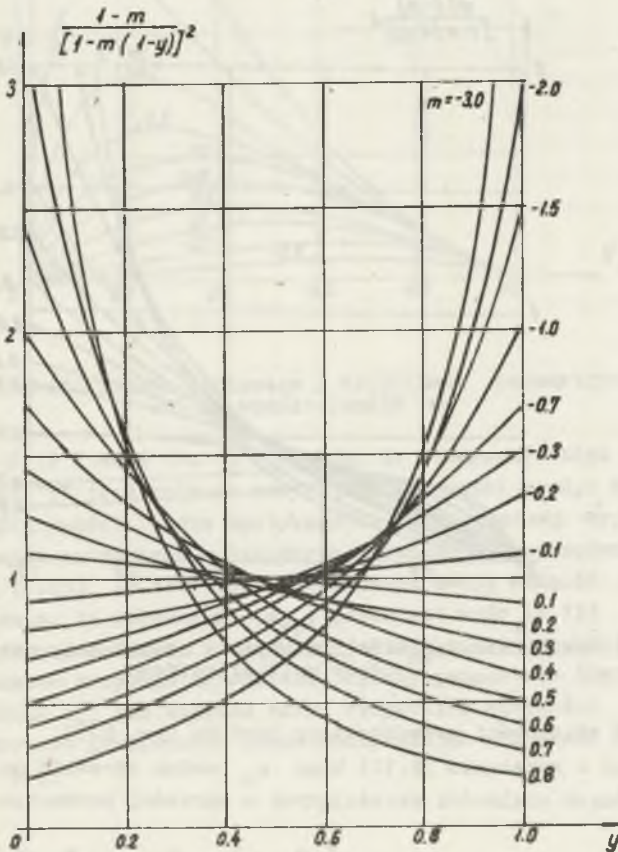
$$\delta_z = \frac{\partial z}{\partial y} \delta_y \quad (8.9)$$

Drugi człon wzoru (8.8) jest tym mniejszy im mniejsza jest nieliniowość a większe wzmocnienie i zwykle jest pomijalnie mały wobec członu pierwszego. Przy dużym wzmocnieniu błąd całego układu jest równy błędowi sprzężenia zwrotnego, co jest zgodne z ogólnymi właściwościami układów ze sprzężeniem zwrotnym.

8.3. Błędy systematyczne w liniowych układach pomiarowych współpracujących z czujnikami parametrycznymi

Analiza błędów systematycznych uwidaczniająca wpływ błędów poszczególnych elementów wchodzących w skład członów tworzących strukturę linearyzacyjną na błąd wielkości wyjściowej możliwa jest jedynie po utworzeniu modeli matematycznych tych członów. Przykładowo zostanie przedstawiona taka analiza dla układów linearyzacyjnych w postaci liniowych układów pomiarowych współpracujących z czujnikami parametrycznymi, dla których model matematyczny jest wyjątkowo prosty (p. 6.1). Wrażliwość układu pomiarowego na błędy wielkości y obliczyć można przez różniczkowanie wyrażenia (6.4) otrzymując dla błędów addytywnych

$$\delta_z = \frac{\partial z}{\partial y} \delta_y = \frac{1-m}{[1-m(1-y)]^2} \delta_y \quad (8.10)$$



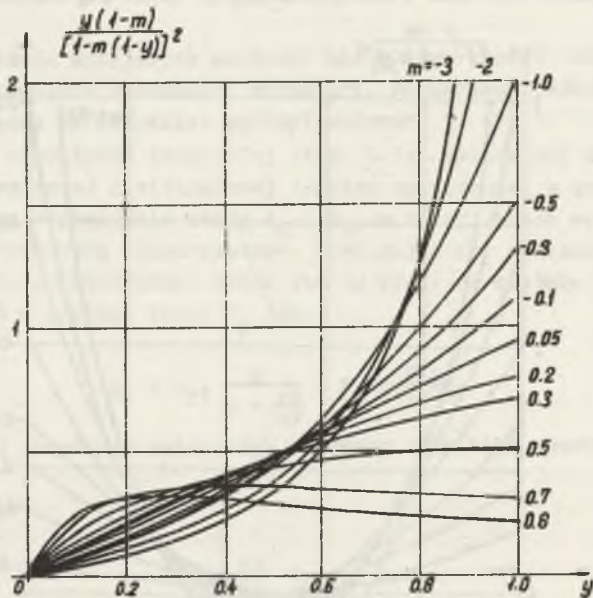
Rys. 8.10. Wrażliwości układów liniowych z czujnikami parametrycznymi na błędy addytywne

natomiast dla błędów multiplikatywnych

$$\delta_z = \frac{\partial z}{\partial y} y \delta_y^0 = \frac{y(1-m)}{[1-m(1-y)]^2} \delta_y^0 \quad (8.11)$$

Wykresy tych wrażliwości zmieniających się wraz ze zmianą parametru linearyzującego m przedstawione są na rys. 8.10 i 8.11. Potwierdzają one przedstawione uprzednio wnioski o szczególnie niekorzystnym zwiększaniu się błędów przy linearyzacji czujników o dużej ujemnej nieliniowości (duża ujemna wartość m) wskazując jednocześnie, że dla małych nieliniowości ($m < 0,2$) zmiana charakteru błędów jest nieistotna. Wrażliwość układu pomiarowego na zmianę parametru linearyzującego m wyrazić można jako

$$\delta_z = \frac{\partial z}{\partial m} \delta_m = \frac{y(1-y)}{[1-m(1-y)]^2} \delta_m \quad (8.12)$$

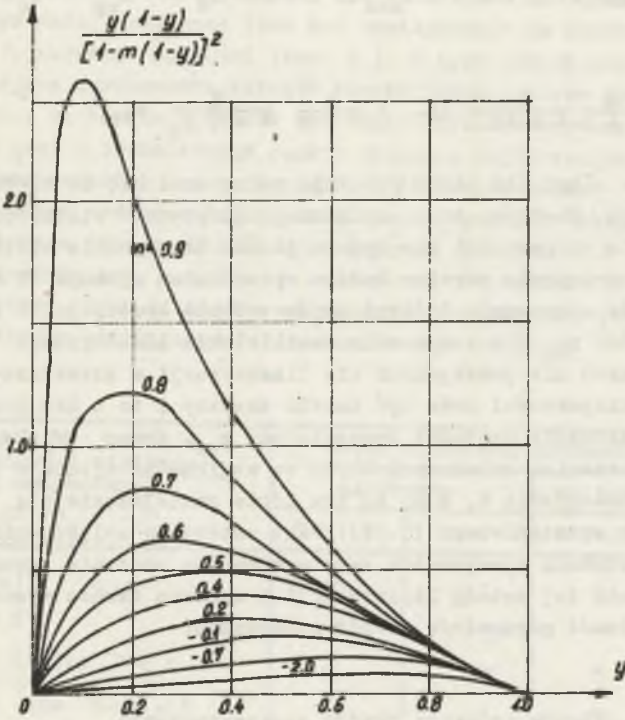


Rys. 8.11. Wrażliwości układów liniowych z czujnikami parametrycznymi na błędy multiplikatywne

Wykres tej zależności przedstawiony jest na rys. 8.12.

Występujący w wyrażeniu (8.12) błąd δ_m można określić na podstawie błędów względnych wielkości decydujących o wartości parametru m .

$$\delta_m = m \left(\delta_Y^0 - \frac{1}{1+s} \delta_{Y_{\max}}^0 - \frac{s}{1+s} \delta_{Y_d}^0 \right) \quad (8.13)$$



Rys. 8.12. Wrażliwość układu liniowego z czujnikami parametrycznymi na zmianę współczynnika m

Wykres na rys. 8.12 i wzór (8.13) wskazują, że zazwyczaj błąd wywołany zmianą wielkości " m " jest znikomo mały, gdyż przypadki $m > 0,7$ dotyczą bardzo dużych nieliniowości rzadko spotykanych. Nieco inaczej wygląda zagadnienie błędów systematycznych w liniowych układach ze sprzężeniem zwrotnym. Wyrażenia (8.10), (8.11), (8.12) zachowują swoją ważność pod warunkiem uwzględnienia, że wówczas $m = m_{sp}$, natomiast wzór (8.13) przestaje być słuszny, gdyż współczynnik linearyzacyjny m_{sp} zależy w układach liniowych ze sprzężeniem zwrotnym od większej liczby parametrów obwodu. Zmienność współczynnika m_{sp} pod wpływem zmian wszystkich wielkości wpływających na jego wartość przedstawić można różniczkując zależność 6.16. W wyniku otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \delta_{m_{sp}} = & m_{sp} (\delta_{\Delta Y}^0 - \frac{1}{1+s} \delta_{Y_{max}} - \frac{s}{1+s} \delta_{Y_d} + \frac{1-m_{sp}}{m_{sp}} \frac{\Delta Z}{S_0 K} \delta_K^0 + \\ & + \frac{s}{1+s} \frac{K}{1+\lambda \beta_{\infty}} \delta_{\beta_{\infty}} + \frac{s}{1+s} \frac{K}{1+K \beta_0} \delta_{\beta_0}) \end{aligned} \quad (8.14)$$

Trzy pierwsze składniki błędu wykazują pełną analogię do błędu w układzie bez sprzężenia. Następne trzy zwiększają niepewność wielkości wyjściowej z. Zwiększenie niepewności nie będzie jednak drastycznie wielkie, dopóki zastosowane sprzężenie zwrotne będzie sprzężeniem ujemnym ($K > 0$). W przypadku jednakże stosowania dodatniego sprzężenia zwrotnego, w celu zwiększenia wartości m_{sp} lub też w celu umożliwienia linearyzacji charakterystyk statycznych nie poddających się linearyzacji w strukturze łańcuchowej, wzrost niepewności może być bardzo znaczny i to z dwu przyczyn. Pierwszą jest zwiększenie wartości bezwzględnej m_{sp} , drugą zwiększenie się udziału dwu ostatnich składników błędu ze względu na ujemną w tym przypadku wartość wzmocnienia K , a co za tym idzie zmniejszenie się mianowników dwu ostatnich wyrażeń wzoru (8.14). Fakt znacznego zwiększenia błędów w układach z dodatnim sprzężeniem zwrotnym bardzo znacznie ogranicza możliwość stosowania tej metody linearyzacji i narzuca bardzo wysokie wymagania na stabilność parametrów obwodu sprzężenia.

8.4. Synteza układów korekcji błędów systematycznych

Gdy błędy systematyczne zostaną wykryte i w wyniku powtórnego wzorcowania określone zostaną ich wartości, to możliwe jest przeprowadzenie korekcji błędów albo metodą obliczeniową (przez eksperymentatora lub maszynę cyfrową) albo metodą dokonywania odpowiednich zmian w układzie pomiarowym. Układowe metody korekcji mogą być stosowane, gdy rozkład błędów systematycznych w funkcji wielkości mierzonej jest krzywą gładką. Nie dają się np. układowo korygować błędy systematyczne analogowych przyrządów pomiarowych spowodowane niestarannym wykreśleniem podziałki przyrządu. W przyrządach pomiarowych o przetwarzaniu liniowym układowa korekcja błędów systematycznych umożliwia zazwyczaj przesunięcie punktu początkowego charakterystyki przetwarzania (korekcję zera) oraz zmianę nachylenia tej charakterystyki (korekcja czułości), co powoduje całkowitą eliminację błędów addytywnych i multiplikatywnych niezależnie od miejsca ich powstania i niezależnie od umiejscowienia układów korekcyjnych w torze pomiarowym. W przyrządach o przetwarzaniu nieliniowym przeprowadzona w identyczny sposób korekcja nie gwarantuje całkowitej eliminacji wymienionych błędów z uwagi na wymienioną w punkcie 8.1 przemianę błędów addytywnych i multiplikatyw-

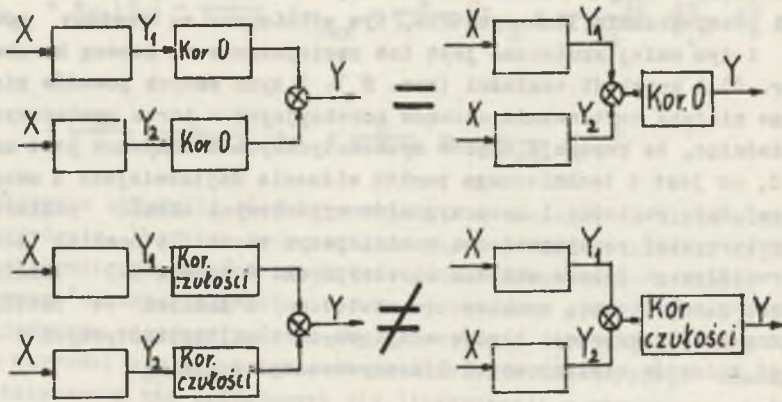
nych na błędy o innych rozkładach. Im większe są nieliniowości charakterystyki przetwarzania linearyzatora, tym silniejsze są zmiany rozkładu błędów i tym mniej skuteczne jest ich zmniejszanie za pomocą korekcji zera (kor. 0) i korekcji czułości (kor. S). Z tych samych powodów nie jest obojętne miejsce usytuowania członów korekcyjnych w torze pomiarowym [129].

Zakładając, że korekcja błędów systematycznych dokonywana jest na wielkości Z, co jest z technicznego punktu widzenia najłatwiejsze z uwagi na zazwyczaj duże wartości i moce sygnałów wyjściowych układu pomiarowego, można wykorzystać przeprowadzoną w niniejszym rozdziale analizę błędów w celu prawidłowego doboru układów korekcyjnych. W tabeli 8.2 znakami - oznaczono nieskuteczne, znakami + skuteczne, a znakami ++ szczególnie skuteczne metody korekcji błędów addytywnych i multiplikatywnych w zależności od rodzajów nieliniowości linearyzowanego czujnika.

Tabela 8.2

Właściwości nieliniowości unormowanej $N^*(x)$	Błędy wielkości unormowanej y			
	addytywne		multiplikatywne	
	kor. 0	kor. S	kor. 0	kor. S
$ N^*(x) < 0,1$	++	-	-	++
$ N^*(x) < 0,2$	++	+	-	++
$N^*(x) < -0,2$ dla $0 < x < 1$	+	++	-	++
$N^*(x_1) = 0$ dla $0 < x_1 < 1$	++	-	+	+

W przypadkach zbyt małej skuteczności korekcji błędów systematycznych przeprowadzonej na wyjściu układu pomiarowego należy układy korekcyjne umieścić w innych miejscach toru pomiarowego, najlepiej możliwie blisko źródeł powstania błędów. Celowość takiego postępowania zilustrować można na przykładzie układu różnicowego idealnego, dla którego zgodnie z danymi tabeli 8.1 następuje zmiana rozkładu jedynie błędów multiplikatywnych. Dlatego też umieszczenie układu korekcji zera przed lub za sumatorem w strukturze różnicowej jest wzajemnie równoważne, natomiast dla układu korekcji czułości nie jest to równoważne (rys. 8.13). Biorąc pod uwagę, że w układach pomiarowych, zwłaszcza nieliniowych, występują błędy nie tylko addytywne i multiplikatywne, celowe jest poszukiwanie takich metod korekcji, które nie będąc ani korekcją zera, ani korekcją czułości zapewniają zmniejszenie błędów poprzez dokonywanie korekcji w jak najmniejszej ilości punktów, skrajnie w jednym punkcie zakresu pomiarowego. Ogólne rozwiązanie tego zagadnienia nie jest znane, przypadek szczególny podany jest w pracy [127].



Rys. 8.13. Przykład równoważności i nierównoważności umieszczenia układów korekcji zera i korekcji czułości w różnicowym torze pomiarowym

[Faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side of the page.]

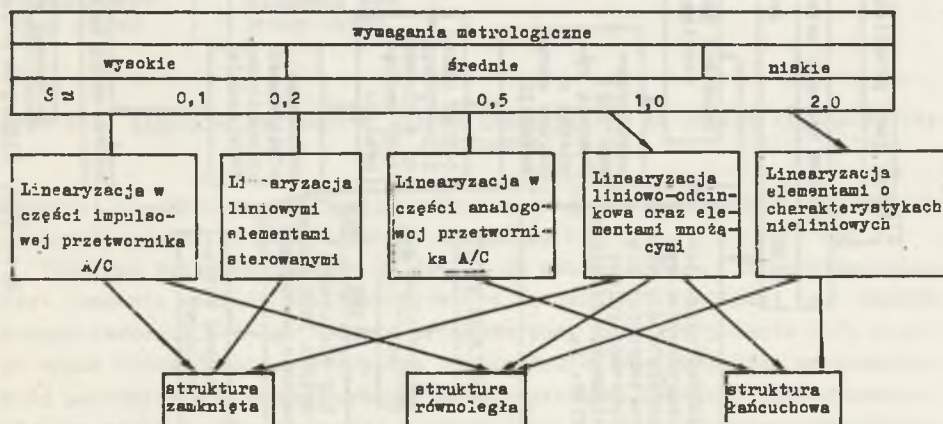
9. WYBÓR KONCEPCJI UKŁADU LINEARYZACYJNEGO

Na podstawie rozważań zawartych w rozdziałach 5-8, przedstawić można metodykę postępowania prowadzącą do doboru właściwej koncepcji układu linearyzacyjnego, co stanowi zasadniczy cel niniejszej pracy. Pod pojęciem koncepcji układu rozumie się zarówno jego strukturę, jak i umiejscowienie w torze pomiarowym (np. w części analogowej, w przetworniku A/C, w przetworniku A/F itp.). Metodyka postępowania uwzględnia:

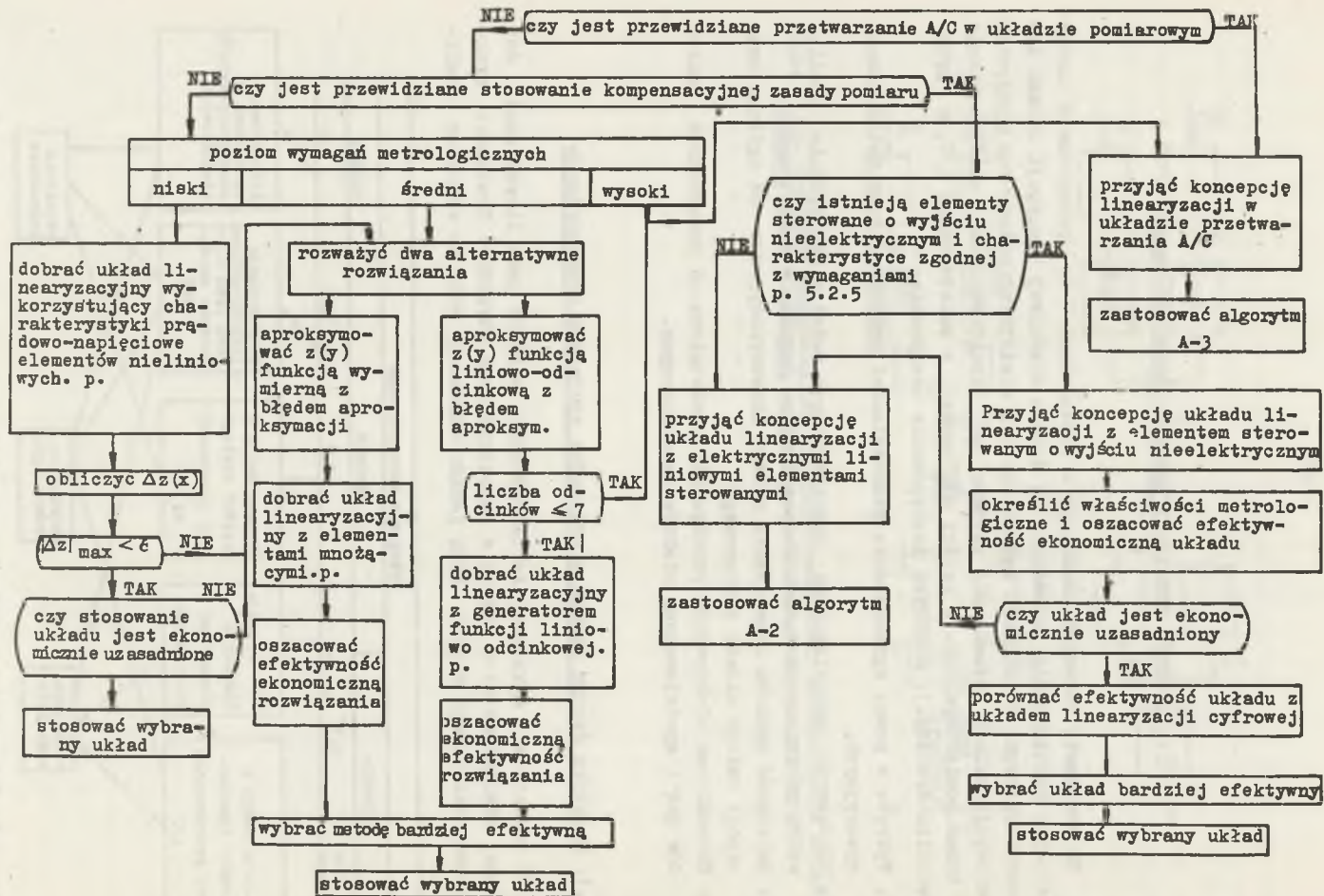
1. Wykryte w pracy ograniczenia stosowalności poszczególnych metod linearyzacyjnych,
2. Właściwości metrologiczne poszczególnych metod a szczególnie wrażliwości na zmiany wewnątrzukładowe i wpływ czynników zewnętrznych,
3. Zależność sposobu rozwiązania układu linearyzacyjnego od ogólnej koncepcji całego układu pomiarowego.
4. Ekonomiczną efektywność rozwiązania uzależnioną od ponoszonych nakładów jak i spodziewanych efektów ekonomicznych.

9.1. Metodyka doboru układu w przypadku czujników generacyjnych

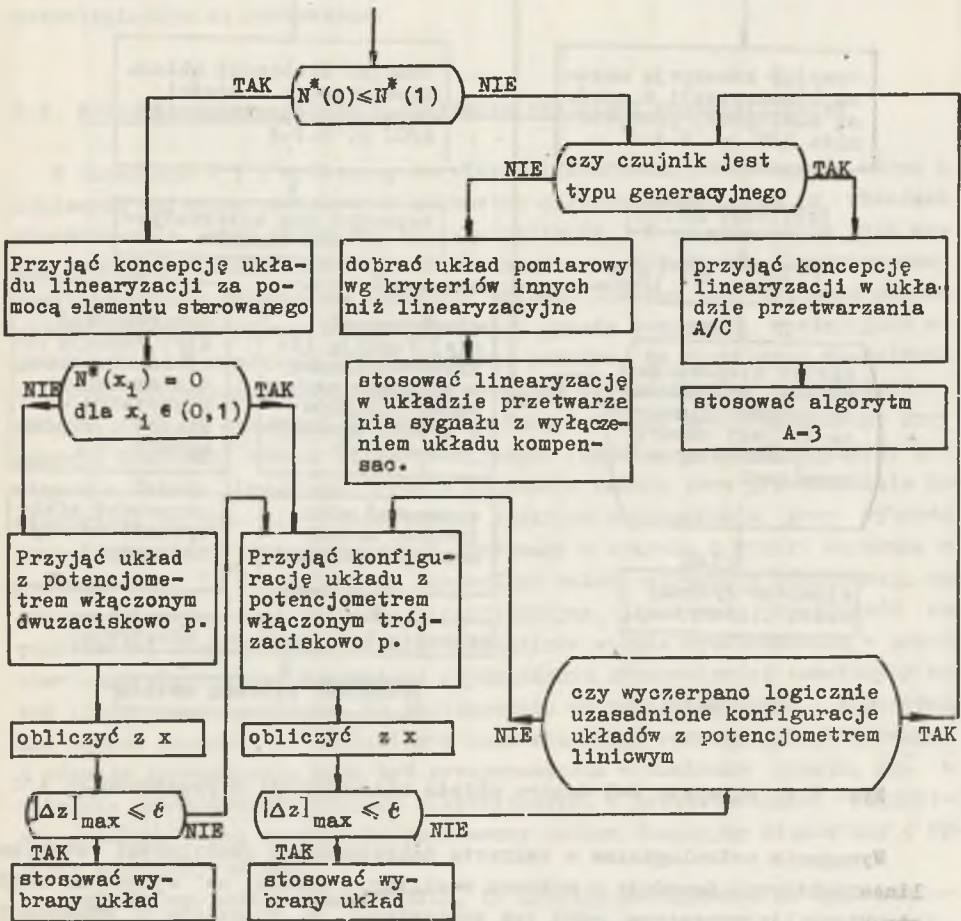
W rozdziale 5 wykazano, że teoretycznie możliwa jest linearyzacja dowolnej nieliniowości w każdej z rozpatrywanych struktur. Trudności praktycznej realizacji układu będą jednak wzrastały wraz ze wzrostem nieli-



Rys. 9.1. Schemat doboru struktury układu linearyzacyjnego w zależności od wymagań metrologicznych i zastosowanych metod linearyzacji



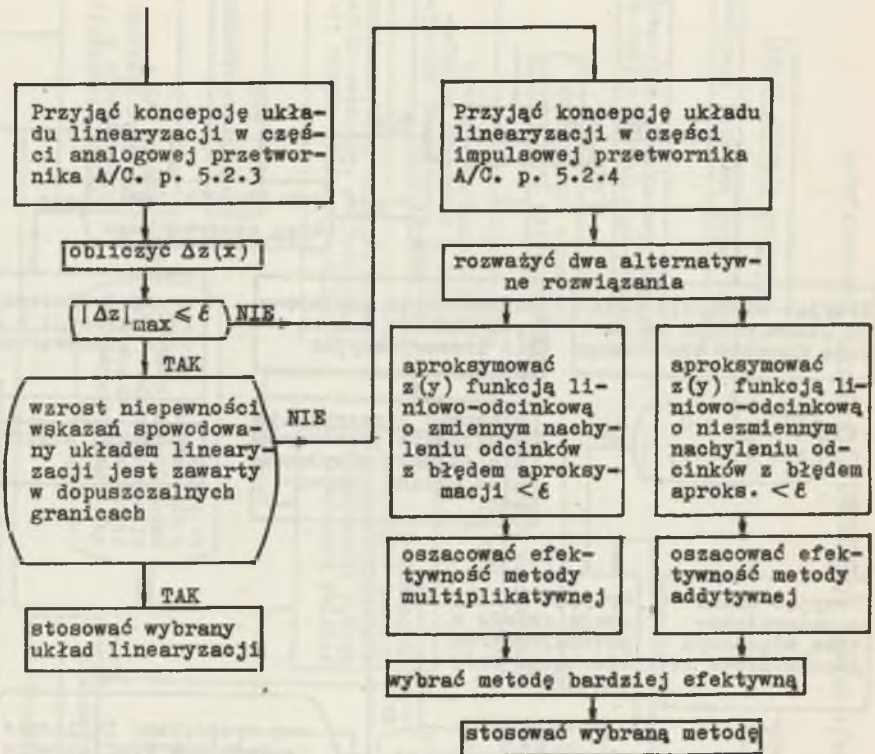
Rys. 9.2. Algorytm A-1 doboru koncepcji układu linearyzacji czujników generacyjnych



Rys. 9.3. Algorytm A-2 doboru układu linearyzacji za pomocą elementów sterowanych

niowości linearyzowanych przetworników z uwagi na zwiększenie się błędów systematycznych, co przedstawić w punkcie 8.1.

Pierwszą zatem czynnością na drodze do doboru układu linearyzacyjnego jest zbadanie wrażliwości linearyzatora na zmiany wielkości y . Sposób przeprowadzenia takiego badania przedstawiony został w punkcie 8.1, a jego wynik wskazać może w przypadku bardzo dużych nieliniowości na konieczność postawienia wysokich wymagań metrologicznych układowi linearyzatora. Gdy wymagania te okazałyby się z punktu widzenia technicznego lub ekonomicznego zbyt wysokie, konieczne jest zmniejszenie zakresu wielkości mierzonej, w obrębie którego ma zachodzić linearyzacja charakterystyki statycznej.



Rys. 9.4. Algorytm A-3 doboru układu linearyzacji w przetworniku A/C

Wymagania metrologiczne w zakresie dokładności i stabilności stawiane linearyzatorowi decydują o wyborze realizacji układu, co wpływa na wybór struktury linearyzatora, gdyż jak stwierdzono w rozdziale 5 stosowanie niektórych struktur przy określonym sposobie realizacji członów nieliniowych jest niecelowe bądź wręcz niemożliwe. Zachodzące tu związki przedstawiono schematycznie na rys. 9.1. Na jego podstawie nie można jednoznacznie zdecydować o właściwej strukturze linearyzatora, lecz można odrzucić niektóre warianty jako zdecydowanie niewłaściwe.

Bardziej precyzyjnego wyboru koncepcji układu linearyzacyjnego dokonać można na podstawie algorytmu A-1 przedstawionego na rys. 9.2. Algorytm ten wynika z treści rozdziału 5 oraz odwołuje się do bardziej szczegółowych algorytmów A-2 i A-3 przedstawiających sposób postępowania w przypadku linearyzacji cyfrowej oraz linearyzacji elementami sterowanymi. Postępowanie zgodne z podanymi algorytmami doprowadza w sposób metodyczny do prawidłowego doboru koncepcji układu linearyzacyjnego. W algorytmach tych zwraca uwagę konieczność wykonania w niektórych przypadkach analiz wariant-

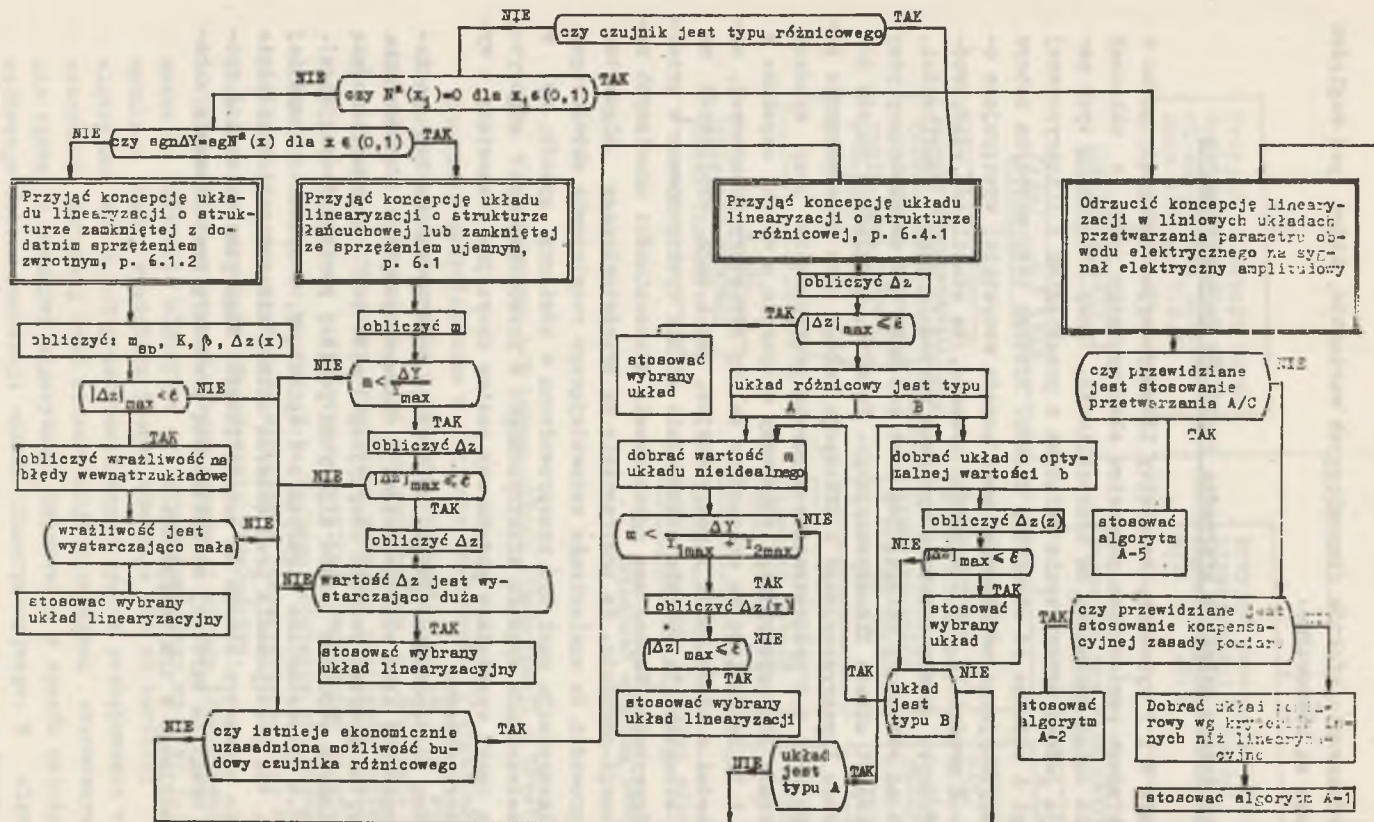
towych i porównywania efektów ekonomicznych wariantów, które pod względem metrologicznym są równoważne.

9.2. Metodyka doboru układu w przypadku czuJNIKÓW parametrycznych

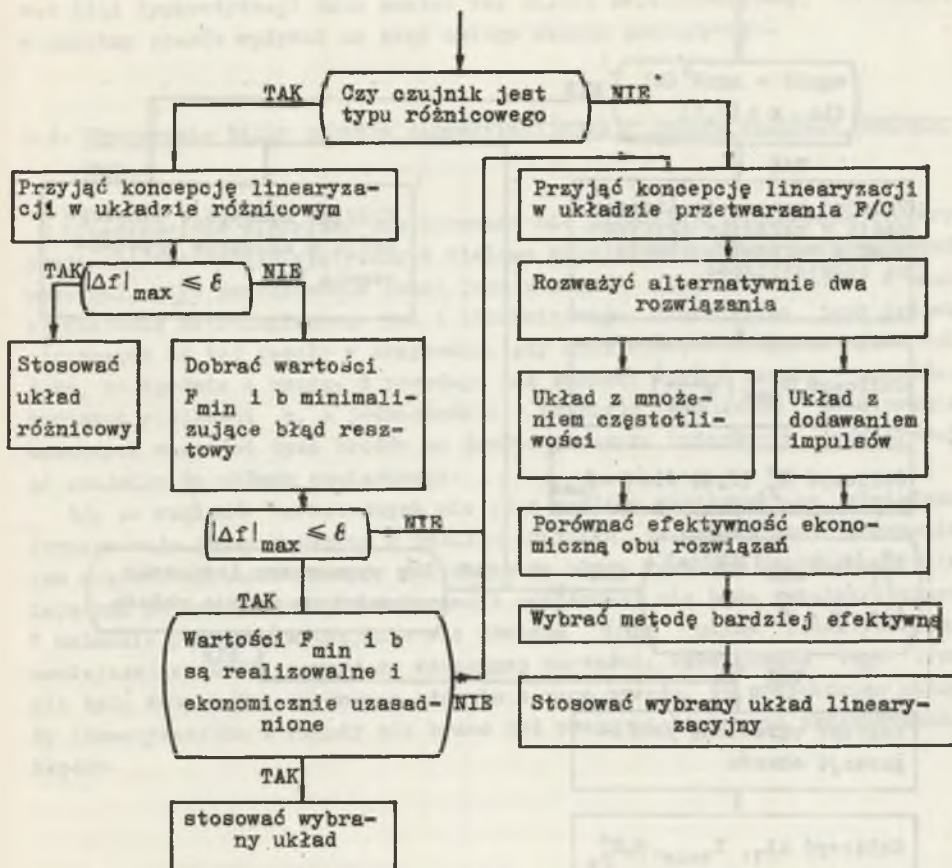
W rozdziale 6 i 7 wykazano, że efekty linearyzacyjne osiągnąć można w liniowych układach pomiarowych parametru elektrycznego oraz w układach przetwarzania zmian parametru na częstotliwość. Przy stosowaniu tych metod występują jednak ograniczenia związane z przebiegiem linearyzowanej nieliniowości i zależne od struktury układu. Dlatego też, metodyka doboru układu linearyzacyjnego uwzględniać musi przede wszystkim występujące ograniczenia. W rozdziale 6 i 8 wykazano ponadto, że stabilność właściwości metrologicznych układu, liczbowo wyrażana wartością jego wrażliwości, zależna jest od struktury układu. Ten fakt też musi być uwzględniany przy doborze koncepcji układu linearyzacyjnego. Ponadto, uwzględnić należy powiązanie układu linearyzacyjnego z koncepcją całego toru przetwarzania pomiarowego. Na rys. 9.5 przedstawiono algorytm postępowania przy wyborze koncepcji układu linearyzacyjnego zbudowany w oparciu o wyniki uzyskane w rozdziale 6 i 7. Ze względu na szczególne zalety struktury różnicowej, zarówno gdy chodzi o właściwości linearyzacyjne, jak i małą wrażliwość na zakłócenia, struktura ta została szczególnie silnie wyeksponowana w przedstawionym algorytmie. Wspomniane ograniczenia stosowalności omawianych metod linearyzacji powodują, że postępowanie wg przedstawionego algorytmu nie zawsze prowadzi do znalezienia zadawalającego rozwiązania układowego, i wówczas linearyzacja musi być przeprowadzona w odmienny sposób, np. w układzie przetwarzania sygnału elektrycznego. W przedstawionym algorytmie podwójną ramką wyróżniono podstawowy poziom decyzyjny stanowiący o wyborze struktury układu.

Z algorytmu postępowania wynika, że decyzje podejmowane na tym poziomie są uwarunkowane albo właściwościami charakterystyki przetwornika (część algorytmu powyżej poziomu decyzyjnego) albo też nieskutecznością stosowania innych struktur (część algorytmu poniżej poziomu decyzyjnego).

Na rys. 9.6 przedstawiono algorytm A-5 opisujący, w sposób bardziej szczegółowy, tok postępowania przy doborze układu linearyzacji w układzie przetwarzania parametru obwodu na częstotliwość. Algorytm ten został wyodrębniony z uwagi na bardziej skomplikowaną procedurę projektowania układu linearyzacyjnego w tym przypadku.



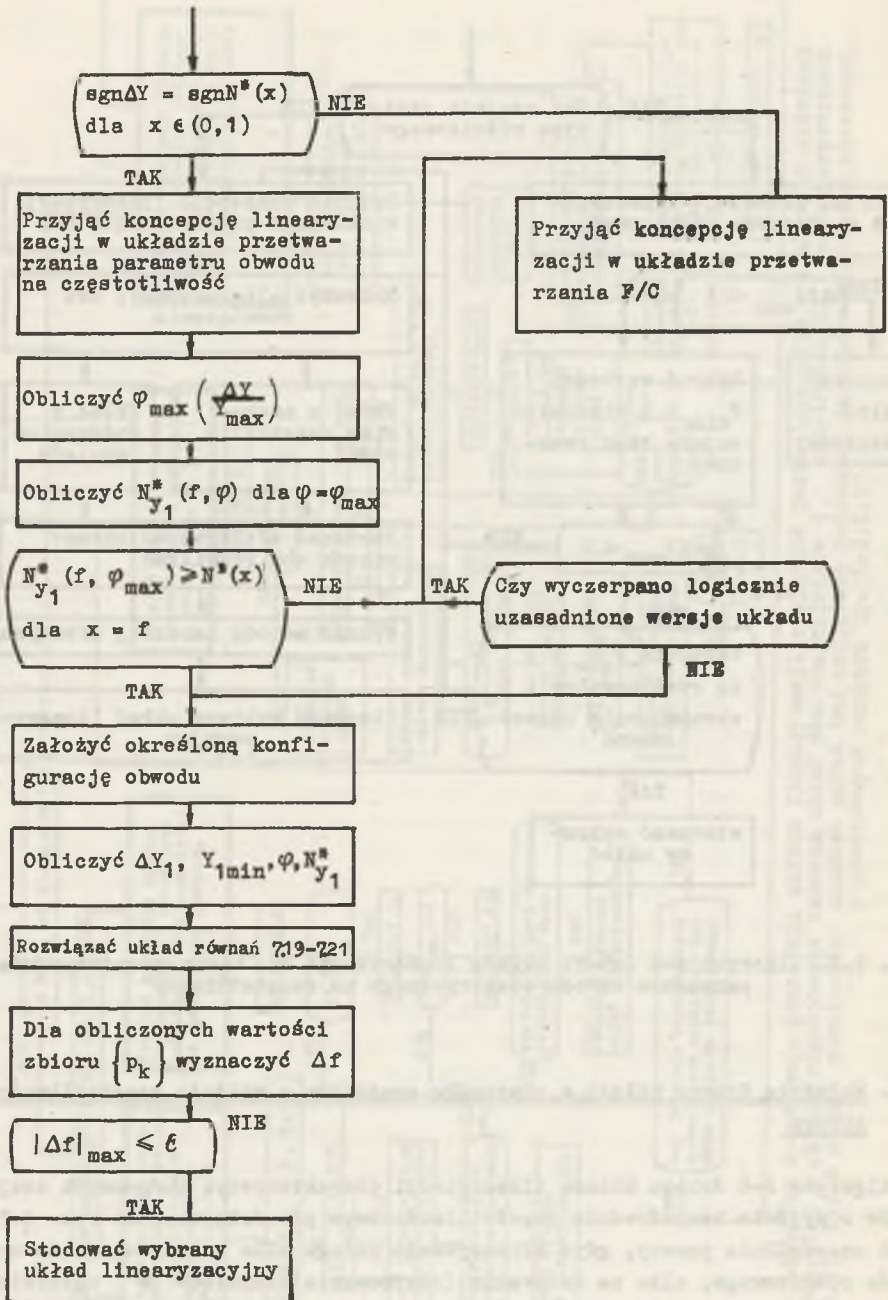
Rys. 9.5. Algorytm A-4 doboru koncepcji układu linearyzacji czujników parametrycznych w liniowych układach pomiarowych. Typ A układu różnicowego oznacza układ dwu czujników o symetrycznych charakterystykach (p. 6.4.2.1). Typ B układu różnicowego oznacza układ dwu czujników poddanych działaniu wielkości mierzcznej o przeciwnych znakach (p. 6.4.2.2)



Rys. 9.6. Algorytm A-5 doboru układu linearyzacji w torze przetwarzania parametru obwodu elektrycznego na częstotliwość

9.3. Metodyka doboru układu w przypadku czujników o wyjściu częstotliwościowym

Algorytm A-6 doboru układu linearyzacji charakterystyk statycznych czujników o wyjściu bezpośrednio częstotliwościowym przedstawiony na rys. 9.7 jest szczególnie prosty, gdyż linearyzacja polega albo na zastosowaniu układu różnicowego, albo na dodawaniu (odejmowaniu) impulsów w układzie przetwarzania częstotliwości na liczbę impulsów. Jednakże nawet przy stosowaniu tej ostatniej metody, która charakteryzuje się dużą dokładnością i powtarzalnością uzyskiwanej charakterystyki statycznej, należy zbadać wrażliwość układu na błędy (rozd. 8), gdyż w skrajnych przypadkach na-



Rys. 9.7. Algorytm A-6 doboru koncepcji linearyzacji czujników o wyjściu bezpośrednio częstotliwościowym

wet błąd dyskretyzacji może zostać tak silnie zwielokrotniony, że będzie w istotny sposób wpływał na błąd całego układu pomiarowego.

9.4. Stosowanie kilku układów linearyzacyjnych w jednym układzie pomiarowym

Przedstawione algorytmy postępowania nie przewidują stosowania linearyzacji charakterystyk statycznych wieloma kolejno po sobie następującymi metodami, gdyż postępowanie takie jest z reguły niecelowe zarówno z punktu widzenia metrologicznego jak i ekonomicznego. Uzasadnione jest jednak odstępstwo od tej reguły w przypadku, gdy nieliniowość czujnika jest tak duża, że zgodnie z rozdz. 8 powoduje ona znaczny wzrost błędów systematycznych wielkości y , a jednocześnie istnieje możliwość powstawania znacznych wartości tych błędów na drodze przesyłu informacji pomiarowej od czujnika do układu pomiarowego.

Gdy ze względów technicznych nie jest możliwa wystarczająco skuteczna linearyzacja przeprowadzona w pobliżu czujnika, to celowe jest dokonanie tam częściowej linearyzacji, dzięki czemu błędy wywołane zakłóceniami działającymi na kanał przesyłu informacji pomiarowej nie będą zwielokrotniane. W układzie pomiarowym znajduje się wówczas drugi układ linearyzacyjny zmniejszający nieliniowość do wymaganej wartości. Rozwiązania tego typu nie były dotychczas stosowane głównie z tego powodu, że projektując układy linearyzacyjne z reguły nie brano pod uwagę nieliniowego przetwarzania błędów.

10. WNIOSKI

W rozdziale niniejszym podane zostaną wnioski ogólne wynikające z pracy oraz zostaną zebrane ważniejsze wnioski szczegółowe.

10.1. Stworzenie uogólnionej metodyki doboru układu linearyzacyjnego

Praca wykazała, że możliwe jest uogólnione podejście do zagadnienia projektowania układów linearyzacyjnych przetworników pomiarowych, gdyż na podstawie metod syntezy układów, szczegółowo przedstawionych w rozdz. 5, 6 i 7 oraz na podstawie analizy błędów przedstawionej w rozdz. 8, możliwe było stworzenie ogólnych algorytmów doboru układów linearyzacyjnych (rozdz. 9). Tym samym osiągnięty został cel pracy przedstawiony w rozdz. 1.

Uogólniający charakter pracy polega na tym, że każdy z przedstawionych sposobów syntezy układów linearyzacyjnych opiera się na wspólnych podstawach przedstawionych w rozdz. 4 oraz wykorzystuje wspólny dla wszystkich metod opis matematyczny modelu przetwornika i układu linearyzacyjnego. Wprowadzony w niniejszej pracy opis matematyczny charakterystyki statycznej za pomocą charakterystyk unormowanych i nieliniowości unormowanych, oprócz właściwości uogólniającej, posiada szereg dodatkowych zalet zasługujących na podkreślenie:

- Eksponuje istotne dla zagadnienia linearyzacji różnice pomiędzy charakterystykami statycznymi przetworników, nawet w przypadku wizualnego podobieństwa tych charakterystyk (tabela 2.1).
- Zezwala na sformułowanie matematyczne ograniczeń stosowalności metod linearyzacyjnych. Szczególnie wyraźnie właściwość ta jest widoczna na rys. 9.3, na którym wszelkie ograniczenia związane z przebiegiem charakterystyk statycznych formułowane są za pomocą właściwości funkcji nieliniowości unormowanej.
- Wykorzystywanie wprowadzonego opisu matematycznego do zagadnień syntezy układu linearyzacyjnego i analizy błędów nie wymaga różniczkowania przebiegu charakterystyki, a zazwyczaj w ogóle nie wymaga znajdowania analitycznej postaci charakterystyki poprzez aproksymowanie jej na zbiorze punktów pomiarowych. Całkowite przeprowadzenie syntezy układu linearyzacyjnego możliwe jest na podstawie znajomości wartości nieliniowości unormowanej w doświadczalnie uzyskanych punktach. Jest to zaleta bardzo

istotna, wobec niewielkiej zazwyczaj dokładności numerycznego różniczkowania funkcji danej pomiarowo.

- Wprowadzony opis umożliwia w wielu przypadkach analityczno-wykreslną metodę syntezy układu linearyzacyjnego, przez co znacznie ją upraszcza.

Istotnym i ogólnym wnioskiem wynikającym z pracy jest konieczność zwrócenia uwagi na wrażliwość układu linearyzacyjnego na zakłócenia (rozdz. 8) już w początkowej fazie wyboru koncepcji układu linearyzacyjnego. Zagadnienie to w dotychczasowej praktyce projektowej było z reguły pomijane, co prowadziło czasami do rozwiązań będących nieporozumieniem technicznym. W pracy wykazano, że wrażliwości układu na zakłócenia oszacować można z wystarczającą dokładnością na podstawie znajomości nieliniowości unormowanej, co podkreśla uogólniające znaczenie wprowadzonego w pracy opisu matematycznego nieliniowości charakterystyk statycznych.

Przedstawiona w pracy uogólniona metodyka syntezy układów linearyzacji dotyczy wyboru koncepcji układu, wskazując w każdym konkretnym przypadku na pewną klasę układów, w której należy poszukiwać właściwego rozwiązania zagadnienia. Szczegółowe rozwiązanie układowe wraz z doбором elementów, obliczeniem wartości przebiegów elektrycznych, określaniem obciążalności itp., wykracza poza zakres niniejszej pracy, gdyż z reguły musi być ono dostosowane do szeregu warunków w jakich pracować ma układ pomiarowy i przeprowadzone jest zgodnie z zasadami projektowania układów elektrycznych i elektronicznych. Z tego samego względu w pracy nie zamieszczano programów obliczeń maszynowych związanych z linearyzacją, jak np. aproksymacji liniowo odcinkowej, aproksymacji wielomianowej metodą najmniejszych kwadratów, numerycznej minimalizacji funkcji kryterialnych itp., uznając te zagadnienia za szczegółowe.

10.2. Kierunki rozwoju układowych metod linearyzacji

Na podstawie rozpatrzonych w pracy właściwości różnych metod linearyzacyjnych i różnych ich realizacji, można dokonać próby porównawczej ich oceny, a na tej podstawie prognozować dalszy ich rozwój w technice pomiarowej.

Cyfrowe układy linearyzacyjne realizowane w części impulsowej przetworników A/C i F/C ze względu na swoją uniwersalność i możliwość osiągnięcia małych błędów resztowych są szczególnie polecane w układach, od których wymagana jest duża dokładność przetwarzania. Należy się spodziewać, że pomimo ich wysokiej ceny spowodowanej przede wszystkim koniecznością stosowania układów pamięci, będą one nadal rozwijane i stosowane w układach pomiarowych z przetwarzaniem A/C zarówno wyposażonych w mikroprocesor, jak i bez tego elementu. Linearyzacja uzyskiwana dzięki stosowaniu układów różnicowych, jako metoda szczególnie skuteczna i odporna na zakłócenia,

będzie niewątpliwie stosowana w przypadku czujników parametrycznych i czujników o wyjściu bezpośrednio częstotliwościowym w tych wszystkich przypadkach, gdy możliwa jest budowa czujnika różnicowego. Należy się również spodziewać, iż nie zostanie zaniechana metoda linearyzacji czujników parametrycznych w układach liniowych o strukturze łańcuchowej pomimo ograniczonego zakresu jej stosowania. Zaletą tej metody jest prostota układu linearyzacyjnego. Można przewidywać pewien rozwój metod opartych na stosowaniu elementów sterowanych w układach o strukturze zamkniętej, zwłaszcza w odniesieniu do układów pomiarowych, w których nie przewiduje się przetwarzania A/C.

Nie wydaje się, aby metody linearyzacji wykorzystujące elementy nieliniowe, historycznie najstarsze i obecnie poważnie rozwinięte, były również w przyszłości silnie rozwijane, gdyż dla zapewnienia znacznej dokładności tych metod konieczna jest ich bardzo znaczna komplikacja, co zbliża ich koszt do kosztów układów linearyzacji cyfrowej.

Również nie przewiduje się znacznego rozwoju układów liniowych z dodatkim sprzężeniem zwrotnym stosowanych w celu linearyzacji czujników parametrycznych z uwagi na dużą wrażliwość tych układów na zakłócenia.

10.3. Niektóre wnioski szczegółowe wynikające z pracy

1. Wynikający z pracy wniosek o możliwości linearyzacji charakterystyk statycznych nie tylko za pomocą elementów nieliniowych lecz także za pomocą elementów lub układów sterowanych w liniowych układach elektrycznych nie był w dotychczasowej literaturze pomiarowej wystarczająco silnie akcentowany.

2. Praca niniejsza ujawniła wyraźnie różnice pomiędzy właściwościami linearyzacyjnymi układów różnicowych o symetrycznych charakterystykach i o jednakowych czujnikach poddanych działaniu wielkości mierzonej o przeciwnych znakach. Różnice te nie były dotychczas znane.

3. Propozycja wykorzystania doboru fazy przełączenia prostownika fazoczułego w układzie pomiarowym z modulacją amplitudy do celów linearyzacji charakterystyk statycznych czujników pojedynczych i różnicowych jest oryginalnym wnioskiem wynikającym z rozważań zawartych w pracy.

4. Wykazano, że metody linearyzacji czujników parametrycznych zarówno w liniowych układach analogowych, jak i w układach przetwarzania parametru obwodu elektrycznego na częstotliwość są skuteczne jedynie w przypadku rosnącej (w sensie algebraicznym) funkcji nieliniowości unormowanej czujnika. Świadczą o tym wykresy przedstawione na rys. 6.3, 7.2, 7.3. Prawidłowość powyższa nie była dotychczas znana.

5. Praca wykazała, iż stosowanie struktury zamkniętej nie wpływa w sposób szczególnie istotny na możliwości linearyzacyjne układów. Stosowanie

tej struktury powoduje możliwość wpływania na przebieg żądanej charakterystyki linearyzatora przez zmianę wzmocnienia unormowanego k oraz możliwość stosowania elementów sterowanych w sprzężeniu zwrotnym.

Zwiększenie natomiast zakresu zastosowania liniowych układów pomiarowych dc linearyzacji charakterystyk czujników parametrycznych przez stosowanie dodatniego sprzężenia zwrotnego, związane jest z bardzo znacznym zwiększeniem błędów układu linearyzacji. Fakt ten wydaje się w dużym stopniu tłumaczyć niepowodzenia ciągle ponawianych prób linearyzacji termometrycznych czujników platynowych tą metodą, niepowodzenia wyrażające się tym, że żaden z wielu proponowanych do tego celu układów nie został powszechnie zaakceptowany.

6. Przedstawiona w pracy właściwość zmiany rozkładu błędów addytywnych i multiplikatywnych po przejściu przez układy pomiarowe o nieliniowych charakterystykach statycznych nie była w dotychczasowej literaturze metrologicznej akcentowana. Tym samym zwrócenie uwagi na konieczność właściwego doboru i rozmieszczenia układów korekcji błędów systematycznych w układach pomiarowych z linearyzatorami jest ważnym i nowym wnioskiem wynikającym z pracy.

x	y	Δy	Δx	$\Delta y/y$	$\Delta x/x$	$\Delta y/y$	$\Delta x/x$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0.01	0.01	1%	1%	1%	1%
2	4	0.04	0.04	1%	2%	1%	2%
3	9	0.09	0.09	1%	3%	1%	3%
4	16	0.16	0.16	1%	4%	1%	4%
5	25	0.25	0.25	1%	5%	1%	5%
6	36	0.36	0.36	1%	6%	1%	6%
7	49	0.49	0.49	1%	7%	1%	7%
8	64	0.64	0.64	1%	8%	1%	8%
9	81	0.81	0.81	1%	9%	1%	9%
10	100	1.00	1.00	1%	10%	1%	10%

ANEKS I

Przykład wykorzystania przedstawionej metodyki syntezy do zaprojektowania układu linearyzacji mostka termometrycznego

Należy zaprojektować układ mostka termometrycznego równoważonego ręcznie do pomiaru temperatury w zakresie 0-600°C, współpracującego z termometrem rezystancyjnym Pt-100. Odczyt bezpośredni w jednostkach temperatury z rozdzielczością 0,1 °C. Błąd resztowy linearyzacji mniejszy od niedokładności termometrów platynowych wzorcowych klasy I.

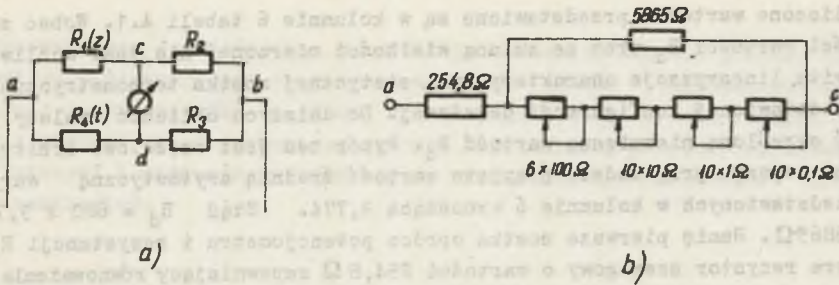
Na podstawie danych zawartych w normie PN-59/M-53852 i przytoczonych w kolumnach 1 i 2 tabeli A1, oblicza się charakterystykę unormowaną i nielinowość unormowaną czujnika (kolumny 3, 4 i 5 tabeli A1), w podanym zakresie temperatur.

Tabela A.1

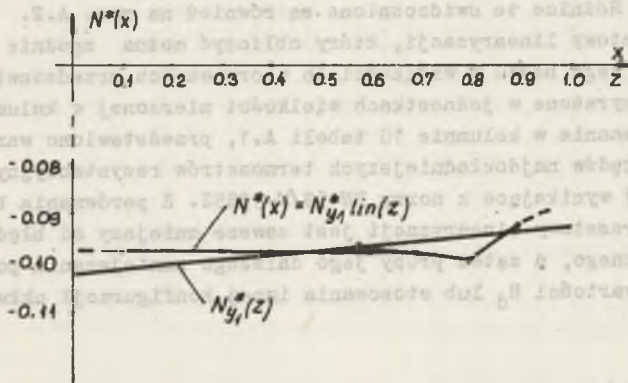
t	R(t)	x	y	N*(x)	$(\frac{R_d}{R_p})_{lin}$	N* _{y1} (z)	Δz	Δt	Δt _{PN}
°C	Ω	-	-	-	-	-	-	°C	°C
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	100,00	0	0	-	-	-0,1023	0	0	±0,25
60	123,24	0,1	0,1088	-0,0975	10,156	-0,1013	+0,00034	+0,20	±0,25
120	146,07	0,2	0,2156	-0,0977	10,035	-0,1003	+0,00042	+0,22	±0,50
180	168,49	0,3	0,3205	-0,0977	9,935	-0,0993	+0,00034	+0,20	± 1,0
240	190,49	0,4	0,4235	-0,0981	9,794	-0,0983	+0,00005	+0,03	± 1,0
300	212,08	0,5	0,5246	-0,0984	9,663	-0,0973	-0,00028	-0,17	± 1,5
360	233,19	0,6	0,6234	-0,0975	9,656	-0,0964	-0,00026	-0,16	± 2,0
420	253,95	0,7	0,7206	-0,0979	9,515	-0,0955	-0,00050	-0,30	± 2,0
480	274,31	0,8	0,8158	-0,0992	9,281	-0,0946	-0,00074	-0,44	± 2,5
540	294,06	0,9	0,9083	-0,0923	9,934	-0,0937	+0,00013	+0,08	± 3,0
600	313,65	1	1	-	-	-0,0928			± 3,0

Przyjmuje się przedstawioną na rys. A.1a konfigurację układu mostkowego, w której termometr rezystancyjny znajduje się w ramieniu czwartym, a rezystory równoważące w ramieniu pierwszym mostka. Z warunku równowagi mostka wynika równość napięć $U_{ac} = U_{ad}$, a tym samym wymaganie równości nielinowości unormowanych

$$N^*(x) = N_{y1}^*_{lin}(z) \quad \text{dla } x = z \quad (A.1)$$



Rys. A.1. Układ elektryczny mostka termometrycznego
 a - układ mostka, b - schemat ramienia równoważącego



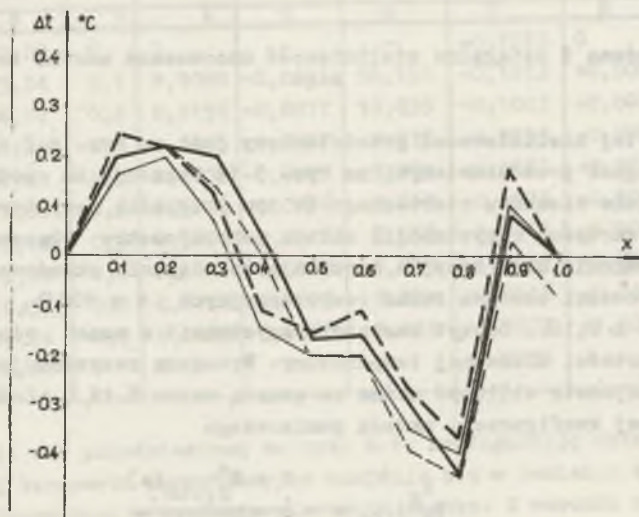
Rys. A.2. Żądana i osiągalna nielinowość unormowana mostka termometrycznego

Przebieg tej nielinowości przedstawiony jest na rys. A.2. Porównanie go z przebiegami przedstawionymi na rys. 5.14 wskazuje na możliwość zastosowania jako elementu sterowanego (w tym przypadku rezystora o ręcznie nastawianej wartości rezystancji) układu potencjometru włączanego dwuzaciskowo. Wymagania unifikacyjne narzucają rozwiązanie układowe tego potencjometru w postaci zestawu dekad rezystancyjnych, $6 \times 100\Omega$, $10 \times 10\Omega$, $10 \times 1\Omega$, $10 \times 0,1\Omega$. Odczyt wartości rezystancji w omach odpowiada bezpośrednio wartości mierzonej temperatury. Wymaganą rezystancję R_d boczniukującą potencjometr ebliczny można za pomocą wzoru 5.45, właściwego dla przedstawionej konfiguracji układu pomiarowego

$$\left(\frac{R_d}{R_p}\right)_{lin} = - \frac{1 + N_{y1}^* \ln(z)}{N_{y1}^* \ln(z)} \quad (A.2)$$

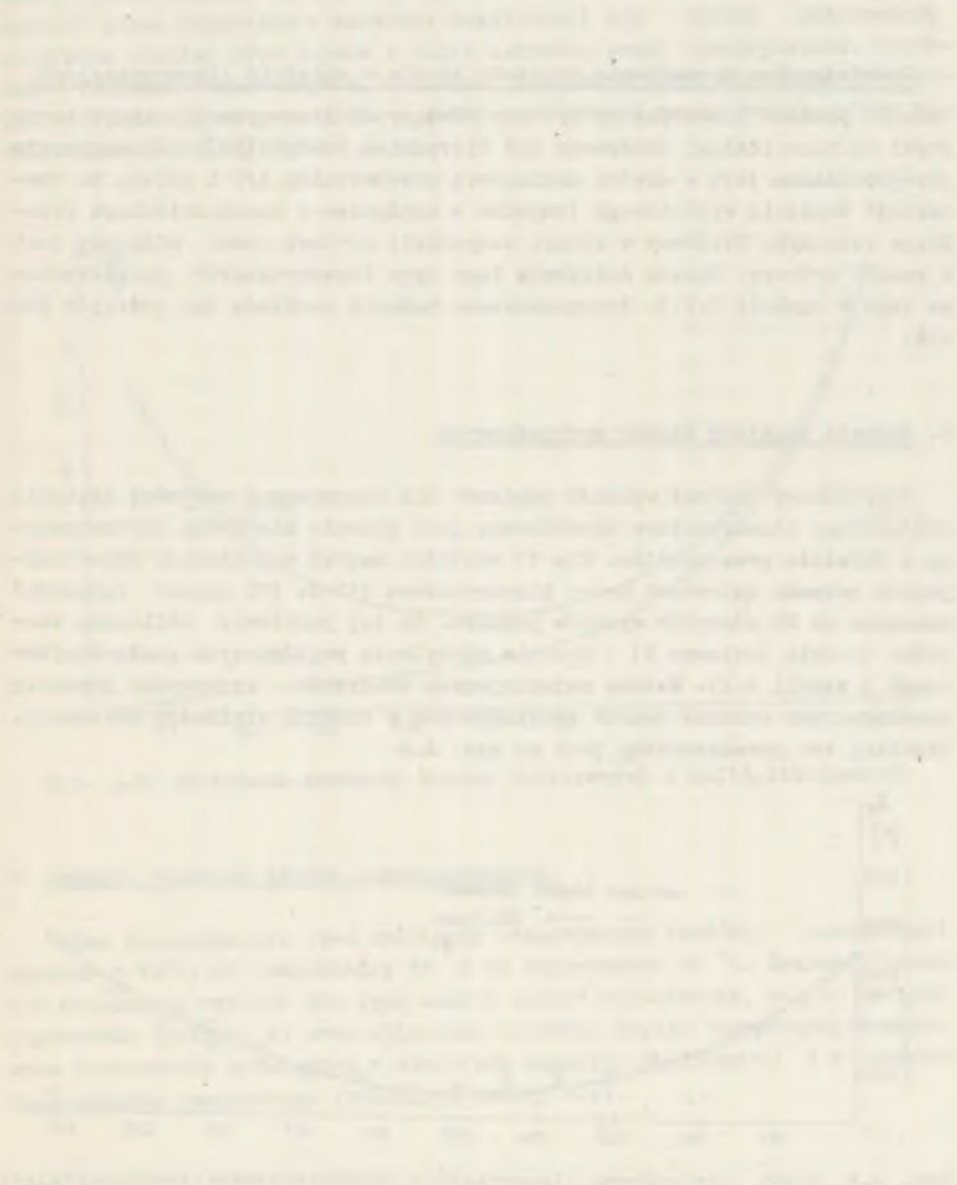
Rys. A.2. Wykres zależności $N^*(x)$ od z . Oś x (z) ma zakres od 0,1 do 1,0. Oś y ($N^*(x)$) ma zakres od -0,11 do -0,08. Wykres przedstawia linię przerywaną $N^*(x) = N_{y1}^* \ln(z)$ i linię ciągłą $N_{y1}^*(z)$.

Obliczone wartości przedstawione są w kolumnie 6 tabeli A.1. Wobec zmienności wartości R_d wraz ze zmianą wielkości mierzonej nie jest możliwa całkowita linearyzacja charakterystyki statycznej mostka termometrycznego o przedstawionej konfiguracji układowej. Do dalszych obliczeń należy przyjmując określoną niezmienną wartość R_d . Wybór ten jest częściowo arbitralny. W niniejszym przykładzie przyjęto wartość średnią arytmetyczną wartości przedstawionych w kolumnie 6 wynoszącą 9,774. Stąd $R_d = 600 \times 9,774 = 5865 \Omega$. Ramię pierwsze mostka oprócz potencjometru i rezystancji R_d zawiera rezystor szeregowy o wartości 254,8 Ω zapewniający równoważenie mostka przy temperaturze mierzonej równej 0 $^{\circ}\text{C}$, nieistotny dla zagadnienia linearyzacji. Pełny schemat ramienia równoważającego mostka przedstawiony jest na rys. A.1b. Wobec przyjęcia stałej wartości R_d osiągalna nieliniowość unormowana, przedstawiona w kolumnie 7 tabeli A.1, różni się od nieliniowości żądanej. Różnice te uwidocznione są również na rys. A.2. Powstaje zatem błąd resztowy linearyzacji, który obliczyć można zgodnie ze wzorem 5.35. Wartości tego błędu w wielkościach unormowanych przedstawione są w kolumnie 8, a wyrażone w jednostkach wielkości mierzonej w kolumnie 9 tabeli. Dla porównania w kolumnie 10 tabeli A.1, przedstawiono wartości dopuszczalnych błędów najdokładniejszych termometrów rezystancyjnych (wzorcowych klasy I) wynikające z normy PN-59/M-53852. Z porównania błędów wynika, iż błąd resztowy linearyzacji jest zawsze mniejszy od błędu rezystora termometrycznego, a zatem próby jego dalszego zmniejszania poprzez dobór odmiennej wartości R_d lub stosowania innej konfiguracji układowej nie są celowe.



Rys. A.3. Resztowy błąd nieliniowości. Linia gruba ciągła - wartości obliczone, linie przerywane i linia cienka - wartości zmierzone

Przeprowadzono doświadczalną weryfikację obliczeń, poprzez pomiary błędu resztowego linearyzacji na fizycznym modelu mostka termometrycznego złożonym z rezystorów MDR kl. 0,05. Wyniki pomiarów dla trzech różnych realizacji mostków przedstawione są na rys. A.3. Różnice pomiędzy wartościami obliczonymi i pomierzonymi wynikają z niedokładności elementów oraz błędów zaokrągleń.



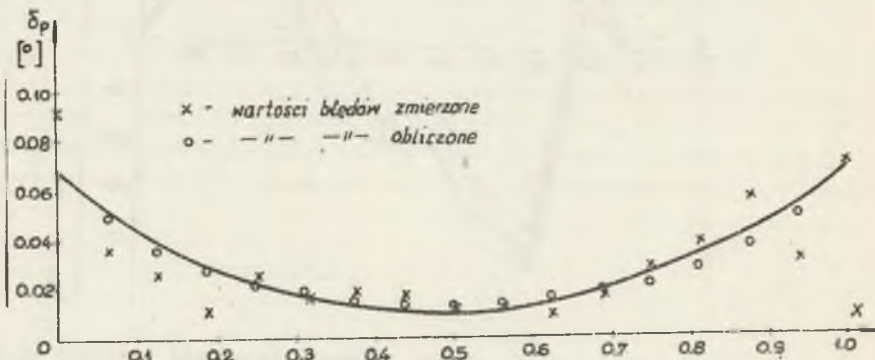
ANEKS II

Doświadczalne wyznaczenie rozkładu błędów w układzie linearyzacyjnym.

Badaniu poddano linearyzator cyfrowy służący do linearyzacji charakterystyki kosinusoidalnej zbudowany pod kierunkiem autora [52]. Linearyzacja przeprowadzana jest w części analogowej przetwornika A/C i polega na komparacji napięcia wyjściowego czujnika z napięciem o kosinusoidalnym przebiegu czasowym. Uzyskany w wyniku komparacji odcinek czasu mierzony jest w sposób cyfrowy. Zasada działania tego typu linearyzatorów przedstawiona jest w punkcie 5.2.3. Przeprowadzono badania rozkładu dwu rodzajów błędów.

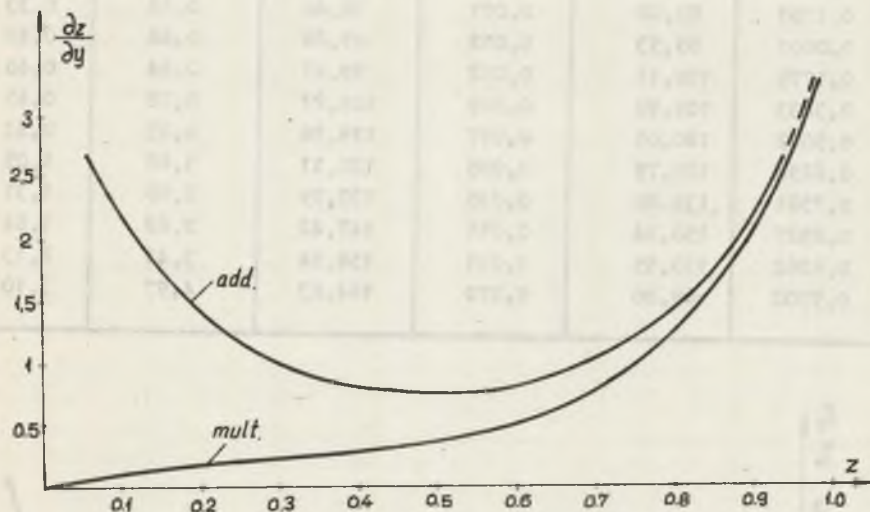
1. Badania rozkładu błędów przypadkowych

Przypadkowy rozrzut wyników pomiarów dla niezmiennej wartości napięcia wejściowego linearyzatora spowodowany jest głównie histerezą zastosowanego w układzie przerzutnika. Dla 17 wartości napięć wejściowych odpowiadających pełnemu zakresowi pracy linearyzatora (10 do 170 stopni kątowych) dokonano po 20 odczytów wyników pomiaru. Na tej podstawie obliczono wartości średnie (kolumna 2) i średnie odchylenia pojedynczych pomiarów (kolumna 3 tabeli A.2). Metodą najmniejszych kwadratów wyznaczono przebieg aproksymujący rozkład błędów przypadkowych w funkcji wielkości mierzonej. Przebieg ten przedstawiony jest na rys. A.4.



Rys. A.4. Błędy przypadkowe linearyzatora charakterystyki kosinusoidalnej

W oparciu o metodę zaproponowaną w punkcie 8.1 niniejszej pracy obliczono wrażliwość układu linearyzatora na błędy addytywne i multiplikatywne (rys. A.5). Z porównania wykresów na rys. A.4 i A.5 wynika, że błędy przypadkowe mają charakter addytywny, co jest zgodne z podanym wyjaśnieniem fizycznej przyczyny ich powstawania. Na podstawie porównania wartości błędów i ich wrażliwości dla mierzonych kątów równych 60° i 120° wyznaczono wartość średniego błędu przypadkowego. Wynosi on $0,018^\circ$. Mnożąc tę wartość przez odpowiednie wartości wrażliwości dla błędów addytywnych otrzymano rozkład tych błędów w całym zakresie pracy linearyzatora. Porównanie rozkładu obliczonego z rozkładem otrzymanym przez aproksymację wyników doświadczalnych potwierdza w pełni przydatność proponowanej metody do obliczania rozkładu błędów.



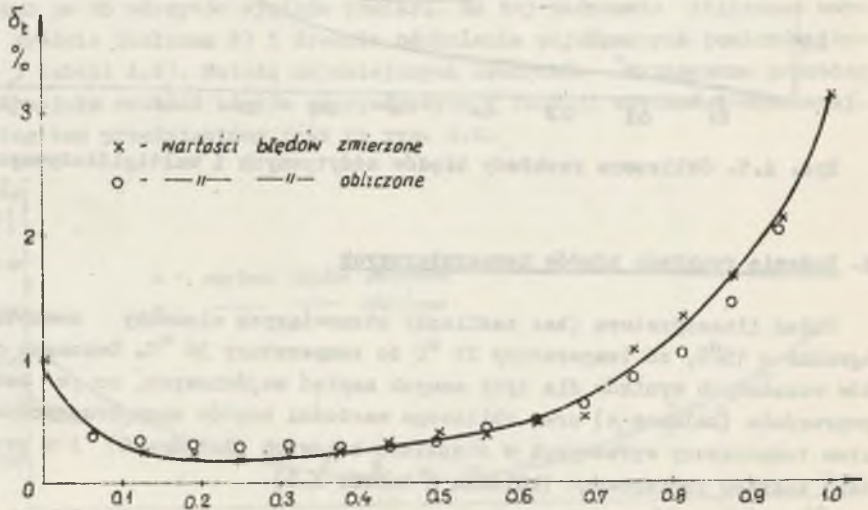
Rys. A.5. Obliczone rozkłady błędów addytywnych i multiplikatywnych

2. Badania rozkładu błędów temperaturowych

Układ linearyzatora (bez zasilaczy stanowiących elementy zewnętrzne) ogrzano o 15°C , od temperatury 21°C do temperatury 36°C . Dokonano odczytów wskazanych wyników dla tych samych napięć wejściowych, co w badaniu poprzednim (kolumna 4) oraz obliczono wartości błędów spowodowanych wzrostem temperatury wyrażonych w stopniach kątowych (kolumna 5) i w procentach zakresu pomiarowego (kolumna 6 tabeli A.2).

Tabela A.2

U_{we}	$\bar{\alpha}$	$\bar{\alpha}_t$	$\bar{\alpha}_t$	δ_t	$\delta_t\%$
V	o	o	o	o	%
1	2	3	4	5	6
0,9950	9,91	0,090	8,30	1,61	1,00
0,9458	20,04	0,035	19,43	0,61	0,38
0,8699	30,02	0,025	29,60	0,42	0,26
0,7681	39,96	0,011	39,57	0,39	0,24
0,6420	50,01	0,024	49,66	0,35	0,21
0,4977	60,01	0,016	59,62	0,39	0,24
0,3391	70,00	0,019	69,55	0,45	0,28
0,1707	80,02	0,017	79,48	0,54	0,33
0,0000	89,93	0,012	89,28	0,64	0,40
0,1775	100,11	0,012	99,47	0,64	0,40
0,3433	109,99	0,009	109,27	0,72	0,45
0,5002	120,01	0,017	119,16	0,85	0,53
0,6294	129,79	0,028	128,11	1,68	1,05
0,7521	139,88	0,038	137,79	2,09	1,31
0,8527	150,04	0,056	147,42	2,62	1,64
0,9262	159,95	0,031	156,54	3,41	2,13
0,9700	169,00	0,070	164,03	4,97	3,10



Rys. A.6. Rozkład błędów temperaturowych linearyzatora charakterystyki kosinusoidalnej

Wartości błędów temperaturowych wraz z krzywą aproksymującą rozkład błędów w funkcji wielkości mierzonej przedstawiono na rys. A.6. Z przedstawionego wykresu wynika, że błąd temperaturowy ma zarówno składową addytywną jak i multiplikatywną. Dekonując rozdziału błędów na $\delta_{add} = 0,13\%$ i $\delta_{mult} = 0,65\%$ otrzymuje się wartości błędów sumarycznych zaznaczone na rys. A.6, które w pełnym zakresie działania linearyzatora odpowiadają wartościom błędów zmierzonych. Na podstawie przeprowadzonej analizy błędów można zaprojektować układ kompensacji błędów temperaturowych. Z analizy wynika, że w przypadku badanego linearyzatora znacznie bardziej istotna jest kompensacja błędów multiplikatywnych niż addytywnych.

LITERATURA

- [1] Bolk W.T.: Linearisierung der Kennlinie von Widerstandsthermometern. Technisches Messen atm 3/1978 s. 83. J 222-6.
- [2] Bonfig K.W., Rütering H.: Analoge Nachbildung von nichtlinearen Funktionen einer unabhängigen Veränderlichen. ATM 4/1969 s. 81. J 082-13.
- [3] Borkowskij Ju M., Garbunow N.L.: Izmieritelnyj preobrazowatel temperatury. Priborostrojenije 12/1976 s. 110.
- [4] Borkowskij Ju. M., Garbunow N.L.: Awtomaticzeskoje pribory dla izmierenija temperatury s liniejnoj szkałoj. Priborostrojenije 9/1975.
- [5] Bouts D., Gast T.: Frequenzanaloge Messtechnik: Lineare Wegumformung mit Hilfe der schwingenden Seite. Technisches Messen atm 4/1977 s. 125. V 1121-17.
- [6] Brago E.N.: Analogowo-cyfrowyj preobrazowatel s kusoczno liniejnoj aproksimacijej. PSU 2/1971.
- [7] Bretschki J.: Linearisierung von Messumformer demonstriert am Beispiel von Halbleiter - Dehnungsmesstreifen. Technisches Messen atm 7, 8, 10, 11/1976 J 135-31.
- [8] Bretschki J.: Integrierte Halbleiter-Systeme zur elektrischen Messung mechanischer Grössen. Doktor Dissertation Universität Karlsruhe 1973.
- [9] Brie C.: Les quadrateurs analogiques a' reseaux a diodes. Measures 5/1971.
- [10] Bryzek J., Włodarski W.: Linearyzator charakterystyki wzorcowania przetworników wysokiego ciśnienia. Arch. Elektrotechniki 4/1974 s. 1091.
- [11] Cole K.S.: Thermistor Thermometer bridge: Linearity and sensitivity for a range of temperature. The Rev. of Sci. Instrum. 5/1957, s.326.
- [12] Dang nguget Anh, Kendziorra J.E.: Linearisierung von Messgrössenaufnehmern. Theorie und Technische Realisierung. Diss. A. Technisches Universität Dresden 1974.
- [13] Daniljuk J.S.: O temperaturnoj pogresznosti diodnych schiem linearizacji. Awtomat. Kontrol i izm.tiech. 8/1968.
- [14] Davis C.E., Coates P.B.: Linearization of silicon junction characteristics for temperature measurement. J.of Phis. Scient. Instrum. 6/1977 s. 613.
- [15] Diamond J.M.: Linearization of Resistance Thermometers and other Transducers. Rev.Sci.Instrum. 1/1970.
- [16] DISA type 55 M 25 Linearizer. Instruktion Manual. DISA Information Department May 1975.
- [17] DISA type 55 D 10 Linearizer. Leaflet No 600/E July 1968.
- [18] Dromgoole W.V.: Thermistor linearization permits wide range of temperature measurement. Electronic Engineering 10/1972. s. 68.
- [19] Durmaś M., Łozowicki A.W.: Wpływ nieliniowości statycznych aparatury pomiarowej na operacje uśredniania. Mat.Symposium: "Metrologia wielkości mechanicznych" Wydz. Mechaniki Politechniki Warszawskiej. Warszawa 1976.

- [20] Ebil K., Freyburger F.: A linear nondifferential inductive displacement transducer with frequency output. Practical Measurement Acta IMEKO 1976. Budapest 1977, vol 2, s. 509.
- [21] Ebil K., Tränkler R.: Das Differenzprinzip zur Linearisierung eines induktiven Langenmessumformers mit Frequenzausgang. Messtechnik 1/1974 s. 13.
- [22] Erler W., Walther L.: Elektrisches Messen Nichtelektrischer Größen mit Halbleiterwiderständen. VEB Verlag Technik. Berlin 1973.
- [23] Feller C.H.: Vielstellen-Präzisionstemperaturmessschaltung mit Linearisierung für Pt-100 Widerstandsthermometer. Technisches Messen atm. 3/1978 s. 89 J 222-8.
- [24] Fischer H.W.: Linearisierungsverfahren für die automatische elektrostatische Kraftkompensation. Technisches Messen atm 6/1978, s. 227 J 133-3, J 163-7.
- [25] Fisenko W.M.: Usilitieli postojannogo toka s upravljajemym koefficientom pieredaczi. Energija. Moskwa 1975.
- [26] Fritz R.: Analog Funktionsgeneratorem mit Multiplizieren. Int. Elektrkon.Rundschau 8/1974.
- [27] Fuchs G.: Die Bestimmung geringer Materialfeuchten mit Hilfe eines Resonatorverfahrens, msr 9/1977.
- [28] Fürst H.: Prinzip der digitalen Linearisierung mit Mikroprozessoren. Elektronik 7/1978 s. 81.
- [29] Grabar L.J., Guńka M.W.: Linearyzacja charakterystyki upravljenija generatora na warikapach. Otbor i pieredacza informaczi 47/1976, s. 85.
- [30] Gast T.: Die Umformung analoger Größen in eine Frequenz bei Messeinrichtungen und Messfühlern in Laboratorien und Produktionsbetrieben. 5 Interkama 1971. Oldenbourg Verlag 1972. s. 414.
- [31] Gast T.: Ein Drehmoment Messgerät mit kapazitiver Messgrössenumformung und digitalem Ausgangssignal. Messen + prüfen. 12/1976, s.718.
- [32] Gallo M., Winkler J.: Mikroprozessoren im Waagenbau. Feinmechanik + Messtechnik 1/1978 s. 30.
- [33] Gledhill B.: Nonlinear elements offer analogue solution. Elektronik Engineering 5/1971, s. 70.
- [34] Genrich V.: Digital anzeigendes Präzisionsthermometer. Elektronik 5/1977 s. 61.
- [35] Georg O.: Digitale Messtechnik 3, 4/1975 ATM 3, s. 37, 4, s. 59 1975 J 00770-F5.
- [36] Ginzburg S.A.: Nieliniejnaje cepi i ich funkcionalnyje charakteristiki. Gosenergoizdat. Moskwa - Leningrad 1958.
- [37] Goldsztejn M.L., Goldsztejn S.L., Raspopin S.P.: Funkcionalnyje regulirowanije statičeskoj charakteristiki usilitielej postojannogo toka. Priborostrojenije 12/1977 s. 69.
- [38] Golonka E.: Czujniki strunowe o zlinearyzowanych charakterystykach przetwarzania i podwyższonych parametrach metrologicznych. Prace PIAP Nr 17. PIAP Warszawa 1974.
- [39] Gotszalk R.: Linearyzacja i błędy nieliniowości elektrycznych urządzeń pomiarowych. Komunikat nr 47 IME Politechniki Wrocławskiej. Wrocław 1974.
- [40] Haeusler J.: Zur Dimensionierung von Widerstandsthermometer mit temperaturproportionaler Ausgangsgrösse. ATM 4/1973 s. 69 J 222-4.
- [41] Haug A.: Frequenzanaloge Langenmessung mit Potentiometern. Messen + Prüfen/automatik 5/1973 s. 321.
- [42] Haug A.: Ein radizierender Analog - Digital - Umsetzer. Technisches Messen atm 11/1977 s. 387 J-077-8.

- [43] Helke H.: Gleichstrommeßbrücken, Gleichspannungskompensatoren und ihre Normale.-R. Oldenbourg Verlag, München-Wien 1974.
- [44] Holbein G.: Linearität Komplexer Ausschlagbrücken mit Differential-Gebern.Messen + prüfen 12/1973.
- [45] Holbein G.: Ausschlagbrücken für Messgrössenaufnehmer. Feinwerk - technik + Messtechnik 2/1975 s. 325.
- [46] Homilius K.: Zur Frage der einheitlichen Angabe der Kenndaten von Kraftmessdosen. VDI-Berichte 127/73.
- [47] Hück A.: Korrektur nichtlinearer Fühlerkennlinien. Automatik 2/1968 s. 57.
- [48] Jachymek A., Guziak J.: Linearyzator funkcji wykładniczej. PAK 9/1977 s. 326.
- [49] Jackisch R.: Zur Berechnung optimaler Polygonzüge für analoge Funktionsgeber 21 I.W.K. Ilmenau 1976 H4 s. 87.
- [50] Janiczek J.: Linearyzacja układów pomiarowych zawierających przetwor- nik a/c na przykładzie przetwornika całkującego napięcie - czas.Praca doktorska-Kom. Nr 164 LME Politechniki Wrocławskiej. Wrocław 1976.
- [51] Janiewicz H., Klukiewicz K.: Zastosowanie ETO do projektowania ukła- du odcinkowo-liniowej aproksymacji.Mat. IX MME Gliwice 1974, s. 47.
- [52] Karcz W.: Linearyzator funkcji sinusoidalnej. Praca dyplomowa wyk. pod kier. dr J. Zakrzewskiego, Wydz. Elektryczny Politechniki Szcze- cińskiej, Szczecin 1977.
- [53] Kaufman E.N.: Thinking of changing from analog to digital for data acquisition. 1977.
- [54] Kendziorra J.: Analitische Approximation nichtlinearer Wandlerkenn- linien für elektronische linearisierung msr 1/1974.
- [55] Kingdon S.P., Ohlson G.F.: Non-Linear function generator. Instrum. a Control Syst. 9/1970 s. 121.
- [56] Klukiewicz K.: Minimalizacja błędu nieliniowości przetworników pomia- rowych. PAK 2/1978 s. 49.
- [57] Kollataj J., Harkonen T.: Integrated circuits an action part. 10. Linearizing sensor signals digitally. Electronics 1968 March 4.s.112.
- [58] Korytkowski J.: Zagadnienia optymalizacji układów elektronicznych przetworników nieliniowych dla techniki analogowej.Prace PIAP Nr 18. PIAP Warszawa 1974.
- [59] Kraus K.: Eine Neue Methode zur Linearisierung eines Platinwieder- stands-Thermometers. ATM 11/1974 J 222-5.
- [60] Kunzmann G., Buchner K.: Leitfähigkeitsmessung mit grossem Tempera- turkompensationsbereich und linearer Leitwertskale msr 3/1978. s.130.
- [61] Lange K.: Linearyzacja charakterystyk czujników pomiarowych za pomo- cą przetworników A-C.Mat. V Krajowej Konf. Metrologii, Poznań 1972.
- [62] Lange K.: Niektóre problemy linearyzacji charakterystyk przetworni- ków pomiarowych ze szczególnym uwzględnieniem pirometru fotoelek- trycznego. Mat. X MME, Szczecin 1975.
- [63] Lange K.: Zagadnienie linearyzacji charakterystyk przetworników po- miarowych za pomocą wybranych funkcji ortogonalnych. Praca doktorska. Pol. Poznańska, Poznań 1977.
- [64] Lenk A., Levischina E.S.: Einfluss mechanischer Kompensationsverfa- hren auf die Fehlerkenngrössen elektromechanischer Messwertaufnehmer. msr. 10/1977.
- [65] Leopold H., Jorde Ch.: Linearisierung von Sensorfunktionen bei Ana- log/Digital Umsetzung. Elektronik 4/1967 s. 45.
- [66] Löffler E.: Ein digitales Verfahren zur Linearisierung der Über- tragungskennlinie frequenzanaloger Messwertaufnehmer. msr 1/1974, s. 24.

- [67] Loos H.R.: Nichtlineare Brückenschaltung für induktive Messwertaufnehmer. Messen + prüfen 1/1976 s. 151.
- [68] Lovborg L.: A linear temperature - to - frequency converter. J. Sci. Instrum. 1965 s. 611.
- [69] Łuckoś H.: Cyfrowa linearyzacja termometru oporowego PF-100. V Krajowa Konf. Metrologii, Poznań 1972.
- [70] Mackenzie D.M., Kehert W.E.: Review of Temperature Measurement Techniques. Instrumentation Technology 9, 11/1976.
- [71] Malikow G.F.: Linearyzacja charakterystyki wiesowych ustrojstw. Izv. Tiejch. 10/1974 s. 29.
- [72] Massey J.: Elektronik Linearization of temperature using a dual Elementsensing Technique. Rev. Sci. Instrum. 8/1972.
- [73] Mayer G., Simonfal L., Pótzty P.: High accuracy digital linearization of frequency signals of transducers. The Radio and Electronic Engineer 3/1970 s. 145.
- [74] Mennenga H., Pfeifer G.: Theorie und Anwendung frequenzanaloger Messwertaufnehmer und ihre elektrische Peripherie. Diss. A. Technisches Universität Dresden 1972.
- [75] Mesch E.: The contribution of systems theory and control engineering to measurement science. Acta IMEKO 1976. Practical Measurement. Budapest 1977 vol 1 s. 73.
- [76] Monday M.: Moderne Techniken für Temperaturmessungen mit Thermoelementen und digitaler Messwertanzeige. Messen + prüfen /automatik. 12/1977 s. 809.
- [77] Mojseenko E.T., Hondosenko G.S.: Korrekcja pogresznosti differencialnych schem s preobrazowatelami nieelektriczeskich wieliczin w e.d.s. Izv. Tiejch. 2/1972 s. 48.
- [78] Molnár K.: Kontinuierliche Fehlerkorrektion von Messumformern mit Frequenzgangssignal durch eine elektronische Methode. Acta IMEKO V. Versailles, B-111 1970.
- [79] N.N.: Wind-tunnel linearization is a breeze when a microprocessor comes along to help. Electronics vol. 51 nr 4. February 16, 1978.
- [80] Nawrocki W.: O możliwościach wymiennalności czujników w termometrach termistorowych. Mat. IX MNM, Gliwice 74.
- [81] Nawrocki W.: Analogowa linearyzacja rezystorów termometrycznych. Mat. Konf. naukowo-techn. KFPAP, Kraków 1974.
- [82] Neubert H.K.P.: Instrument Transducers. Calderon Press, Oxford 1975.
- [83] Nowickij P.W., Knorring W.G., Gutnikow W.S.: Cifrowyje pribory s czastotnymi daczikami. Energija. Leningrad 1970.
- [84] Oesinghaus W.: Messgeräte mit unterdrücktem Anfangsbereich. ATM 12/1942 1, 2/1943 J 015-6-7-8.
- [85] Ohte A., Yamagata M.: A precision Silicon Transistor Thermometer. IEEE Trans. on Instr. a Meas. 4/1977 s. 335.
- [86] Ostrowskij L.A.: Osnovy obszcziej teorii elektroizmeritelnych priborow. Energija. Moskwa-Leningrad 1965.
- [87] Płoskin Ju S., Chrozolitow A.A.: Funkcjonalnyje preobrazowатели dla korekccji nelinejnosti czastotnych daczikow. PSU 5/1971 s. 27.
- [88] Puler Ju M., Kolesow Ju A., Asinowskij E.N.: Indukcionnyje elektromechaniceskije funkcjonalnyje pereobrazowатели. Energija. Moskwa 1969.
- [89] Raatsch P.P.: Linearität von Temperatur Messumformern mit Platinwiederstandsthermometer msr. 11/1975 s. 256.
- [90] Ratajczyk E., Jędrzejowski A.: Zastosowanie wielomianów Czebyszewa w minimalizacji błędów wskazań przyrządów pomiarowych. Mechanik 11/1974 s. 630.

- [91] Ratajczyk E., Jędrzejewski A., Gościński J.: Methods of indicating minimalization of errors in dial gauges. Acta IMEKO 1976 Practical Measurement., t1 s. 163. Budapest 1977.
- [92] Rathlev J.: Linearisierungsschaltung für Platinthermometer. Elektronik 8/1977 s. 64.
- [93] Rawłuszko J.: Minimalizacja błędów nieliniowości czujników oporowych PAK 9/1977 s. 333.
- [94] Rawłuszko J.: Linearyzacja charakterystyk czujników strunowych Mat. Sympozjum "Metrologia wielkości mechanicznych i kontrola jakości produkcji". Warszawa 1978.
- [95] Redlich H.J.: Betrachtungen zum Linearitätsfehler von Messgeräten. Elektronik 2/1972.
- [96] Richter W.: Frequenzanaloge Messeinrichtungen in der Prozessmesstechnik. Diss. B. Technisches Universität. Dresden 1973.
- [97] Rommel K.: Gleichspannungsverstärker mit einstellbarer nichtlinearer Verstärkung. ATM 6/1972 s. 119 Z-634.
- [98] Rösler U.: Vergleich ausgewählter Iterationsverfahren zur Approximation von diskret gegebenen Funktionen. msr 9/1977 s. 482.
- [99] Rudziński R., Stańczak T.: Metody kompensacji strukturalnej nieliniowości przetworników pomiarowych. Mat. Sympozjum "Metrologia wielkości mechanicznych i kontrola jakości produkcji". Warszawa 1978.
- [100] Rütering H., Bonfig K.W.: Analoge Nachbildung von nichtlinearen Funktionen einer unabhängigen Veränderlichen durch Potentiometer ATM 5.6. /1969 J 082-14-15.
- [101] Rymaszewski R.: Metoda przeliczania rezystancji termistorów na ich temperaturę według algorytmu komparacji pomiarowej. Prace IME Wrocław Seria Konferencje nr 5, Wrocław 1977.
- [102] Rymaszewski R.: Zagadnienie linearyzacji pomiarów pośrednich w komputerowych systemach pomiarowych. Komunikat IME NR 226 Politechnika Wrocławska, Wrocław 1978.
- [103] Seibicke E., Steblezow W.: Erzeugung periodischer Funktionen mit beliebigen zeitlichen Verlauf. msr. 9/1977 s. 521.
- [104] Seidl A., Bahr W.: Temperaturmessgerät mit digitale arbeitender Linearisierung. Elektronik 1/1978 s. 71.
- [105] Sheingold D.H. red: Sprawocznik po nielinielnym scheminam. IZD.Mir., Moskwa 1977.
- [106] Stanković D.K., Elazar J.: Thermistor Multivibrator Bridge with the variable point position. IEEE Trans. on Instr. a Measurement 4/1977 s. 358.
- [107] Szapawałow W.M., Markow P.J.: Funkcionalnyje optoelektronnoje ACP pierlemieszczeniya na wołokonnoj optikie. PSU 12/1977 s. 22.
- [108] Szatałow A.S., Grinberg L., Szatałow Ju. A.: Funkcionalnyje formirowatieli elektriczeskich signałow. Energija 1974.
- [109] Szepan R.: Lineare Temperaturmessung mit dem Platin Widerstandthermometer. Elektronik 5/1976.
- [110] Tołkowskij W.R.: Wycislenije znaczenij kwadratnych funkcji w cifrowych analogach. Awtometrija 6/1977 s. 44.
- [111] Tołstych: Nielinielnij preobrazowatiel analog-cifra na osnowie spektralnego rozłożeniya funkcjami Walscha. Izv. Tiejch 1973/4.
- [112] Tränkler H.R.: Messwerterfassung auf der Basis frequenzanaloger Signaldarstellung. ATM 7/1975 s. 133.
- [113] Tränkler H.R.: A basic sensor component for the acquisition of mechanical parameters by means of frequency signals and some typical applications. Practical Measurements. Acta IMEKO 1976. Budapest 1977 vol 2 s. 519.

- [114] Tränkler H.R.: Die Technik des digitalen Messens. R. Oldenbourg Verlag München - Wien 1976.
- [115] Tränkler H.R.: Strukturelle Möglichkeiten zur Qualitätserhöhung von Messeinrichtungen. VDE Kongress 1976. VDE Fachberichte 29.
- [116] Trofimienkoff P.N., Smallwood R.S., D'SA A.P.: Use of Digital to Analog Converters in Circuit Design. IEEE Trans on Instr a Meas 4/1977.
- [117] Tsao S.: Square-root counter calculates digitally. Electronics. vol. 50 Nr 21 October 13. 1977 s. 94.
- [118] Udałow N.P.: Połuprowodnikowyje datcziki. Energija. Moskwa - Leningrad 1965.
- [119] Wad G.: The Hyperbolic Response of Capacitive Transducers and linearizing by means of an electronic circuit. DISA Information nr 5/1967 s. 1.
- [120] Waraksicz, Griniec W.: Parametriczeskaja kompensacija nieliniejnosti izieritielnych preobrazowatielej. Izv. Tiejch. 11/1973 s. 51.
- [121] Weiner M.: Linearize analog signals continuously with high accuracy. Electronic Design 24/1972 Nov. 23 s. 156.
- [122] Wołkow W.M. red.: Funkcjonalnyje usilitieli s bolszim dynamiczeskim diapozanom. Sowjetskije Radio, Moskwa 1976.
- [123] Woolvet G.S.: Transducers in digital systems. P. Peregrinus, London 1977.
- [124] Wydźga S.: Uzależnienie podziału krzywej na odcinki od promienia krzywizny. Prace PIAP 3/5/1968 s. 125.
- [125] Wydźga S.: Niektóre zagadnienia analizy i syntezy układów diodowych przetworników funkcyjnych. Prace PIAP 3/5 1968 s. 3.
- [126] Zakrzewski J.: Die Fehler des Messsystems mit Fühlern die r² -lineare Kennlinien aufwiesen. Mat. 21 Int. Wiss. Kolloquium T.1 Ilmenau 1976 vol. 2. s.
- [127] Zakrzewski J.: Einpunktkorrektur von Thermistor Thermometer beim Austausch von Heissleitern. Technisches Messen atm 2,4/1978 s.57, 147, J 222-7.
- [128] Zakrzewski J.: Strukturalna klasyfikacja układów linearyzacji charakterystyk statycznych przetworników pomiarowych. Materiały XIII MNM, Radom 1978.
- [129] Zakrzewski J.: A proper choice of a linearization network for the nonlinear instrument transducers. Mat IMEKO 8 Congress, Moskwa 1979 (w druku).
- [130] Zakrzewski J.: Sposób linearyzacji charakterystyki statycznej układu pomiarowego z modulacją amplitudy. Zgłoszenie patentowe nr P 213551.
- [131] Zakrzewski J.: Układ linearyzacji charakterystyk statycznych elektrycznych tensometrów z czujnikami rezystancyjnymi platynowymi. Zgłoszenia patentowe Nr P 213552.
- [132] Zakrzewski J.: Sposób przystosowania tensometru termistorowego do współpracy z termistorem innym niż użyty do skalowania termometru. Patent UP PRL Nr 99754.
- [133] Zdanowicz C.: Określenie liniowości przetworników pomiarowych. Biuletyn PIAP Nr 4/6/1967.

Skróty: msr - messen steuern regeln, ATM - Archiv für technisches Messen (do r. 1975) PAK - Pomiar Automatyka Kontrola, PSU - Pribory i sistemy urpawlenia, MNM - Międzyuczelniana Narada Metrologów.

METODYKA SYNTEZY UKŁADÓW LINEARYZUJĄCYCH NIELINIOWE CHARAKTERYSTYKI
STATYCZNE PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH

S t r e s z c z e n i e

Praca dotyczy linearyzacji charakterystyk statycznych elektrycznych przetworników pomiarowych, głównie przeznaczonych do pomiaru wielkości nieelektrycznych. Zasadniczym jej celem jest umożliwienie prawidłowego doboru koncepcji i struktury układowych metod linearyzacji. Cel ten został osiągnięty poprzez wprowadzenie jednolitego modelu matematycznego nieliniowości statycznej przetworników, w postaci nieliniowości unormowanej i wykazanie, że model ten jest przydatny przy projektowaniu układów linearyzacyjnych, a zwłaszcza przy ocenie ograniczeń stosowalności poszczególnych metod. Procedurę doboru koncepcji układu linearyzacyjnego opartą na wprowadzonym ujednoczonym modelu przedstawiono w postaci algorytmów postępowania, uwzględniających wykryte ograniczenia oraz wymagania metrologiczne i ekonomiczne.

Między innymi zbadano szczegółowo zakres stosowalności układów linearyzacyjnych nie zawierających elementów elektrycznie nieliniowych oraz układów różnicowych. Badanie właściwości linearyzacyjnych układów różnicowych wykazało istnienie dwu typów tych układów o odmiennych właściwościach. Wykazano, iż w przemiennoprądowych układach pomiarowych z modulacją amplitudy można niekiedy osiągnąć efekty linearyzacyjne poprzez odpowiedni dobór fazy przełączania prostownika fazoczułego. Posługując się wprowadzonym pojęciem nieliniowości unormowanej przedstawiono zmianę rozkładu błędów addytywnych i multiplikatywnych zachodzącą w układzie linearyzatora, co doprowadziło do sformułowania wniosków dotyczących sposobów korekcji błędów systematycznych w układach zawierających przetworniki o nieliniowych charakterystykach statycznych. Wykazano, iż przy linearyzacji charakterystyk przetworników o dużych nieliniowościach wzrost wrażliwości układów linearyzacyjnych na błędy dodatkowe może w poważnym stopniu ograniczyć dokładność toru pomiarowego.

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СИСТЕМ, ЛИНЕАРИЗИРУЮЩИХ НЕЛИНЕЙНЫЕ
СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Р е з ю м е

Работа посвящена линеаризации статических характеристик электрических измерительных преобразователей, предназначенных прежде всего для измерения неэлектрических величин. Главной целью этой работы является создание возможности правильного подбора концепции и структуры схемных методов линеаризации. Эта цель была достигнута благодаря введению единой математической модели статической нелинейности преобразователей в виде упорядоченной нелинейности и доказательству, что эта модель пригодна для проектирования линеаризирующих схем, а особенно для оценки ограничения применимости отдельных методов. Процедура подбора концепции линеаризирующей схем, основанная на введенной унифицированной модели, представлена в виде алгоритмов, учитывающих обнаруженные ограничения и экономические и метрологические требования.

Между прочим очень тщательно была исследована область применимости линеаризационных схем, не содержащих электрически нелинейных элементов, а также дифференциальных схем. Исследования линеаризационных свойств дифференциальных схем обнаружили существование двух типов этих систем с разными свойствами. Показано, что в измерительных системах переменного тока с модуляцией амплитуды иногда можно получить линеаризационные эффекты путем подбора фазы переключения фазочувствительного выпрямителя.

Пользуясь введенным понятием упорядоченной нелинейности представлено изменение распределения аддитивных и мультипликативных погрешностей, выступающих в схеме линеаризатора, что привело к сформулированию выводов, касающихся способов коррекции систематических погрешностей в системах, содержащих преобразователи с нелинейными статическими характеристиками.

Показано, что при линеаризации характеристик преобразователей с большими нелинейностями увеличение чувствительности линеаризационных систем к дополнительным погрешностям в значительной степени может ограничить точность пути измерения.

THE DESIGN OF LINEARIZING NETWORKS
FOR NONLINEAR INSTRUMENT TRANSDUCERS

S u m m a r y

The paper gives a uniform approach to the linearization problem of electrical instrument transducer characteristics. The aim of the paper is to enable a proper choice of a linearization network for a given transducer, based on an introduced notation of rated nonlinearity. Rated nonlinearity determines a unified mathematical model of a nonlinear transducer characteristics, and is very useful for appreciating both the limitations of the selected linearization method as well as efficiency of linearization procedure. The system of the linearizer conception is presented in the form of algorithms taking into account both of the above mentioned limitations as well as metrological and economic requirements. Linearization networks including no electrically nonlinear elements and linearizing properties of differential structures have been particularly considered. It is stated, that there exist two kinds of differential networks with various linearization properties. A new method of linearization depending on the proper choice of a demodulator phase shift in a a.m. measuring chain is described.

The introduced mathematical model is also used to determine both the additive and multiplicative errors distribution over the range of measured values. It is shown that especially if transducers are considered with great nonlinearities, the errors may exceed unusually great values. It influences to a great degree the obtainable accuracy of measurement chains with such transducers. The calculation of systematic errors distribution enables proper design of zero and sensitivity controllers of an instrument.



P. 3347/79/65

Cena zł 21,-

**WYDAWNICTWA NAUKOWE I DYDAKTYCZNE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ MOŻE
NA NABYC W NASTĘPUJĄCYCH PLACÓWKACH:**

- 44-100 Gliwice -- Księgarnia nr 096, ul. Konstytucji 14 b
- 44-100 Gliwice — Spółdzielnia Studencka, ul. Wrocławska 4 a
- 40-950 Katowice — Księgarnia nr 015, ul. Żwirki i Wigury 33
- 40-096 Katowice — Księgarnia nr 005, ul. 3 Maja 12
- 41-900 Bytom — Księgarnia nr 048, Pl. Kościuszki 10
- 41-500 Chorzów -- Księgarnia nr 063, ul. Wolności 22
- 41-300 Dąbrowa Górnicza — Księgarnia nr 081, ul. ZBoWiD 2
- 47-400 Racibórz — Księgarnia nr 148, ul. Odrzańska 1
- 44-200 Rybnik — Księgarnia nr 162, Rynek 1
- 41-200 Sosnowiec — Księgarnia nr 181, ul. Zwycięstwa 7
- 41-800 Zabrze — Księgarnia nr 230, ul. Wolności 288
- 00-901 Warszawa — Ośrodek Rozpowszechniania Wydawnictw Naukowych PAN —
Plac Kultury i Nauki

Wszystkie wydawnictwa naukowe i dydaktyczne zamawiać można poprzez Składnicę Księgarską w Warszawie, ul. Mazowiecka 9.