

Na prawach rękopisu

INSTYTUT TELEKOMUNIKACJI I AKUSTYKI
POLITECHNIKI WROCŁAWSKIEJ

I28/P-001/82

Synteza iteracyjna nieliniowych,
bezinercyjnych układów
elektronicznych

Marek Kukawczyński

Słowa kluczowe:
układ elektroniczny
optymalizacja
algorytm

Wrocław 1982

mgr inż. Marek Kukawczyński

Instytut Telekomunikacji i Akustyki

Politechniki Wrocławskiej

Wrocław, ul. Wybrzeże Wyspiańskiego 27

Rozprawa doktorska

Promotor

Prof. dr hab. inż. Mieczysław Grobelny

M. Kukawczyński

S P I S T R E Ś C I

str.

1. WYKAZ SYMBOLI I OZNACZEŃ	1
2. WSTĘP	6
3. ANALIZA TEMATU PRACY	7
3.1 Przedmiot rozprawy	7
3.2 Analiza literatury	11
3.3 Cel i tezy rozprawy	15
3.4 Przegląd treści rozprawy	17
4. MATEMATYCZNE SFORMUŁOWANIE PROBLEMU OPTYMALIZACJI.	18
4.1 Klasa optymalizowanych układów oraz rodzaje optymalizowanych charakterystyk	18
4.2 Określenie funkcji kryterialnej F	20
5. METODA DOKŁADNEJ FUNKCJI KARY	29
5.1 Wstęp	29
5.2 Funkcja celu FC i jej własności	33
5.3 Funkcja ograniczająca CX	44
6. TRANSFORMACJA PRZESTRZENI PARAMETRÓW OPTYMALIZOWANYCH	50
7. WYBÓR PUNKTU STARTOWEGO	53
8. METODA OPTYMALIZACJI BEZ OGRANICZEŃ	60
9. MINIMALIZACJA KIERUNKOWA FUNKCJI CELU	69
10. ANALIZA NIELINIOWYCH, BEZINERCYJNYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH	77
10.1 Wybór metody analizy	77
10.2 Rodzaje i modele elementów układu elektronicznego	78
11. OBLICZENIE POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH FUNKCJI CELU	86
11.1 Obliczenie pochodnych cząstkowych pierwszego i drugiego rzędu dowolnego napięcia wyjściowego	86
11.2 Obliczenie gradientu funkcji celu	94
11.3 Obliczenie drugich pochodnych mieszanych funkcji celu	96
11.4 Obliczenie pochodnych cząstkowych funkcji ograniczającej CX	99
12. PRZYKŁADY OBLICZENIOWE	105
12.1 Szeregowy stabilizator napięcia	105
12.2 Układ o strukturze bramki NAND	119

12.3	Prosty wzmacniacz prądu stałego	125
12.4	Dwójnik o ujemnej rezystancji	131
12.5	Podsumowanie rozdziału 12	138
13.	WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE	139
14.	BIBLIOGRAFIA	143
15.	DODATKI	164

1. WYKAZ SYMBOLI I OZNACZEŃ

A	parametr funkcji ograniczającej CX
AC	dziedzina prądu zmiennego
a, b	parametry przekształcenia T
$EP(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość mocy wydzielanej w k-tym tranzystorze
$BUCE(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość napięcia kolektor-emiter k-go tranzystora
$EICE(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość prądu kolektora k-go tranzystora
$BUEB(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość napięcia baza-emiter k-go tranzystora
$BUD(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość napięcie na złączu k-ej diody
$BID(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość prądu k-ej diody
$BIZ(k)$	względne naruszenie ograniczeń na wartość prądu k-ej diody Zener'a
CD	sumaryczny błąd aproksymacji charakterystyk
CD_i	błąd aproksymacji i-ej charakterystyki
$CX, CX(g)$	funkcja ograniczająca wektora parametrów optymalizowanych g
$\nabla CX, \nabla CX(g)$	gradient funkcji CX
DC	dziedzina prądu stałego
D	obszar dopuszczalny w metodzie dokładnej funkcji kary
$D(g, i, j)$	błąd aproksymacji i-tej charakterystyki w jej j-tym punkcie
d	kierunek poszukiwań
$d_{g_{ij}}$	element macierzy $\delta G / \delta g_{1x}$
E	wektor kolumnowy wydajności źródeł niezależnych
e	ładunek elementarny
$F, F(g)$	funkcja kryterialna
$FC, FC(g)$	funkcja celu w algorytmie dokładnej funkcji kary
$FC^k, FC(g)^k$	funkcja celu FC w k-tej iteracji procedury optymalizacyjnej
$\nabla FC, \nabla FC(g)$	gradient funkcji FC
$FC_k(g)$	funkcja celu w metodzie dokładnej funkcji kary dla $\mathcal{E} = \mathcal{E}_k$
$FCO(g)$	pierwiastek stopnia p z funkcji FC

$FCN(g)$	funkcja celu w metodzie Newton'a
$\nabla FCN(g)$	gradient funkcji FCN g
$f(d)$	funkcja celu FC w kierunku wektora d
$f_c(c)$	pochozna: $df(c)/dc$
g	wektor parametrów optymalizowanych
g_0	wektor startowy parametrów optymalizowanych
g_0'	wektor startowy parametrów optymalizowanych, zadany przez projektanta
$g(k)$	wektor parametrów optymalizowanych otrzymany po k iteracjach pewnej procedury optymalizacyjnej
g_i	i-ta optymalizowana konduktancja/wartość; składowa wektora g
g^*	ekstremum funkcji celu, funkcji kryterialnej, punkt optymalny
g_k^*	ekstremum funkcji FC dla $\epsilon = \epsilon_k$
$g_i \min, g_i \max$	maksymalna i minimalna wartość i-ej konduktancji
$g_i \max, g_i \min$	nowe wartości graniczne i-tej konduktancji
G	obszar graniczny w metodzie dokładnej funkcji kary
GD	konduktancja dynamiczna
GD_z	konduktancja dynamiczna diody Zener'a
GD_U	konduktancja dynamiczna złącza p-n przy napięciu U
GD_i	konduktancja dynamiczna i -tej diody
GD_{eb}	konduktancja dynamiczna złącza baza-emiter
GD_{cb}	konduktancja dynamiczna złącza kolektor-baza
G	macierz konduktancyjna zlinearyzowanego układu N
G^A	macierz układu dołączonego N_A
G^t	transpozycja macierzy G
G^{-1}	macierz odwrotna do macierzy G
g_{ij}	element macierzy G^{-1}
h	parametr metody dokładnej funkcji kary
$h_i(g)$	i-ta funkcja ograniczana
$h_i \max, h_i \min$	parametry ograniczające funkcję $h_i(g)$
HLO	macierz drugich pochodnych cząstkowych
I	prąd w układzie nieliniowym N
I	wektor wyroszeń prądowych w układzie dołączonym N_A
I_C	prąd kolektora
I_F	prąd diody
I_Z	prąd diody Zener'a
IS	prąd nasycenia złącza p-n

I_{ES}, I_{CS}	prądy nasycenia w modelu Ebers'a-Mole'a
I_{CO}, I_{EO}	prądy zerowe tranzystora
I_{NU}	wydajność źródła prądowego w linearyzowanym modelu złącza p-n
I_{WE}	wydajność źródła prądowego wymuszającego przebieg charakterystyki
ITO	licznik iteracji procedury optymalizacyjnej
ITMAX	maksymalna liczba iteracji procedury optymalizacyjnej
ITR	ilość tranzystorów w układzie
k	wskaznik
K	przestrzeń parametrów optymalizowanych
L	obszar rozwiązań dopuszczalnych
LO	liczba ograniczeń
LP_i	ilość punktów i-tej charakterystyki
LXM	ilość optymalizowanych konduktancji, wymiar przestrzeni
	K
LD	liczba diod
LDZ	liczba diod Zener'a
LK	liczba konduktancji
M	parametr metody dokładnej funkcji kary
N	obszar niedopuszczalny w metodzie dokładnej funkcji kary
N	układ nieliniowy
N_A	układ dołączony do układu N
n	liczba węzłów układu N/lub N_A
NOPT	liczba optymalizowanych charakterystyk
$O_i(g)$	i-te ograniczenie
p	wykładnik potęgi
P	składnik funkcji FC
P_r	moc wydzielająca się w rezystorach
$P_C \max$	maksymalna moc tracona w tranzystorze
$P_r \max$	maksymalna moc tracona w rezystorze
$P_C^{(k)}$	moc wydzielająca się w tranzystorze
$r^{(k)}$	wektor współczynników w metodzie funkcji kary
r_i	i-ta optymalizowana rezystancja
$r_i \min, r_i \max$	wartości graniczne r_i
R,S	parametry metody Newton'a
$R, R(i, \varphi)$	przetransformowana i-ta charakterystyka zadana
$R, R(g, i, \varphi)$	przetransformowana i-ta charakterystyka realizowana

R, R_L	rezystancja układu, będąca zmienną niezależną charakterystyki
$R(\gamma)$	wielomian zmiennej γ
r_z	rezystancja dynamiczna złącza diody Zenera
s, r	parametry metody minimalizacji kierunkowej
S, R	parametry metody Newton'a
T	przekształcenie charakterystyk
$TP(K)$	transformacja przestrzeni parametrów optymalizowanych
U	napięcie w układzie nieliniowym
U_{WE}, U_{WY}	wejściowe i wyjściowe napięcie na węzłach układu N
U_d	napięcie na złączu diody
U_z	napięcie stabilizowane diody Zener'a
U_{CE}	napięci kolektor-emiter tranzystora
U_{EE}	napięcie baza-emiter tranzystora
U_{AK}	napięcie anoda-katoda złącza p-n
U_{IJ}	napięcie pomiędzy węzłami I i J
U_{max}, U_{min}	maksymalna i minimalna wartość napięcia U
U_{gr}	graniczna wartość napięcia U
U_k	napięcie na k -tym rezystorze w układzie N
\bar{U}_k	napięcie na k -tym rezystorze w układzie N_A
w	kierunek poszukiwań
$WAG, WAG1, WAG2$	współczynniki wagowe
WF_i	współczynnik wagowi i -tej charakterystyki
W_{ij}	współczynnik wagowy j -go punktu i -tej charakterystyki
WZF_{ik}	współczynnik wagowy k -go odcinka i -ej charakterystyki
V	wektor potencjałów węzłowych w układzie N
\bar{V}	wektor potencjałów węzłowych w układzie N_A
V_i	potencjał i -go węzła w układzie N
\bar{V}_i	potencjał i -go węzła w układzie N_A
$V_i(k)$	potencjał i -go węzła w k -tej iteracji metody analizy
$V_i^*, V^*(i, \xi)$	i -ta zadana charakterystyka
$V, V(g, i, \xi)$	i -ta realizowana charakterystyka
$V^*(i, \xi_j)$	j -ty punkt V^*
$V(g, i, \xi_j)$	j -ty punkt V
x	przetransformowany wektor parametrów optymalizowanych
X	przetransformowana przestrzeń parametrów optymalizowanych
x_i	i -ta składowa wektora x
\mathcal{L}	zmienna niezależna w algorytmie minimalizacji kierunkowej

$\alpha^{(k)}$	k-ty punkt w procedurze minimalizacji kierunkowej.
$\alpha^{*(k)}$	minimum kierunkowe funkcji FC/minimum funkcji $f(\alpha)$.
α_{int}	interpolowane zero pochodnej kierunkowej $df(\alpha)/d\alpha$.
γ	zmienna w metodzie dokładnej funkcji kary
γ	$=e/kTm$; e-ładunek elementarny, k-stała Boltzman'a,
γ_{cb}, γ_{eb}	T temperatura w K, m-emisyjność złącza p-n
ϵ_k	współczynnik γ dla złącz kolektor-baza i baza-emiter
ϵ	element ciągu $\{\epsilon_k\}$
$\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3, \epsilon_4, \epsilon_5$	stała metody dokładnej funkcji kary
	błędy procedur iteracyjnych, parametry kryteriów
	w procedurach iteracyjnych
$\varphi_i(h_i)$	funkcja kary dla i-go ograniczenia
$\varphi^{(k)}_i$	wektor kolumnowy o współrzędnych φ_i w k-tej ite-
	racji
ρ	zmienna niezależna charakterystyki
ρ_j	j-ty punkt charakterystyki
π	$=3, 14 \dots$
δ	$=-1, 0, +1$
$\ a\ _E$	norma euklidesowa wektora a
(a, b)	punkt na płaszczyźnie
$(a; b)$	przedział otwarty na prostej
$[a; b]$	przedział domknięty na prostej
$\langle a, b \rangle$	iloczyn skalarny wektorów a i b
$[1]$	macierz jednostkowa
$x \in X$	punkt x należy do przestrzeni X
$x \notin X$	punkt x nie należy do X
$\forall x$	dla każdego x...
$\exists x$	istnieje taki punkt x...
\Leftrightarrow	wtedy i tylko wtedy..
$A \cup B$	suma zbiorów/obszarów/A i B
$A \cap B$	iloczyn zbiorów/obszarów/ A i B
\sum^m	suma 'm' składników
$ a $	wartość bezwzględna zmiennej/parametru/ a

2. WSTĘP

Zespół Badawczy Metodologii i Automatyzacji Projektowania w Elektronice, działający w Instytucie Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, od wielu lat pracuje nad uruchamianiem serii programów kompleksowej analizy i projektowania układów elektronicznych.

Opracowane już programy tworzą bibliotekę programów analizy i projektowania układów elektronicznych. Są one przeznaczone dla studentów, jako pomoc w zajęciach dydaktyczno-projektowych, oraz dla pracowników naukowo-badawczych. W [172] zamieszczono wykaz, instrukcje oraz przedstawiono możliwości obliczeniowe aktualnie wykorzystywanych w Zespole programów.

Na etapie testowania są obecnie algorytmy projektowania topologii monolitycznych układów elektronicznych oraz analizy sprzężeń termicznych w układach scalonych [185].

Opracowano także szereg algorytmów/ i programów / dotyczących identyfikacji układów i elementów elektronicznych [62, 63, 108, 109, 165, 173, 208, 209, 210, 218].

Algorytm przedstawiony w niniejszej pracy jest kolejnym elementem zwiększającym możliwości obliczeniowo-projektowe opracowywanego przez nasz Zespół systemu automatycznego projektowania układów elektronicznych.

Autor niniejszej pracy pragnie tą drogą wyrazić swe podziękowanie opiekunowi, profesorowi dr hab. inż. Mieczysławowi Gobelnemu, za wieloletnią opiekę nad pracą oraz szereg cennych uwag i wskazówek.

Autor pragnie także podziękować innym członkom Zespołu, a w szczególności dr Benedyktowi Rodańskiemu, za wszystkie uwagi i pomoc w uruchamianiu i testowaniu opracowywanego przez autora algorytmu optymalizacji nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych.

3. ANALIZA TEMATU PRACY

3.1 PRZEDMIOT ROZPRAWY

Od momentu wynalezienia w XVIII w. maszyny parowej, do chwili obecnej, technika dokonała olbrzymiego kroku naprzód. Możliwość zmechanizowania wielu czynności, wykonywanych uprzednio ręcznie bądź przy użyciu prymitywnych urządzeń, doprowadziła do gwałtownego wzrostu produkcji przemysłowej. Dzięki mechanizacji człowiek był w stanie praktycznie wykorzystać, znane niejednokrotnie od dawna, sposoby wytwarzania dóbr, które dotychczas ze względu na brak możliwości technologicznych lub małą ich wydajność, były odrzucane. Rozwój nauki, a wraz z nim rozwój coraz bardziej wymyślnych i skomplikowanych technologii, stwarzał konieczność opracowywania bardziej wysublimowanych metod badawczych, które umożliwiałyby kontrolę przeprowadzanych procesów. Niestety, możliwości człowieka, wyposażonego choćby w najdoskonalszą aparaturę mechaniczną, są ograniczone możliwościami tejże aparatury. Istniała zatem pewna bariera rozwoju nauki i techniki, wynikająca z niedoskonałości metod kontrolno-pomiarowych. Bariera ta została przełamana dopiero w dobie rozwoju elektroniki. Wynalezienie najprostszego urządzenia elektronicznego jakim była lampa dwuelektrodowa, a następnie trójelektrodowa, było początkiem nowej ery w nauce i technice.

Jednak prawdziwie burzliwy rozwój naukowo-techniczny daje się dopiero zauważyć od chwili wykorzystania zjawisk zachodzących w półprzewodnikach. Urządzenia elektroniczne stają się głównym narzędziem badań naukowców. Przejmują one kontrolę nad większością procesów technologicznych.

Wymogi współczesnych technologii oraz metod poznania naukowego stawiają wysokie wymagania w stosunku do precyzji i niezawodności sprzętu elektronicznego. Stopień jego komplikacji staje się tak duży, że człowiek, bez pomocy maszyny cyfrowej, nie jest często w stanie przeprowadzić analizy ich działania.

Projektowanie złożonych urządzeń elektronicznych odbywa się zatem przy pomocy komputerów. Ten etap projektowania danego urządzenia, który dotyczy syntezy jego części elektrycznej, nazywamy projektem układu elektronicznego danego urządzenia.

Niniejsza praca ma być pewnym wkładem do metod komputerowego projektowania układów elektronicznych.

Ogólnie, automatyczny projekt układu elektronicznego można poprowadzić trzema różnymi drogami:

1. Poprzez generację jego struktury, opracowanie technologii wytworzenia oraz obliczenie wartości parametrów elementów składowych.
2. Poprzez wykorzystanie istniejących struktur i technologii, dokonując doboru wartości parametrów konstrukcyjnych wybranej struktury.
3. Poprzez połączenie kilku gotowych układów w jedną całość.

Punkt pierwszy dotyczy pełnej syntezy układu elektronicznego. Projektant nie bierze w tym procesie udziału. Wszystkie zagadnienia są rozwiązywane przez komputer, dzięki odpowiednim algorytmom zakodowanym w jego pamięci. Mimo że intuicyjnie najprostsze, tak sformułowane zagadnienie jest jednocześnie najtrudniejsze do rozwiązania, choćby ze względu na brak ogólnych metod syntezy układu elektronicznego jedynie na podstawie postawionych wymagań. Istniejące metody dotyczą głównie wąskich klas układów elektronicznych, przy czym nawet w obrębie jednej klasy jest ich wiele/np. w klasie filtrów pasywnych/. Z tych powodów niniejsza praca nie będzie zajmowała się tą drogą projektowania układu elektronicznego, podobnie jak nie będzie się zajmowała wariantem ujętym w punkcie 3.

Synteza układu elektronicznego/punkt 2/, polegająca na doborze wartości parametrów elementów do istniejącej/tzn. założonej przez projektanta/ struktury /wraz z możliwymi, niewielkimi jej modyfikacjami/, nosi miano syntezy iteracyjnej, względnie syntezy poprzez wielokrotną analizę. Jej istotą jest przeprowadzenie wielokrotnej analizy układu elektronicznego, przy czym po każdym procesie analizy sprawdza się, czy dany układ spełnia kryterium projektowe, będące z reguły kompromisowym ujęciem wszystkich postawionych warunków projektowych. Spełnienie tego kryterium powoduje zakończenie syntezy. Jego niespełnienie pociąga za sobą konieczność modyfikacji układu i powtórnej analizy.

Modyfikacje wartości parametrów elementów /a także modyfikacje struktury topologicznej/ mogą być dokonywane w dwojaki sposób: z udziałem projektanta lub bez jego udziału. W pierwszym przypadku wymagane jest duże doświadczenie konstruktora oraz czas potrzebny na przeanalizowanie wyników i podjęcie decyzji. W drugim przypadku czynności te przejmuje na siebie maszyna cyfrowa.

Podejmowanie decyzji przez komputer następuje w drodze testowania pewnych kryteriów, sformułowanych częściowo przez konstruktora, a głównie przez autora wykorzystywanego algorytmu projektowania. Obydwa sposoby podejmowania decyzji mają swoje wady i zalety.

konstruktor, wykorzystując swe doświadczenie, niejednokrotnie szybciej podejmie właściwą decyzję. Kryterium zawarte w algorytmie musi być, z natury rzeczy, bardziej ogólne, a zatem mniej elastyczne, co może doprowadzić do zaprojektowania układu o gorszych właściwościach, aniżeli możliwych, w danych warunkach, do uzyskania.

Czynnikiem przemawiającym za automatycznym procesem podejmowania decyzji jest jego względna uniwersalność, szybkość wykonania oraz brak przypadkowości tego działania. Istnienie metody w procesie podejmowania decyzji jest tym czynnikiem, dzięki któremu nierzadko jedynie można znaleźć rozwiązanie zadania projektowego.

Obecnie istniejące metody automatycznego projektowania układów elektronicznych wykorzystują rozbudowany aparat matematyczny.

Projekt układu elektronicznego nie jest działaniem jednoetapowym. Ogólnie można go podzielić na:

1. Projekt układu w dziedzinie prądu stałego/DC/.
2. Projekt układu w dziedzinie DC i częstotliwości/AC/.
3. Projekt układu w dziedzinie DC i czasu/TR/.
4. Projekt układu w dziedzinach DC, AC i TR jednocześnie.

Niniejsza praca ma stanowić przyczynek do automatycznego projektowania nieliniowych układów elektronicznych WYŁĄCZNIE w dziedzinie prądu stałego, bez udziału projektanta w procesie decyzyjnym.

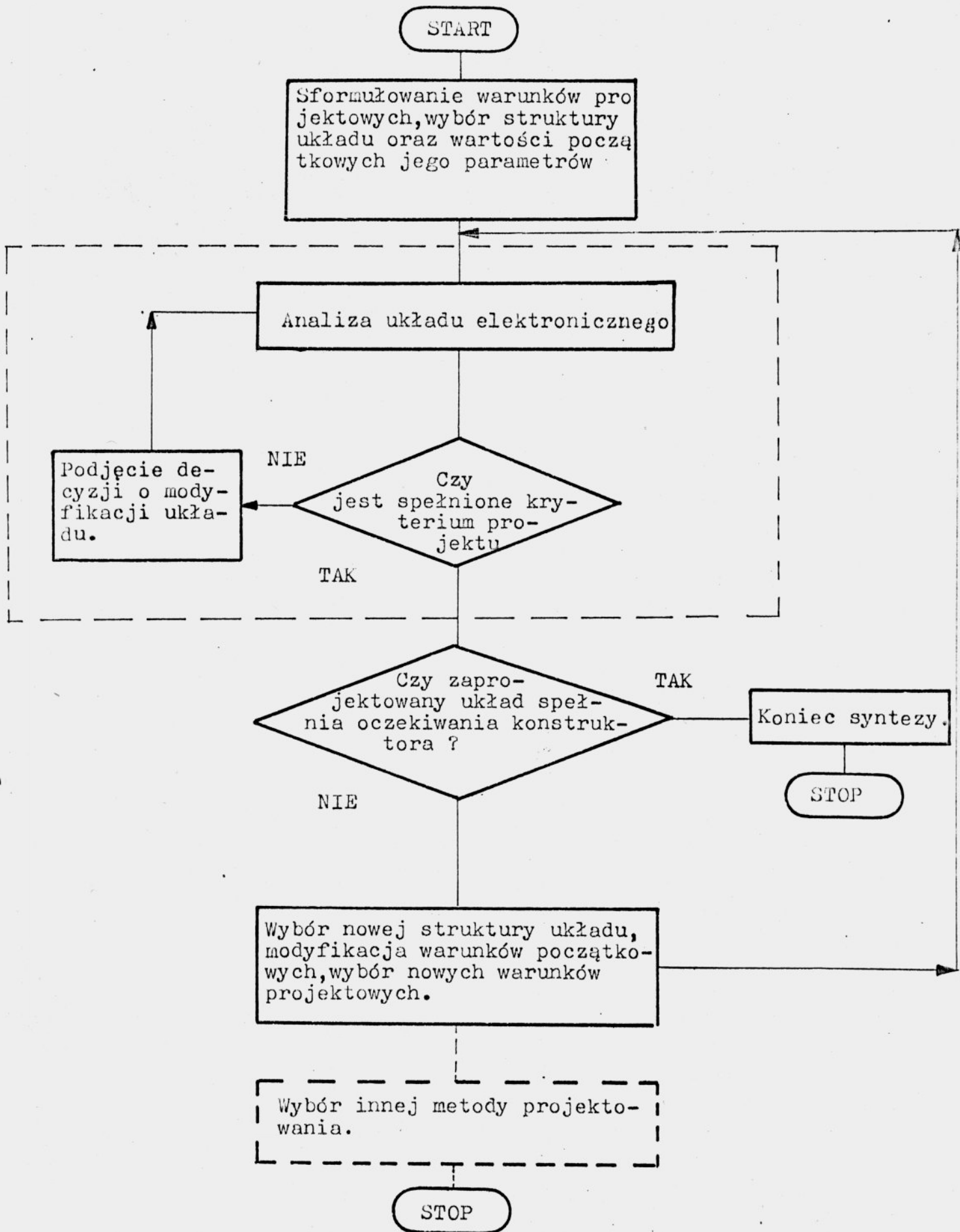
Zadaniem konstruktora jest sformułowanie warunków, które dany układ powinien spełnić oraz, w oparciu o swe doświadczenie, wskazanie struktury, która by mogła te warunki spełnić.

Na rysunku 3.1 przedstawiono ogólną sieć działań, które należy wykonać podczas projektowania układu elektronicznego.

Z rys. 3.1 wynika, że zakończenie procesu iteracyjnego nie jest równoznaczne ze skończeniem projektu układu elektronicznego. Wynika to, jak wspomniano, z pewnej sztywności kryterium projektowego, a także z niedoskonałości metod automatycznego projektowania. Stąd też, zaprojektowany układ musi zostać poddany weryfikacji. Dokonuje jej projektant i on ostatecznie decyduje czy osiągnięte parametry są zadowalające, czy też należy powtórnie rozpocząć syntezę z nowymi warunkami projektowymi, w innej strukturze, itp.

Ze względu na duże trudności automatyzacja tego etapu projektowania nie jest przeprowadzana.

Na rysunku 3.1 zaznaczono ramką tę część procedury iteracyjnej syntezy układu elektronicznego/nieliniowego, bezinercyjnego/, której poświęcona jest niniejsza praca.



Schemat automatycznego projektowania układu elektronicznego
rys. 3.1

3.2 ANALIZA LITERATURY

Metody optymalizacyjne są szeroko stosowane przy projektowaniu układów elektronicznych, np. [58, ..., 115, 226, 227]. Ich zaletą jest możliwość projektowania szerokiej klasy układów oraz, stosunkowo proste, uwzględniania nakładanych ograniczeń. Struktura topologiczna projektowanego urządzenia jest, przy wykorzystaniu algorytmów optymalizacyjnych, praktycznie niezmienna/dopuszcza się jej niewielkie modyfikacje/. Projektowanie koncentruje się głównie na obliczaniu wartości parametrów elementów wchodzących w jego skład, a także na doborze odpowiedniego kryterium optymalizacyjnego [62, ..., 67, 73, ..., 76, 82, 84, 86, 87, 92, 105, ..., 110, 113, 114, 115, 148, 176, 181]. Niezmiennność struktury topologicznej jest istotnym ograniczeniem nałożonym na proces projektowania. Istnieją metody, np. [140, 148], generujące zarówno strukturę projektowanego układu jak i wartości parametrów jego elementów. Umożliwiają one na ogół spełnienie warunków projektowych. Niestety, niejednoznaczność procesu projektowania / wiele struktur układowych ma bardzo podobne własności / zmusza do wstępnego ustalenia klasy do jakiej powinien należeć projektowany układ elektroniczny, przy czym nawet w obrębie jednej klasy istnieje wiele różnych algorytmów syntezy, z których każdy prowadzi do innej jego topologii. Automatyzacja projektowania większej grupy układów wymagałaby zatem wykorzystywania wielu, niezależnych algorytmów. Elastyczność takiej metody byłaby niewielka natomiast jej stopień komplikacji, w porównaniu z metodami optymalizacyjnymi, znaczny.

Pierwsze próby zastosowania optymalizacji w projektowaniu liniowych układów elektronicznych/filtrów/ miały miejsce w 1956r.. Posłużono się wówczas metodą najmniejszych kwadratów [58]. Zastosowanie tej metody wynikało z nieznaności bardziej efektywnych algorytmów optymalizacyjnych. Burzliwy rozwój ich zastosowań w projektowaniu układów elektronicznych rozpoczyna się pod koniec lat sześćdziesiątych, kiedy to w pracy [122] zostaje przedstawiony sposób obliczania wrażliwości funkcji układowych w oparciu o twierdzenie Tellegen'a. Powstaje tzw. metoda układu dołączonego. Do tego czasu pochodne były obliczane metodami przyrostowymi/szczególnie w układach nieliniowych/ [124, 125, 132, 133] oraz analitycznymi / w przypadku układów liniowych / [116, 117, 131]. Metody przyrostowe są mało dokładne oraz czasochłonne.

Prosty algorytm obliczania pochodnych cząstkowych umożliwia wykorzystanie efektywnych metod optymalizacji gradientowej [1,7,9,10,12,15,16,17,18,19,21,22,23,29,30,39,40,45,46], a szczególnie metod kierunków sprzężonych. Najbardziej reprezentatywnymi wśród nich są metoda gradientów sprzężonych Feltcher'a-Reevis'a oraz metoda zmiennej metryki Fletcher'a-Powell'a [19] i [13], a także metody newtonowskie [10,17,25,26], bazujące na dokładnej znajomości hessianu funkcji celu. Opis metody Fletcher'a-Powell'a oraz jej zastosowanie w automatycznym projektowaniu układów elektronicznych można znaleźć w [75,76,78,82,84,98,115]. Metody gradientowe kierunków sprzężonych są obecnie uznawane za jedne z najskuteczniejszych metod optymalizacyjnych.

W liniowych układach elektronicznych wrażliwości funkcji układowych mogą być obliczane bez pomocy tw. Tellegen'a. Efektywny algorytm obliczania pochodnych cząstkowych pierwszego i drugiego rzędu, w oparciu o równania potencjałów węzłowych liniowego układu elektronicznego, przedstawiono w [116,117].

Wiadomo, że na ogół sprawność optymalizacji wzrasta, jeżeli wykorzystuje się drugie pochodne funkcji celu. W pracy [114] przedstawiono po raz pierwszy matematyczne ujęcie zagadnienia wykorzystania drugich pochodnych cząstkowych funkcji układowych do optymalizacji liniowych układów elektronicznych.

Obliczanie drugich pochodnych cząstkowych w nieliniowych układach elektronicznych jest bardziej złożonym zagadnieniem aniżeli obliczanie tychże pochodnych w układach liniowych. Praca [121] przedstawia sposób obliczania pochodnych mieszanych w oparciu o równania hybrydowe układu elektronicznego, natomiast prace [135,136] wykorzystują w tym celu metodę układu dołączonego.

W [128] zagadnienie obliczania wrażliwości w układzie nieliniowym jest obliczane w drodze dekompozycji analizowanego układu.

W początkowym okresie opracowania dotyczące zastosowania metod optymalizacyjnych w projektowaniu układów elektronicznych mają charakter aplikacyjny. Stan ten trwa krótko. Metoda najmniejszych kwadratów zostaje zmodyfikowana [1,47,64,66]. Wyłania się problem właściwego kryterium optymalizacyjnego; kryterium minimaksowe [13], mimo że uznawane w teorii aproksymacji za jedno z najskuteczniejszych, jest trudne w praktycznym wykorzystaniu ze względu na nieróżniczkowalność funkcji celu tworzonej przy jego pomocy. Pomimo trudności powstają jednak prace opierające się na kryterium minimaksowym [32,91,95,101,111], a także prace dotyczące jego przybliżania przez inne kryteria [64,66].

W pierwszym rzędzie metody optymalizacyjne są adaptowane do automatyzacji projektowania liniowych układów elektronicznych [32, 105]. W literaturze polskiej ich przedstawicielem jest praca [62]. Zagadnienia wiążące się z prądem stałym są uwzględniane w niewielkim stopniu i dotyczą przeważnie doboru wartości parametrów układów polaryzacji elementów nieliniowych w celu uzyskania pożądaných punktów ich pracy [65, 67]. Postępujący rozwój techniki mikroelektronicznej stanowi bodziec do rozwoju metod optymalizacyjnych w projektowaniu układów scalonych. Oprócz parametrów 'czysto' elektrycznych, do procedury optymalizacyjnej zostają wprowadzone czynniki technologiczne, związane z procesem wytwarzania układu scalonego [74, 84, 87, 115].

Projekt układu elektronicznego jest nierozłącznie związany z zagadnieniem ograniczeń, nakładanych na dany układ. Istnieje wiele sposobów uwzględniania ograniczeń w algorytmie optymalizacyjnym [2, 9, 10, 11, 15, 16, 17, 20, 21, 22, 25, 28, 30, 39, 40, 41, 45, 48, 51, 52]. W projektowaniu układów elektronicznych szeroko stosuje się metody funkcji kary [10, 17, 15, 16], wprowadzone przez Carroll'a [9]. Metody te dopuszczają niewielkie naruszenie nałożonych ograniczeń/metody zewnętrznej funkcji kary/. Algorytmy bazujące na metodzie funkcji kary wymagają kilkukrotnego przeprowadzania procedury poszukiwania ekstremum funkcji celu przy zmieniających się parametrach tego procesu [15, 16].

Zmniejszanie liczby ekstremalizacji bezwarunkowych w metodach funkcji kary prowadzi do metod tzw. dokładnej funkcji kary [21, 22]. Za ich pierwowzór można uważać metodę Rosenbrock'a [17, 41].

Jest to metoda bezgradientowa.

W pracy [22] omówiono dokładnie jedną z możliwych realizacji algorytmu dokładnej funkcji kary. Posłużono się tu bezwarunkową metodą gradientów sprzężonych przedstawioną w [12] i jej modyfikacją w [23].

Funkcja celu zbudowana przez autorów pracy [22] ma nieciągłe pochodne cząstkowe pierwszego rzędu.

Prace [86, 106, 107, 108, 109] dotyczą wyłącznie optymalizacji układu elektronicznego w dziedzinie prądu stałego. Praca [86] jest poświęcona zagadnieniu obliczania obwodów polaryzacji elementów nieliniowych w układach cyfrowych, prace [106, ..., 109] mają charakter identyfikacyjny, w stosunku do parametrów opisujących modele elementów nieliniowych.

Opracowania [65, 67, 70, 73, 75, 76, 80, 81, 83, 102, 105, 220] mają charakter przeglądowy, stanowią podsumowanie obecnego stanu zastosowań metod optymalizacyjnych w automatyzacji projektowania układów elektronicznych.

Wykorzystanie metod optymalizacyjnych w projektowaniu

nieliniowych układów elektronicznych wymaga posługiwania się efektywnymi algorytmami analizy. Obraz stanu obecnego w zakresie analizy nieliniowych/ i liniowych/ układów elektronicznych jest zawarty w pracach [128, ..., 226].

Analiza literatury stwarza przesłanki do stwierdzenia, że nie opracowano dotychczas metody, która umożliwiłaby obliczenie wartości parametrów elementów nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego/NBUE/ tak, by projektowany układ realizował jednocześnie kilka wybranych charakterystyk. Praca [62] dotyczy analogicznego zagadnienia w projektowaniu układów liniowych.

Istnieją układy elektroniczne /np. dwójniki o ujemnej rezystancji, wzmacniacze wolnozmiennych sygnałów/, których najważniejszym parametrem jest kształt charakterystyki $P_{WY} = f(P_{WE})$, gdzie P_{WY} , P_{WE} są wartościami parametrów wyjściowego i wejściowego/np. napięć/. Parametry zmiennoprądowe są tu traktowane jako drugorzędne.

W związku z tym, autor postanowił opracować odpowiedni algorytm, który, w oparciu o gradientowe metody optymalizacyjne, umożliwiłby obliczenie wartości parametrów elementów NBUE, w taki sposób, aby realizował on kilka wybranych charakterystyk stałoprądowych.

Należy przy tym podkreślić, że nie chodzi tu o optymalizację punktów pracy elementów nieliniowych, w celu uzyskania odpowiednich parametrów w dziedzinie czasu lub częstotliwości.

Według rozeznania autora taki algorytm byłby pierwszym w Polsce i w świecie algorytmem optymalizacji charakterystyk NBUE.

3.3 CEL I TEZY ROZPRAWY

Celem rozprawy jest opracowanie algorytmu i eksperymentalnego programu gradientowej optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych/NBUE/.

W skład optymalizowanego układu mogą wchodzić jedynie:

- rezystory,
- diody zwykłe,
- diody Zener'a,
- tranzystory bipolarne p-n-p i n-p-n,
- źródła prądowe autonomiczne,
- źródła prądowe sterowane.

Założono, że układ znajduje się w ustalonym stanie termicznym. W praktyce oznacza to umieszczenie go w termostacie lub wyposażenie w układ stabilizacji temperatury podłoża/dla układów wykonywanych w technice monoplitycznej/.

Z analizy literatury przedstawionej w rozdziale 3.2 wynika, że nie opracowano do tej pory metody, która umożliwiałaby jednoczesną optymalizację kilku charakterystyk NBUE.

Tak więc pierwszą tezą niniejszej rozprawy jest:

1. Opracowanie efektywnej metody optymalizacji gradientowej, umożliwiającej jednoczesną optymalizację kilku wybranych charakterystyk nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego.

Gradientowy algorytm optymalizacyjny bazuje w trakcie działania na pochodnych cząstkowych funkcji układowych. Metoda obliczania pochodnych pierwszego i drugiego rzędu powinna być szybka i dokładna.

Zagadnienie obliczania wrażliwości pierwszego rzędu jest dobrze opracowane np. [75, 76, 122, 123, 126]. Obliczaniu wrażliwości drugiego rzędu są poświęcone prace [124, 125, 128, 133, 135, 136]. Po przeprowadzeniu analizy literatury autor doszedł do wniosku, że przedstawione w niej algorytmy są zbyt rozbudowane jak na potrzeby metody optymalizacyjnej, w której zachodzi konieczność wielokrotnego przeprowadzania analizy wrażliwościowej. Tak więc druga teza niniejszej rozprawy jest następująca:

2. Opracowanie prostej i efektywnej metody obliczania wrażliwości drugiego rzędu funkcji układowych w nieliniowych, bezinercyjnych układach elektronicznych.

Realizacja pierwszej tezy niniejszej rozprawy wymaga:

- a. zdefiniowania funkcji kryterialnej, której wartość jest miernikiem stopnia przybliżenia charakterystyk zadanych przez charakterystyki realizowane,
- b. opracowania metody pozwalającej uwzględnić ograniczenia, nakładane na NBUE,
- c. opracowania metody umożliwiającej obliczenie minimum funkcji kryterialnej w obecności ograniczeń/minimum lokalne/,
- d. opracowania algorytmu wyboru punktu startowego.

Opracowana metoda optymalizacji powinna:

1. Umożliwić jednoczesną optymalizację kilku wybranych charakterystyk NBUE,
2. Umożliwić realizację kryterium minimaxowego aproksymacji charakterystyk zadanych przez charakterystyki realizowane.

Algorytm ten należy zaprogramować w języku FORTRAN 1900, w wersji dla maszyn z serii ODRA 1300. Dla programu zaproponowano nazwę DCOP/Direct Current Optimization Program/.

3.4 PRZEGLĄD TREŚCI ROZPRAWY

Rozdziały 1-3 zawierają informacje wstępne. Zasadnicza treść rozprawy jest zawarta w rozdziałach 4-12.

W rozdziale 4 została określona klasa optymalizowanych układów oraz przedstawiono rodzaje optymalizowanych charakterystyk. Zdefiniowano funkcję kryterialną oraz sformułowano zadanie optymalizacyjne.

Rozdział 5 jest poświęcony metodzie dokładnej funkcji kary. Sformułowano zadanie optymalizacyjne będące tą metodą rozwiązywane. Zdefiniowano funkcję celu, przedstawiono i udowodniono szereg jej własności. Punkt 5.3 dotyczy ograniczeń w procesie optymalizacji.

Rozdział 6 poświęcono transformacji przestrzeni parametrów optymalizowanych.

Rozdział 7, związany tematycznie z rozdziałem 6, traktuje o metodzie wyboru punktu startowego. Zostały w nim przedstawione dwa algorytmy wyboru punktu startowego procedury optymalizacyjnej.

W rozdziale 8 zaprezentowano metodę optymalizacji bez ograniczeń, będącą kombinacją dwóch metod optymalizacji statycznej.

Rozdział 9 poświęcony jest minimalizacji kierunkowej funkcji celu.

Rozdział 10 dotyczy wyboru metody analizy nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego oraz zawiera modele elementów nieliniowych układu elektronicznego.

W rozdziale 11 zajęto się obliczaniem gradientu i hessianu funkcji celu. Zapropozowano obliczanie wrażliwości drugiego rzędu w oparciu o metodę układu dołączonego oraz opis układu równaniami.

Rozdział 12 zawiera wybrane przykłady obliczeniowe, ilustrujące w praktyce działanie przedstawionego algorytmu optymalizacji.

Podsumowanie niniejszej pracy zostało przedstawione w rozdziale 13.

DODATEK 1 zawiera strukturę danych do programu optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych, DODATEK 2 - jego tabulogram.

4. MATEMATYCZNE SFORMUŁOWANIE PROBLEMU OPTYMALIZACJI

4.1 KLASA OPTYMALIZOWANYCH UKŁADÓW ORAZ RODZAJE OPTYMALIZOWANYCH CHARAKTERYSTYK

Zagadnienie jednoczesnej optymalizacji kilku charakterystyk bezinercyjnych, nieliniowych układów elektronicznych/BNUE/ nie było szerzej omawiane w znanej autorowi literaturze. Wyjątek stanowią prace dotyczące identyfikacji diod [109], tranzystorów [106, 107, 108], lub nieskomplikowanych układów [86]. Omawiane w nich zagadnienia można traktować jako optymalizację układu, w skład którego wchodzi jedna dioda lub jeden tranzystor, względnie kilka tranzystorów. W ostatnim przypadku optymalizacja jest dokonywana w jednym punkcie pracy układu.

Ogólnie projekt każdego układu elektronicznego składa się z następujących etapów:

- 1a. Projekt układu w dziedzinie prądu stałego/DC/,
- 1b. Projekt układu w dziedzinie prądu zmiennego/AC/,

lub

- 2a. Projekt układu w dziedzinie DC ,
- 2b. Projekt układu w dziedzinie czasu/TR/ ,

lub

- 3a. Projekt układu w dziedzinie DC ,
- 3b. Projekt układu w dziedzinach AC i TR.

W szeregu przypadków etapy 1a/2a, 3a/ oraz 1b/2b i 3b/ można rozważać oddzielnie. Początkowo ustala się wstępnie punkty pracy elementów nieliniowych. W dalszym ciągu dokonuje się analizy właściwości układu w dziedzinie AC, TR lub AC i TR, porównując otrzymane wyniki z wymaganymi. W razie potrzeby dokonuje się korekt wartości parametrów układu, a czasami także i jego struktury. Etapy a i b powtarza się dopóty, dopóki nie zostaną spełnione wymagania.

Przedstawiony ciąg działań można zautomatyzować. W literaturze [64, 74, 75, 81, 84, 86, 105, 115] są przedstawione metody optymalizacyjne, które, oprócz kryteriów zmiennoprądowych/traktowanych jako główne/, uwzględniają także warunki pracy elementów nieliniowych. Metody te mają zastosowanie głównie w odniesieniu do układów liniowych o niegalwanicznych sprzężeniach. Ponadto punkty pracy elementów nieliniowych pozostają praktycznie bez zmian/elementy nieliniowe są zastępowane liniowymi modelami/.

Istnieje grupa układów elektronicznych, w których punkty pracy tych elementów zmieniają się i to w szerokich granicach.

Do takich układów należą np. stabilizatory napięć i prądów, wzmacniacze prądu stałego itp.

Niniejsza praca jest poświęcona algorytmowi optymalizacyjnemu który umożliwia, w drodze automatycznego obliczenia wartości konduktancji wchodzących w skład układu elektronicznego, optymalizację jego charakterystyk wyłącznie w dziedzinie prądu stałego.

Dokonano zatem wstępnego określenia klasy optymalizowanych układów; niniejsza praca dotyczy wyłącznie nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych/NBUE/. Ze względu na eksperymentalny charakter opracowanego programu została ona zawężona.

I tak:

W niniejszym opracowaniu zajęto się optymalizacją NBUE, w skład których, co najwyżej, wchodzi/rozdział 3.3/:

1. Tranzystory bipolarne p-n-p i n-p-n
2. Diody zwykłe
3. Diody Zener'a
4. Autonomiczne źródła prądowe idealne i nieidealne
5. Sterowane źródła prądowe idealne i nieidealne

Ponadto założono, że optymalizacja jest przeprowadzana w ustalonym stanie termicznym NBUE, tzn. nie jest uwzględniony efekt samonagrzewania się elementów układu podczas pracy.

W tak określonej klasie układów, przyjęto, że procesowi optymalizacji zostaną poddane następujące charakterystyki:

1. $U_{WY} = f_1(U_{WE})$, $T = \text{const.}$
2. $U_{WY} = f_2(I_{WE})$, $T = \text{const.}$
3. $U_{WY} = f_3(R)$, $T = \text{const.}$
4. $I_{WY} = f_4(U_{WE})$, $T = \text{const.}$
5. $I_{WY} = f_5(I_{WE})$, $T = \text{const.}$
6. $I_{WY} = f_6(R)$, $T = \text{const.}$

gdzie:

U_{WY} napięcie wyjściowe na dowolnych węzłach układu,

U_{WE} napięcie wejściowe na dowolnych węzłach układu,

I_{WY} prąd płynący w dowolnej konduktancji układu,

R dowolny element rezystancyjny w układzie

Zdaniem autora te charakterystyki są wystarczające do określenia głównych własności układów elektronicznego w dziedzinie prądu stałego.

4.2 CKREŚLENIE FUNKCJI KRYTERIALNEJ F.

W niniejszym podrozdziale oraz w pozostałych rozdziałach niniejszej pracy będzie obowiązywało następujące założenie:

ZAŁOŻENIE 4.1

Zakładamy, że wszystkie parametry elektryczne NBUE, tzn. wartości napięć i prądów oraz wartości wydzielanych mocy są ciągłymi funkcjami wartości parametrów optymalizowanych nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego. Zakładamy ponadto, że mają one ciągłe pochodne cząstkowe drugiego rzędu, obliczane względem wartości parametrów optymalizowanych.

Przyjęto także oznaczenia:

1. LXM liczba optymalizowanych wartości parametrów konduktancyjnych w NBUE.
2. K LXM wymiarowa przestrzeń liczb rzeczywistych, nieujemnych; $K = R_+^{LXM}$, zwana w dalszym ciągu przestrzenią parametrów optymalizowanych.
3. L LXM wymiarowa przestrzeń liczb rzeczywistych, nieujemnych, zawierająca się w przestrzeni K; $L \in K$, zwana w dalszym ciągu przestrzenią lub obszarem rozwiązań dopuszczalnych.
4. g wektor kolumnowy, LXM wymiarowy, należący do K. Jego współrzędnymi są wartości parametrów optymalizowanych w NBUE; $g = \text{col}[g_1, g_2, \dots, g_{LXM}]$, gdzie: $g_i, i = 1, 2, \dots, LXM$ oznacza wartość parametru i-tej konduktancji. Wektor g nazwano wektorem parametrów optymalizowanych/krótko: wektorem parametrów/ lub punktem należącym do przestrzeni K/krótko: punktem/.
5. φ parametr niezależny optymalizowanej charakterystyki. Dla uproszczenia zapisu będzie się używać tylko tego jednego symbolu, mimo że w rzeczywistości może on oznaczać wartość prądu [mA], napięcia [V] lub rezystancję [Ω].
6. $V^*(i, \varphi)$ i-ta optymalizowana charakterystyka NBUE, którą powinien zrealizować projektowany układ.
7. $V(g, i, \varphi)$ i-ta aktualnie realizowana charakterystyka dla wektora parametrów g.
8. $V(g, i, \varphi_j)$ j-ty punkt charakterystyki $V(g, i, \varphi)$.
9. $V^*(i, \varphi_j)$ j-ty punkt charakterystyki $V^*(i, \varphi)$.
10. NOPT ilość optymalizowanych charakterystyk
11. LP_i ilość punktów i-tej charakterystyki

Przy wprowadzonych oznaczeniach miarą błędu aproksymacji charakterystyki $V^*(i, \varphi)$ przez $V(g, i, \varphi)$ jest pewna norma, określona w przestrzeni funkcyjnej, której elementami są wartości $V^*(I, \varphi)$ oraz $V(g, i, \varphi)$, $i=1, 2, \dots, \text{NOPT}$, w punktach φ_j , $j=1, 2, \dots, \text{LP}_i$.

W praktyce stosuje się następujące normy:

1. Normę Czebyszewa [91, 95, 96, 97, 111]
2. Kwadrat normy z przestrzeni L [83, 110]
3. Normę z przestrzeni l w p -tej potędze [58, 100, 112]

Niech $D(g, i, j)$ oznacza różnicę pomiędzy wartością zadaną w j -tym punkcie i -tej charakterystyki a wartością realizowaną w tym punkcie, pomnożoną przez współczynnik wagowy W_{ij} :

$$D(g, i, j) = [V^*(i, \varphi_j) - V(g, i, \varphi_j)] \times W_{ij} \quad 4.1$$

Wówczas błędy aproksymacji CD_i zadanej, i -tej charakterystyki, przez charakterystykę realizowaną, można określić następująco:

$$1. CD_i = \max_j |D(g, i, j)|, \quad j = 1, 2, \dots, \text{LP}_i \quad 4.2a$$

gdzie:

LP_i ilość punktów i -tej charakterystyki

$$2. CD_i = \int_{\varphi_{\min}}^{\varphi_{\max}} D(g, i, \varphi)^2 d\varphi \quad 4.2b$$

$$3. CD_i = \left[\sum_{j=1}^{\text{LP}_i} D(g, i, j)^p \right]^{1/p}, \quad p = 2k, k = 1, 2, \dots \quad 4.2c$$

Najlepsze przybliżenie charakterystyki zadanej przez realizowaną otrzymuje się stosując normę Czebyszewa [13]. Jednak jej wadą jest nieróżniczkowalność funkcji, która by ją wykorzystywała.

Błąd aproksymacji, określony wzorem 4.2b, wymaga znajomości wartości parametru wyjściowego $V(g, i, \varphi_j)$ w wielu punktach φ_j . Ponadto obliczanie całki jest czasochłonne.

Określenie błędu wzorem 4.2c wydaje się być rozwiązaniem kompromisowym. Nie jest wymagany duży nakład obliczeń, jak to ma miejsce przy posłużeniu się wzorem 4.2b, CD_i jest ciągłą funkcją współrzędnych wektora g /na podstawie założenia 4.1/, w przeciwieństwie do CD_i , określonego wzorem 4.2a. Ponadto, dla dużych wartości wykładnika potęgi p /kilka do kilkudziesięciu/, CD_i we wzorze 4.2c aproksymuje błąd aproksymacji CD_i , dany wzorem 4.2a [64, 65, 66, 68].

Należy zwrócić uwagę, że wartość wykładnika potęgi p , we wzorze 4.2c, nie może być zbyt duża/kilkanaście/ z dwóch powodów:

1. Może wystąpić błąd nadmiaru w trakcie obliczeń
2. Zadanie optymalizacyjne może okazać się źle uwarunkowanym numerycznie [97].

Błąd określony wzorem 4.2c został wykorzystany do aproksymacji charakterystyki liniowego układu elektronicznego [60, 62] z pomyślnym wynikiem. Należy sądzić, że jego wykorzystanie do optymalizacji charakterystyk nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego da zadawalające rezultaty.

Wzór 4.2 definiuje błąd aproksymacji jednej charakterystyki. Może być on rozszerzony na ich większą liczbę. Na przykład, można przyjąć, że błąd aproksymacji kilku charakterystyk jednocześnie będzie określony wzorem:

$$CD = \sum_{i=1}^{NOPT} WF_i * CD_i \quad 4.3$$

gdzie:

- NOPT liczba optymalizowanych charakterystyk; przyjęto, że nie przekracza ona 5.
- WF_i współczynnik wagowy i -tej charakterystyki, określający jej stopień ważności wśród pozostałych charakterystyk.

W niniejszej pracy zaproponowano inne określenie błędu aproksymacji. Mianowicie:

$$F(g) = \left[\sum_{i=1}^{NOPT} WF_i \sum_{j=1}^{LP_i} D(g, i, j)^p \right]^{1/p} \quad 4.4$$

Dla $NOPT=1$ wzory 4.3 i 4.4. są równoważne.

Funkcję rzeczywistą wektora parametrów optymalizowanych g , określoną wzorem 4.4, nazwano funkcją kryterialną. Dla uproszczenia będzie ona oznaczana przez F .

Za wykorzystaniem zależności 4.4 zamiast 4.3 przemawia fakt, że funkcja F charakteryzuje się dla $NOPT > 1$ łagodniejszym charakterem zmienności aniżeli wyrażenie dane wzorem 4.3.

Dla $NOPT=1=LP_1$ funkcja kryterialna $F(g)$ ma nieciągłe pochodne cząstkowe, obliczane względem współrzędnych $g_i, i=1, 2, \dots, LXM$, wektora g . Z tego powodu przyjęto, że dla $NOPT=LP_i=1$ funkcja kryterialna F jest zdefiniowana następująco:

$$F(g) = D(g, 1, 1)^p \quad p=2k, k=1, 2, \dots \quad 4.5_g$$

Reasumując, wprowadzono definicję funkcji kryterialnej F :

DEFINICJA 4.1

Funkcją kryterialną $F(g)$, odwzorowującą przestrzeń parametrów optymalizowanych K w zbiór liczb rzeczywistych, nieujemnych, nazywamy funkcję określoną wzorem 4.4, jeżeli $NOPT > 1$. Dla $NOPT = 1 = LP_i$ funkcją kryterialną nazywamy wyrażenie określone wzorem 4.5.

Można teraz przystąpić do sformułowania zadania optymalizacji charakterystyk nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego. W tym celu postawiono następujące zadanie:

ZADANIE 4.1

Znaleźć wektor g^* , należący do przestrzeni parametrów optymalizowanych K , spełniający warunki:

$$1. \quad F(g^*) = \min_g F(g) \quad 4.6a$$

$$2. \quad g^* \in L = \left\{ g: CX(g) \leq h \right\} \quad 4.6b$$

gdzie:

L jest obszarem rozwiązań dopuszczalnych / $L \in K$ /,
 $CX(g)$ / w skrócie CX / jest skalarną funkcją wektora parametrów g , ujmującą w sposób syntetyczny ograniczenia nałożone na NBUE, h -stały parametr, dodatni.

Definicja funkcji CX zostanie podana w rozdziale 5.3.

Należy zwrócić uwagę na fakt, że zadanie 4.1 nie precyzuje o jakie minimum funkcji F chodzi: globalne czy lokalne. Zagadnienie rodzaju minimum funkcji $F(g)$ oraz, ogólnie, problem lokalnego czy globalnego minimum nie będzie w niniejszym opracowaniu poruszany.

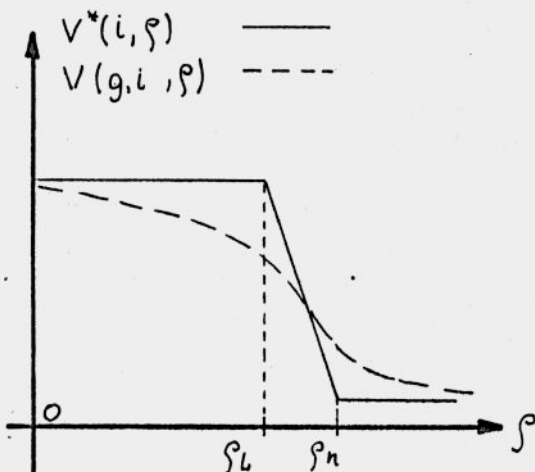
Rozwiązywanie zadania 4.1 zostanie przeprowadzone przy pomocy metod iteracyjnych, przedstawionych w rozdziałach 5 i 8. Należy przy tym zaznaczyć, że metoda jego rozwiązania nie będzie dążyła do dokładnego obliczenia punktu g^* , ponieważ bezpośrednio rozwiązywanie zadania 4.1 jest rzeczą trudną i czasochłonną. Ideą niniejszego opracowania jest dokonanie aproksymacji punktu g^* przez inny punkt g_g^* /rozdział 5/, będący rozwiązaniem pomocniczego zadania optymalizacyjnego. Jak zostanie wykazane, teoretycznie dokładność tej aproksymacji może być w dowolny sposób zwiększana w drodze zmian niektórych parametrów procedury optymalizacyjnej.

Jak wiadomo, na zbieżność procesu poszukiwania minimum funkcji wpływają nie tylko użyte metody optymalizacyjne lecz także jej charakter zmienności w przestrzeni K.W większości przypadków projektant nie ma możliwości oddziaływania na kształt powierzchni funkcji kryterialnej w taki sposób, aby poprawić efektywność zastosowanego algorytmu optymalizacyjnego. Można jednakże stwierdzić, że szybkość zbieżności metody optymalizacyjnej będzie większa jeżeli minimalizowana funkcja nie będzie tworzyła, w otoczeniu swego minimum, dolin lub wąwozów względnie 'lejków'.

Przy projektowaniu charakterystyk istnieją możliwości oddziaływania projektanta na charakter zmienności funkcji kryterialnej.

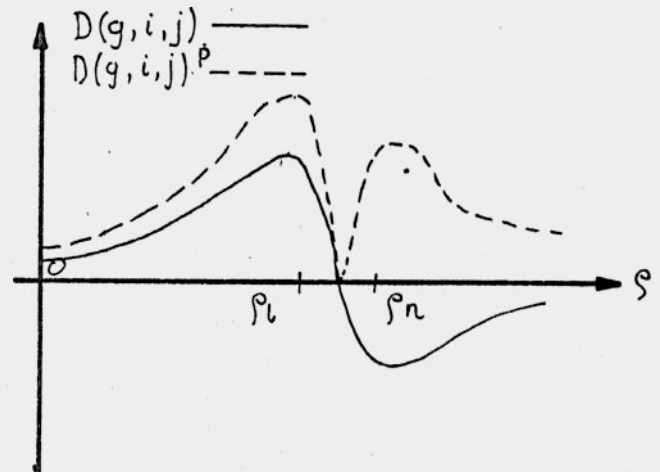
W praktyce rzadko można spotkać układy elektroniczne, których charakterystyki miałyby stałe, lub prawie stałe, nachylenie. Na ogół każdą charakterystykę da się podzielić na fragmenty o różnych nachyleniach. Przykładem takiego układu jest np. stabilizator lub wmacniacz różnicowy. Zastosowanie do optymalizacji charakterystyk, składających się z odcinków o różniących się znacznie nachyleniach, błędu aproksymacji danego wzorem 4.1, może stworzyć poważne trudnienia w przebiegu procesu optymalizacyjnego. Problem ten zostanie zilustrowany poniżej.

Niech pewien bezinercyjny układ elektroniczny/nieliniowy/ ma za zadanie realizować charakterystykę, pokazaną na rys.4.1 linią ciągłą. Linią przerywaną natomiast narysowano charakterystykę aktualnie realizowaną.



Przebieg charakterystyki zadanej i realizowanej pewnego układu.

rys.4.1

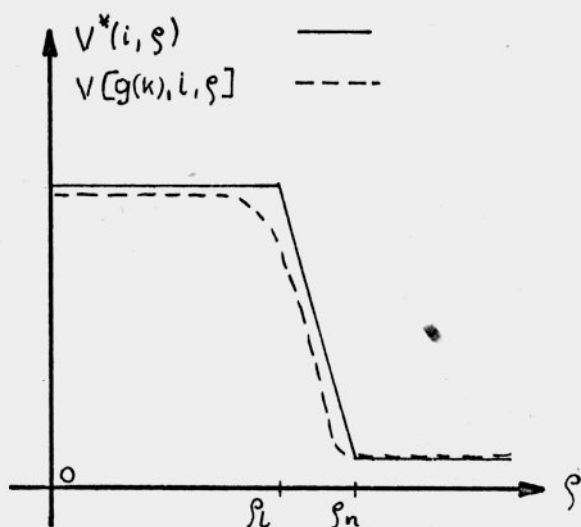


Zmiany D i D^p układu o charakterystyce jak na rys.4.1.

rys. 4.2

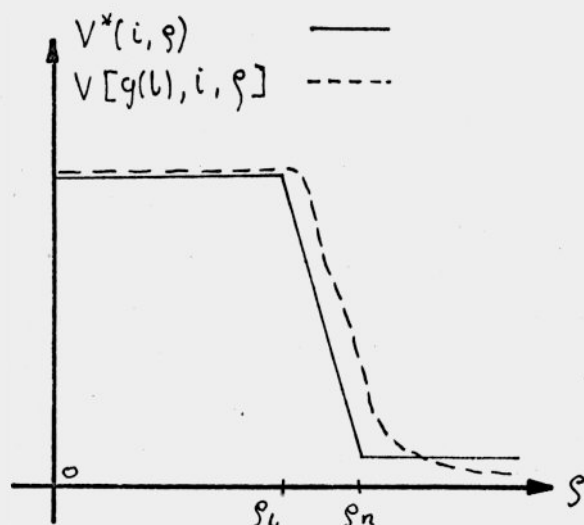
Na rysunku 4.2 pokazano, jak zmienia się wartość wyrażenia $D(g, i, j)$ oraz wartość wyrażenia $D(g, i, j)^P$ /wzory 4.1 i 4.2c/ w funkcji zmiennej niezależnej ξ_j . Należy zwrócić uwagę, że największe wahania wartości $D(g, i, j)^P$ występują pomiędzy punktami ξ_1 i ξ_n czyli na odcinku charakterystyki, którego nachylenie znacznie się różni od nachylenia pozostałych jej dwóch fragmentów. Ponieważ wartość $D(g, i, j)^P$ wpływa bezpośrednio na wartość funkcji kryterialnej F /wzór 4.4/ może się okazać, że o jej wartości oraz o charakterze zmian będzie decydował odcinek $[\xi_1; \xi_n]$.

Inną możliwą sytuację pokazano na rys. 4.3 i 4.4. Na obu rysunkach linią przerywaną zaznaczono charakterystykę pewnego NEUE, obliczoną w dwóch, niekoniecznie kolejnych, punktach¹ $g(k)$ i $g(l)$. Porównując je można dojść do wniosku, że obie charakterystyki dają zadowalające przybliżenie charakterystyki zadanej, którą zaznaczono linią ciągłą. Tak więc, z punktu widzenia projektanta, zarówno wektor $g(k)$ jak i wektor $g(l)$ może być traktowany jako rozwiązanie zadania 4.1/zakładamy, że jest spełniony warunek dany wzorem 4.6b/.



Charakterystyka realizowana w punkcie $g(k)$.

rys. 4.3

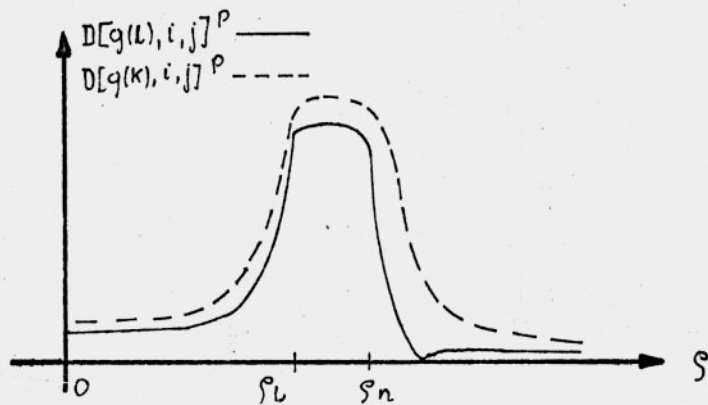


Charakterystyka realizowana w punkcie $g(l)$.

rys. 4.4

Z kolei, na rysunku 4.5 zostały pokazane charakterystyki $D(g, i, j)$ oraz $D(g, i, j)^P$, odpowiadające krzywym z rys. 4.3 i 4.4. Z rysunków 4.4 i 4.3 wynika, że punkty $g(k)$ i $g(l)$ należą do otoczenia punktu g^* . Analizując rys. 4.5 można wysnuć wniosek, że w otoczeniu punktu g^* , na wartość funkcji F najbardziej wpływa odcinek $[\xi_1; \xi_n]$ charakterystyki zadanej.

¹ procedury iteracyjnej



Zmiany $D[g(k), i, j]^P$ i $D[g(l), i, j]^P$ dla układu o charakterystykach z rys.4.3 i 4.4.

rys. 4.5

Stwierdzono zatem, że na charakter zmienności funkcji F w otoczeniu punktu g^* będą wpływały głównie te odcinki charakterystyki zadanej, których nachylenie do osi zmiennej s jest większe aniżeli pozostałych jej fragmentów. Im różnice nachyleń będą większe tym wolniejsza może być zbieżność metody optymalizacyjnej w otoczeniu punktu g^* .

W celu, przynajmniej częściowego, wyeliminowania zjawiska większego wpływu na wartość funkcji kryterialnej F odcinków charakterystyki zadanej o dużych, w porównaniu z innymi odcinkami, nachyleniach, wprowadzono transformację T charakterystyk zadanych i realizowanych. Transformacja T przekształca charakterystyki V^* i V odpowiednio w R^* i R :

$$R^*(i, s) = T[V^*(i, s)] \quad 4.7a$$

$$R(g, i, s) = T[V(g, i, s)] \quad 4.7b$$

Transformacja T jest zdefiniowana następująco:

$$R^*(i, s) = T[V^*(i, s)] \Rightarrow R^*(i, s_j) = \left\{ (s_j - a)^2 + [V^*(i, s_j) - b]^2 \right\}^{1/2} \quad 4.8a$$

$$R(g, i, s) = T[V(g, i, s)] \Rightarrow R(g, i, s_j) = \left\{ (s_j - a)^2 + [V(g, i, s_j) - b]^2 \right\}^{1/2} \quad 4.8b$$

gdzie:

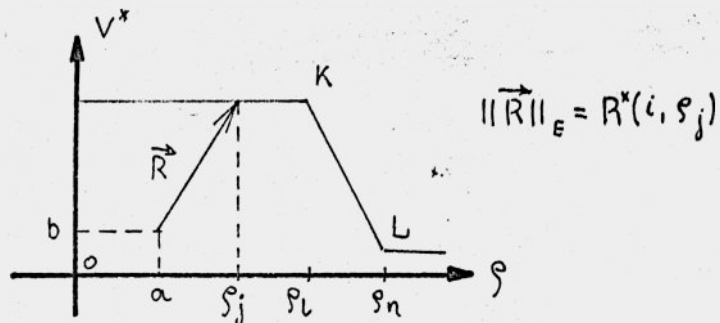
a i b stałe parametry, zadawane przez projektanta.

Interpretację przekształcenia T pokazano na rys 4.6. Wartości przetransformowanej charakterystyki R^* są równe długości wektora \vec{R} , poprowadzonego z punktu (a, b) do punktu $(s_j, V^*(i, s_j))$. Podobnie, wartości przetransformowanej charakterystyki realizowanej R są równe długości wektora, poprowadzonego z punktu (a, b) do punktu $(s_j, V(g, i, s_j))$.

Odpowiedni dobór parametrów a i b umożliwia

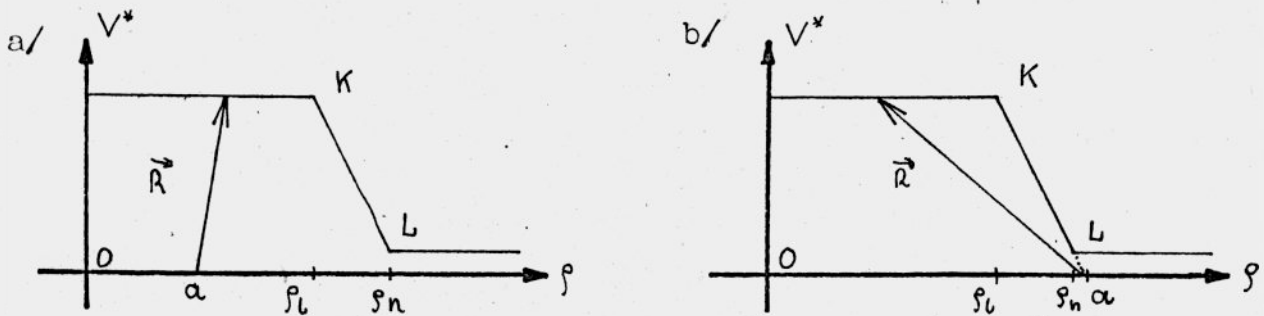
- korektę kształtu funkcji kryterialnej F w otoczeniu punktu g^* ,
- w zależności od potrzeb, wypuklenie lub zmniejszenie wpływu niektórych fragmentów charakterystyki zadanej na wartość funkcji kryterialnej $F(g)$.

Przekształcenie T może więc pełnić rolę automatycznego współczynnika wagi. Przedstawiono to poglądowo na rys. 4.7a i 4.7b.



Interpretacja przekształcenia charakterystyk T .

rys. 4.6



- Podkreślenie wpływu odcinka K-L charakterystyki na wartość funkcji $F(g)$.
- Minimalizacja wpływu odcinka K-L charakterystyki na wartość funkcji $F(g)$.

rys. 4.8

Wprowadzenie transformacji T nie eliminuje konieczności określenia wartości współczynników wagi W_{ij} oraz WF_i /wzory 4.1 i 4.3/. Podobnie nie ulegają zasadniczym zmianom wzory 4.1. W miejsce wielkości $V^*(i, \varphi_j)$ i $V(g, i, \varphi_j)$ należy podstawić $R^*(i, \varphi_j)$ oraz $R(g, i, \varphi_j)$.

W opracowanym algorytmie optymalizacji charakterystyk nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego wartości parametrów wagowych W_{ij} oraz WF_i zadaje projektant. Współczynnik wagowy WF_i jest zadawany bezpośrednio. Współczynniki wagowe W_{ij} są obliczane pośrednio jako iloczyn $WF_i \times WZF_{ik}$, gdzie WZF_{ik} oznacza współczynnik wagowy k -tego odcinka charakterystyki zadanej i . Przyjęto bowiem, że charakterystyka zadana V^* jest formułowana w postaci łamanej,

składającej się z, co najwyżej, dziewięciu odcinków/lub, co jest równoważne, z dziesięciu punktów/.

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 4

W rozdziale 4 została określona klasa optymalizowanych układów oraz sprecyzowano, jakie charakterystyki nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego mogą być poddane optymalizacji. Zdefiniowana została funkcja kryterialna $F(g)$, będąca miernikiem jakości aproksymacji charakterystyk zadanych przez realizowane. Posłużono się przy tym normą z przestrzeni 1 w p-tej potędze.

Przeprowadzono dyskusję zachowania się funkcji kryterialnej w otoczeniu punktu g^* , będącego rozwiązaniem postawionego zadania optymalizacji charakterystyk/wzory 4.6/. W wyniku tej dyskusji, zaproponowano wprowadzenie transformacji T/4.7 i 4.8/ charakterystyk zadanych i realizowanych. Transformacja T umożliwia poprawę efektywności algorytmu optymalizacji, wyrażającą się skróceniem czasu obliczeń. Stwierdzono, że przekształcenie to może pełnić rolę automatycznego współczynnika wagi.

Należy zaznaczyć, że z analizy literatury wynika, iż takie przekształcenie nie było do tej pory wykorzystywane w projektowaniu układów elektronicznych w szczególności zaś nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych. Jego wprowadzenie jest zatem oryginalnym rozwiązaniem autora.

5. METODA DOKŁADNEJ FUNKCJI KARY

5.1 WSTĘP

W praktyce inżynierskiej nie spotyka się na ogół zadań optymalizacyjnych, w których nie występowałyby ograniczenia dotyczące obszaru zmienności parametrów optymalizowanych. Istnieje wiele różnych sposobów uwzględnienia tych ograniczeń. Powszechnie stosuje się tzw. metody funkcji kary [9,10,15,16,21,22,28,29,30,45,17], których podstawą były prace [9,41]. Wyróżnić tu można metody wewnętrznej i zewnętrznej funkcji kary. Ich idea jest dodawanie do minimalizowanej funkcji pewnego czynnika, którego wartość zależy od stopnia naruszenia/lub zbliżenia się do/ granic obszaru rozwiązań dopuszczalnych.

Kryterium podziału na metody zewnętrznej funkcji kary lub wewnętrznej funkcji kary/funkcji barierowej/ jest sposób uwzględnienia nałożonych ograniczeń. W metodach zewnętrznej funkcji kary modyfikację minimalizowanej funkcji przeprowadza się po naruszeniu przez bieżący wektor parametrów optymalizowanych granic obszaru rozwiązań dopuszczalnych. W metodach funkcji barierowych modyfikacja jest przeprowadzana wewnątrz obszaru rozwiązań dopuszczalnych w taki sposób, że jej wpływ na wartość funkcji celu wzrasta w miarę zbliżania się punktu do granic obszaru rozwiązań dopuszczalnych. Algorytm zewnętrznej funkcji kary zezwala na przekroczenie nałożonych ograniczeń. Algorytm wewnętrznej funkcji kary nie dopuszcza takiej możliwości.

Innym sposobem uwzględnienia ograniczeń jest np. posłużenie się metodami transformacyjnymi [17]. Metody te przekształcają przedziały zmienności wartości parametrów optymalizowanych w taki sposób, że nie mogą one przekroczyć z góry ustalonych wartości granicznych. Algorytmy opierające się na transformacji parametrów optymalizowanych nie znalazły zastosowania w automatycznym projektowaniu układów elektronicznych.

Za pewną odmianę metod funkcji kary można uważać metody związane z funkcjami Lagrange'a [21,10,29].

Użycie do rozwiązania zadania optymalizacyjnego metod funkcji kary lub metod transformacyjnych umożliwia wykorzystanie algorytmów optymalizacji bezwarunkowej.

Oprócz wspomnianych metod, wykorzystujących w sposób pośredni informację o aktualnym stanie ograniczeń, istnieją algorytmy, w których ograniczenia są uwzględniane bezpośrednio. Należą do nich metody rzutowania gradientu na powierzchnie styczne do powierzchni aktywnych w danym punkcie ograniczeń [17,21]. Wywodzą się one od metody Rosen'a [39,40]. Są trudniejsze w zaprogramowaniu. Wymagają

częstokroć użycia dodatkowych algorytmów, zapobiegających tzw. zablokowaniu się metody w punkcie, nie będącym poszukiwanym rozwiązaniem [21]. Wymagają stałej kontroli położenia punktu. Są bardziej przydatne do rozwiązywania zadań o stosunkowo prostych wyrażeniach, określających nałożone ograniczenia. Ich przydatność do optymalizacji układów elektronicznych, o złożonej postaci ograniczeń i dużej ich ilości, jest wątpliwa.

Metody funkcji kary były stosowane do optymalizacji układów elektronicznych. W pracach [60] i [62] zaprezentowano metodę zewnętrznej funkcji kary przystosowaną do jednoczesnej optymalizacji kilkunastu charakterystyk jednocześnie w liniowym układzie elektronicznym, w dziedzinie prądu zmiennego.

Na podstawie analizy literatury zdecydowano, że do optymalizacji charakterystyk NBUE wykorzystana zostanie zmodyfikowana metoda funkcji kary/rozdział 5.2 i 5.3/.

Algorytm optymalizacji, wykorzystujący zewnętrzne funkcje kary można przedstawić następująco [17, 25].

Niech $h_i(g)$ oznacza i -tą funkcję, na którą nałożono ograniczenia o postaci:

$$h_{i \min} \leq h_i(g) \leq h_{i \max}, \quad i=1, 2, \dots, L_0 \quad 5.1$$

gdzie:

L_0 liczba ograniczeń

Funkcja $h_i(g)$ reprezentuje pewien parametr układu elektronicznego, np. napięcie baza-emiter tranzystora.

DEFINICJA 5.1

Ograniczeniem $O_i(g)$ nazywamy nierówność daną wzorem 5.1.

DEFINICJA 5.2

Ograniczenie $O_i(g)$ nazywamy nienaruszonym w punkcie g jeżeli, dla danego g , nierówność 5.1 jest prawdziwa.

W przeciwnym razie ograniczenie $O_i(g)$ nazywamy naruszonym w punkcie g .

DEFINICJA 5.3

Funkcją kary dla ograniczenia $0_i(g)$ nazywamy funkcję $\varphi_i(h_i)$, określoną następująco:

1. $\varphi_i(h_i) = 0$, dla $h_i \in [h_i \min ; h_i \max]$
2. $\varphi_i(h_i) > 0$, dla $h_i \in [h_i \min ; h_i \max]$ $i=1,2,\dots,LO$ 5.2
3. $d\varphi_i(h_i)/dh_i > 0$, dla $h_i \in [h_i \min ; h_i \max]$

Niech dany będzie kolumnowy wektor współczynników $r^{(k)} = \text{col}[r_1^{(k)}, r_2^{(k)}, \dots, r_{LO}^{(k)}]$, gdzie k oznacza numer kolejnej iteracji procesu optymalizacyjnego. Założono, że współrzędne $r_i^{(k)}$ spełniają warunek:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} r^{(k)} = \infty \quad , \quad i=1,2,\dots,LO \quad 5.3$$

Wówczas, w typowej metodzie zewnętrznej funkcji kary, funkcja celu $FC(g)$ jest w k -tej iteracji określona następująco:

$$FC(g)^{(k)} = F(g) + \langle r^{(k)}, \varphi^{(k)} \rangle \quad 5.4$$

gdzie:

$FC(g)^{(k)}$ oznacza wartość funkcji celu w punkcie g , w k -tej iteracji,
 $\varphi^{(k)}$ jest wektorem kolumnowym, którego współrzędnymi są funkcje kary $\varphi_i(h_i)$; $\varphi^{(k)} = \text{col}[\varphi_1(h_1), \varphi_2(h_2), \dots, \varphi_{LO}(h_{LO})]$.

$\langle r^{(k)}, \varphi^{(k)} \rangle$ oznacza iloczyn skalarny wektorów $r^{(k)}$ i $\varphi^{(k)}$.

Procedura minimalizacyjna, zastosowana do funkcji celu danej zależnością 5.4, polega na kolejnym obliczaniu punktów optymalnych/minimów/ $g^*(k)$ następującego zadania optymalizacyjnego/ $k=1,2,3,\dots$ /:

ZADANIE 5.1

Znaleźć punkt $g^*(k)$, należący do obszaru rozwiązań dopuszczalnych L , taki, że:

$$FC(g^*(k))^k = \min_{g \in L} FC(g)^k \quad 5.5$$

gdzie:

L jest obszarem rozwiązań dopuszczalnych, tzn. zbiorem tych wszystkich punktów g , które spełniają nierówności 5.1.

Dowodzi się, że jeżeli zadanie 5.1 ma rozwiązanie dla $k=1,2,\dots$ to [9,17]:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} g^*(k) = g^* \quad 5.6$$

gdzie:

g^* jest rozwiązaniem zadania 4.1

W rozdziale 4.2 obszar rozwiązań dopuszczalnych L był określony wzorem 4.6b. Jak będzie to wynikało z następnych rozdziałów, wzory 4.6b i 5.1 definiują ten sam obszar L .

Z przedstawionych zależności wynika, że w celu znalezienia ekstremum funkcji $F(g)$ w obecności ograniczeń 5.1, należy dokonać co najmniej kilkukrotnego poszukiwania minimum funkcji $FC(g)^{(k)}$, wykorzystując metodę optymalizacji bez ograniczeń, dla $k=1,2,\dots$.

Wartości współrzędnych wektora $r^{(k)}$ muszą przy tym spełniać warunek 5.3.

Konieczność wielokrotnego rozwiązywania zadania 5.1, kolejno dla $k=1,2,3,\dots$ zwiększa czas obliczeń. Ponadto nie jest rzeczą dowolną, jak będą zmieniały się wartości współrzędnych wektora $r^{(k)}$.

W niniejszej pracy, do rozwiązania zadania 4.1, zaproponowano metodę będącą rozszerzeniem algorytmu wewnętrznej funkcji kary opracowanego przez Rosenbrock'a [41] oraz metody Davison'a i Gesing'a. [22]. Opierają się one na pewnej modyfikacji funkcji celu, przeprowadzanej tak, by uniknąć konieczności posługiwania się wektorem $r^{(k)}$ oraz uzyskać rozwiązanie zadania optymalizacyjnego w wyniku jednej iteracji.

Minimalizacja funkcji celu przy użyciu tych metod jest wykonywana przez bezgradientowe algorytmy minimalizacji bezwarunkowej [41], lub przez specjalne algorytmy gradientowe [22]. Niemożność posłużenia się efektywnymi metodami gradientowymi wynika z nieciągłości pochodnych cząstkowych funkcji celu.

Przeprowadzona modyfikacja umożliwia wykorzystanie do rozwiązania zadania 4.1 dowolnego algorytmu gradientowego optymalizacji bez ograniczeń. Zaproponowana metoda optymalizacyjna składa się z dwóch części. Pierwszej z nich poświęcono rozdziały 5.2 i 5.3. Część drugą przedstawiono w rozdziale 8. Dzięki wykorzystaniu funkcji celu zdefiniowanej w rozdziale 5.2 oraz funkcji ograniczającej CX /rozdział 5.3/ możliwe jest rozwiązanie zadania 4.1 w wyniku jednokrotnej minimalizacji bezwarunkowej.

5.2 FUNKCJA CELU FC I JEJ WŁASNOŚCI

Niech będzie dany startowy wektor parametrów optymalizowanych $g_0 = \text{col}[g_{10}, g_{20}, \dots, g_{L\lambda M_0}]$.

Ponadto, niech będzie dana skalarna funkcja $C\lambda(g)$, rzeczywista, określona w przestrzeni parametrów optymalizowanych K , o wartościach nieujemnych, mająca ciągłe pochodne cząstkowe, obliczane względem składowych wektora g , do drugiego rzędu włącznie.

Założono, że w punkcie g_0 jest spełniony warunek:

$$C\lambda(g_0) \leq h(1 - \varepsilon) \quad 5.7$$

gdzie:

$$h > 0 \quad \text{oraz} \quad \varepsilon \in (0; 1) \quad - \text{ stałe parametry.}$$

Funkcjonał $C\lambda(g)$ nazwano funkcją ograniczającą $C\lambda(g)$, w skrócie $C\lambda$. Jej dokładną definicję podano w rozdziale 5.3.

DEFINICJA 5.4

1. Obszarem dopuszczalnym D , dla zadania optymalizacyjnego 4.1, nazywamy obszar w przestrzeni K , określony następująco:

$$D = \{g: C\lambda(g) \leq h(1 - \varepsilon)\} \quad 5.8a$$

2. Obszarem granicznym G nazywamy obszar w przestrzeni K , określony następująco:

$$G = \{g: h(1 - \varepsilon) < C\lambda(g) \leq h\} \quad 5.8b$$

3. Obszarem niedopuszczalnym N nazywamy obszar w przestrzeni parametrów optymalizowanych K , określony następująco:

$$N = \{g: C\lambda(g) > h\} \quad 5.8c$$

Zgodnie z poważszą definicją oraz wzorem 5.7 $g_0 \in D$.

Zakładamy, że istnieje dodatnia stała M taka, że:

$$M > F(g_0) \quad 5.9a$$

$$M > F(g), \quad g \notin D \quad 5.9b$$

Z rozważań przeprowadzonych w rozdziale 4 wynika, że funkcja kryterialna $F(g)$ /def.4.1/ jest ciągłą, mającą ciągłe pochodne mieszane drugiego rzędu, funkcją wartości składowych $g_i, i=1, 2, \dots, L\lambda M$, wektora parametrów optymalizowanych g .

Dla ułatwienia dalszych rozważań powtórzono treść zadania 4.1:

ZADANIE 5.1 /4.1/

Należy znaleźć taki wektor g^* , należący do przestrzeni parametrów optymalizowanych K , że:

$$F(g^*) = \min_g F(g) \quad 5.10a$$

przy ograniczeniach:

$$CX(g^*) \leq h \quad 5.10b$$

W celu rozwiązania zadania 5.1/4.1/ utworzono funkcję celu $FC(g)$, określoną następująco:

DEFINICJA 5.5

Funkcją celu $FC(g)$, odwzorowującą przestrzeń parametrów optymalizowanych K w zbiór liczb rzeczywistych, nieujemnych, nazywamy funkcję:

$$FC(g) = F(g) + P_\varepsilon(g_0, g) \quad 5.11a$$

gdzie:

$$1. P_\varepsilon(g_0, g) = 0, \quad \forall g \in D \quad 5.11b$$

$$2. P_\varepsilon(g_0, g) = [M - F(g)] \cdot \gamma^{2\gamma} (2 - \gamma), \quad \forall g \in G \quad 5.11c$$

$$3. P_\varepsilon(g_0, g) = -F(g) + [CX(g) - h]^2 + M, \quad \forall g \in N \quad 5.11d$$

oraz:

$$= [-CX(g)^2 + 2 \cdot CX(g) \cdot h + h^2 \cdot (\varepsilon^2 - 1)] / h^2 \varepsilon^2 \quad 5.11e$$

Należy zwrócić uwagę, że dla $h(1 - \varepsilon) \leq CX \leq h : 0 \leq \gamma \leq 1$, oraz:

$$d\gamma/dCX \geq 0, \quad \text{dla } CX \geq h(1 - \varepsilon) \quad 5.11f$$

O ciągłości i różniczkowalności funkcji celu $FC(g)$ mówią następujące twierdzenia:

TWIERDZENIE 5.1

Funkcja celu FC , określona definicją 5.5 jest ciągłą funkcją współrzędnych wektora parametrów optymalizowanych g .

DOWÓD

Z definicji 5.5 oraz z założenia 4.1 wynika, że FC jest ciągłą funkcją parametrów $g_i, i=1, 2, \dots, LXM$, wewnątrz i na brzegach obszarów D, G i N . W celu udowodnienia jej ciągłości w przestrzeni $K = D \cup G \cup N$

wystarczy dowieść ciągłości składnika $P_\xi(g_0, g)$ na granicach tych obszarów.

Składnik $P_\xi(g_0, g)$ jest ciągłą funkcją parametru/zmiennej/ γ , co wynika z wzorów 5.11c i 5.11d. Z kolei zmienna γ jest ciągłą funkcją $CX(g)$ /wzór 5.11e/. Zatem $P_\xi(g_0, g)$ jest ciągłą funkcją $CX(g)$. Ciągłość $P_\xi(g_0, g)$ w funkcji $CX(g)$, przy przechodzeniu przez granice obszarów D i N oraz G i N, gwarantuje ciągłość $FC(g)$ w przestrzeni K. Zatem:

Wewnątrz i na granicy obszaru D, na mocy wzorów 5.8a i 5.11b otrzymujemy:

$$P_\xi(g_0, g) = 0, \text{ dla } g \in D \quad 5.12$$

Na podstawie 5.8b i 5.11c dla $g \in G$, otrzymujemy:

$$\lim_{CX \rightarrow h} P_\xi(g_0, g) = \lim_{CX \rightarrow h} \frac{(M-F)\gamma^2(2-\gamma)}{1-\xi} = 0 \quad 5.13$$

bowiem z 5.11e wynika, że:

$$\gamma(CX) = 0, \text{ dla } CX(g) = h(1-\xi) \quad 5.14$$

Zatem na granicy obszarów D i G $FC(g)$ jest ciągła. cbdu.

Podobnie, ze wzorów 5.11c i 5.8b, dla $g \in G$, wynika, że:

$$P_\xi(g_0, g) = M - F(g), \text{ dla } CX(g) = h \quad 5.15$$

gdyż:

$$\gamma(h) = 1 \quad 5.16$$

Wzory 5.8c i 5.11d, dla $g \in N$, pozwalają napisać:

$$\lim_{CX \rightarrow h} P_\xi(g_0, g) = \lim_{CX \rightarrow h} \left\{ -F(g) + [CX(g) - h]^2 + M \right\} = M - F(g) \quad 5.17$$

Zatem na granicy obszarów G i N $FC(g)$ jest ciągła i równa się M. cbdu.

O różniczkowalności funkcji celu $FC(g)$ mówi następujące twierdzenie:

TWIERDZENIE 5.2

Funkcja celu $FC(g)$ określona definicją 5.5 ma ciągłe pochodne cząstkowe $\delta FC / \delta g_i, i=1, 2, \dots, LXM$ w przestrzeni parametrów optymalizowanych K.

DOWÓD

Z rozważań, przeprowadzonych w rozdziale 4 wynika, że funkcja kryterialna $F(g)$ ma ciągłe pochodne cząstkowe $\delta F(g)/\delta g_i, i=1,2,\dots, LXM$. Z założenia o ciągłości pochodnych cząstkowych $\delta CX(g)/\delta g_i, i=1,2,\dots, LXM$ wynika, że zmienna γ ma także ciągłe pochodne cząstkowe $\delta \gamma/\delta g_i$. Zatem składnik $P_\varepsilon(g_0, g)$ ma ciągłe pochodne cząstkowe $\delta P_\varepsilon(g_0, g)/\delta g_i, i=1,2,\dots, LXM$ wewnątrz obszarów D, G i N .

Podobnie jak to miało miejsce w dowodzie twierdzenia 5.1 traktujemy składnik $P_\varepsilon(g_0, g)$ jako funkcję zmiennej $CX(g)$. Aby dowieść ciągłości pochodnych cząstkowych $\delta P_\varepsilon(g_0, g)/\delta g_i$ w przestrzeni K wystarczy dowieść ich ciągłości na granicy obszarów D i G oraz G i N .

W tym celu, różniczkując wzór 5.11c, względem parametru $g_i, i=1,2,\dots, LXM$, dla $g \in G$, otrzymano:

$$\delta P_\varepsilon(g_0, g)/\delta g_i = (-\delta F/\delta g_i)(2\gamma^2 - \gamma^3) + (M-F)(4\gamma - 3\gamma^2)\delta \gamma/\delta g_i \quad 5.18$$

Przechodząc następnie do granicy, przy $CX \rightarrow h(1-\varepsilon)^+$ otrzymano:

$$\lim_{CX \rightarrow h(1-\varepsilon)^+} \delta P_\varepsilon(g_0, g)/\delta g_i = \lim_{CX \rightarrow h(1-\varepsilon)^+} [(-\delta F/\delta g_i)(2\gamma^2 - \gamma^3) + (M-F)(4\gamma - 3\gamma^2)\delta \gamma/\delta g_i] = 0, i=1,2,3,\dots, LXM \quad 5.19$$

bowiem:

$$\gamma [CX=h(1-\varepsilon)] = 0 \text{ na podstawie 5.11e.}$$

Z kolei, dla $g \in D$, na podstawie 5.11b:

$$\delta P_\varepsilon(g_0, g)/\delta g_i = 0, i=1,2,\dots, LXM \quad 5.20$$

Z porównania wzorów 5.19 i 5.20 wynika, że na granicy obszarów D i G pochodna cząstkowa $\delta FC(g)/\delta g_i$ jest ciągła i równa się $\delta F g/\delta g_i$.cbdu.

Na podstawie wzorów 5.16 i 5.18, dla $g \in G$, otrzymujemy, że:

$$\delta P_\varepsilon(g_0, g)/\delta g_i \Big|_{CX=h} = -\delta F/\delta g_i, i=1,2,\dots, LXM \quad 5.21$$

bowiem z 5.11e wynika, że:

$$\delta \gamma(CX)/\delta g_i \Big|_{CX=h} = (-2CX+2h)/h^2\varepsilon^2 \Big|_{CX=h} = 0 \quad 5.22$$

Natomiast na podstawie 5.11d:

$$\lim_{CX \rightarrow h} \delta P_{\epsilon}(g^0, g) / \delta g_i = \lim_{CX \rightarrow h} [-\delta F / \delta g_i + 2(CX - h) \delta C_X / \delta g_i] =$$

$$= -\delta F / \delta g_i, \quad i=1, 2, \dots, LXM \quad 5.23$$

Porównując wzory 5.21 i 5.23 dochodzimy do wniosku, że, na granicy obszarów G i N, funkcja celu FC ma ciągłe pochodne cząstkowe $\delta FC(g) / \delta g_i = 0$, dla $i=1, 2, \dots, LXM$. cbdu.

Udowodnionych zostanie teraz kilka własności funkcji $FC(g)$, istotnych z punktu widzenia procedury optymalizacyjnej. Dokonano ważnego założenia:

ZAŁOŻENIE 5.1

Funkcja kryterialna $F(g)$ ma w przestrzeni K tylko jedno ekstremum/minimum/.

Powyższe założenie jest konieczne do wykazania własności $FC(g)$. W praktyce nie odgrywa ono większej roli ponieważ, w otoczeniu każdego minimum lokalnego, funkcję celu można traktować jako funkcję o jednym ekstremum.

Sformułowano następujące zadanie optymalizacyjne, którego rozwiązanie, jak zostanie to wykazane, aproksymuje rozwiązanie zadania 4.1 /5.1/:

ZADANIE 5.2

Obliczyć współrzędne punktu g_{ϵ}^* , należącego do przestrzeni parametrów optymalizowanych K, spełniającego warunek:

$$FC(g_{\epsilon}^*) = \min_g FC(g) \quad 5.24$$

Udowodniono następujące twierdzenie:

TWIERDZENIE 5.3

Niech punkt g^* będzie rozwiązaniem zadania 4.1/5.1/, czyli:

$$F(g^*) = \min_g F(g) \quad 5.25a$$

pod warunkiem, że:

$$CX(g^*) \leq h \quad 5.25b$$

Niech punkt g_{ϵ}^* będzie rozwiązaniem zadania 5.2. Wówczas, jeżeli punkt g^* należy do obszaru dopuszczalnego D, to punkt g_{ϵ}^* także należy do obszaru D.

Ponadto:

$$g_{\varepsilon}^* = g^* \quad 5.26$$

DOWÓD

Na podstawie definicji 5.5, dla g leżącego w obszarze D :

$$FC(g) = F(g) \quad g \in D \quad 5.27$$

Zatem:

$$FC(g_{\varepsilon}^*) = \min_g FC(g) = F(g_{\varepsilon}^*) = \min_g F(g) \quad 5.28$$

oraz

$$F(g^*) = \min_g F(g) \quad 5.29$$

Ponieważ funkcja $F(g)$ ma z założenia jedno ekstremum, zatem:

$$g_{\varepsilon}^* = g^*, \text{ dla } g \in D$$

cbdu.

TWIERDZENIE 5.4

Jeżeli punkt g^* , będący rozwiązaniem zadania 4.1, leży w obszarze granicznym G , to punkt g_{ε}^* , będący rozwiązaniem zadania 5.2, też leży w tym obszarze.

DOWÓD

Założmy, że $g_{\varepsilon}^* \in D$. Wówczas na mocy definicji 5.5:

$$FC(g_{\varepsilon}^*) = F(g_{\varepsilon}^*) \quad 5.30$$

Zatem:

$$\min_g FC(g) = \min_g F(g) = FC(g_{\varepsilon}^*) = F(g_{\varepsilon}^*), \quad g_{\varepsilon}^* \in D \quad 5.31$$

co jest sprzeczne z założeniem 5.1. Tak więc :

$$g_{\varepsilon}^* \notin D \quad 5.32$$

Założmy teraz, że $g_{\varepsilon}^* \in N$. Na podstawie def. 5.5 mamy:

$$FC(g) = [CX(g) - h]^2 + M \quad 5.33$$

zatem:

$$FC(g_{\varepsilon}^*) = [CX(g_{\varepsilon}^*) - h]^2 + M \quad 5.34$$

Korzystając teraz z założenia danego wzorem 5.9, definicji 5.5 oraz wzoru 5.34 otrzymamy:

$$FC(g_{\epsilon}^*) > M > F(g_0) = FC(g_0) \quad , g_0 \in D \quad 5.35$$

Zatem:

$$FC(g_{\epsilon}^*) > FC(g_0) \quad 5.36$$

Zależność 5.36 jest sprzeczna z założeniem, że $g_{\epsilon}^* = \min FC(g)$.

Tak więc:

$$g \notin N \quad 5.37$$

Biorąc pod uwagę wzór 5.32 otrzymujemy:

$$g \in D \quad 5.38$$

cbdu.

Kolejną, ważną własność funkcji celu FC ujmuje następujące twierdzenie:

TWIERDZENIE 5.5

Punkt optymalny g_{ϵ}^* , będący rozwiązaniem zadania 5.2, nie należy do obszaru niedopuszczalnego N.

DOWÓD

Prawdziwości twierdzenia dowodzą wzory 5.33-5.36.cbdu.

W celu przeprowadzenia dalszych rozważań zdefiniowano kilka nowych wielkości.

DEFINICJA 5.6

1. Niech $R(\gamma)$ oznacza wielomian zmiennej rzeczywistej γ :

$$R(\gamma) = \gamma^2(2-\gamma)\mathbf{1}(\gamma) \quad 5.39$$

gdzie:

$$\mathbf{1}(\gamma) = \begin{cases} 1, & \gamma > 0 \\ 0, & \gamma < 0 \end{cases}$$

2. Niech będzie dany ciąg liczbowy $\{\epsilon_k\}$, $k=1, 2, \dots$, taki, że:

$$0 < \epsilon_{k+1} < \epsilon_k \quad 5.40$$

wówczas FC_k oznacza:

$$FC_k = FC(g) \Big|_{\epsilon = \epsilon_k} \quad 5.41$$

oraz g_k^* oznacz punkt, spełniający zależność:

$$FC(g_k^*) = \min_g FC(g) \Big|_{\epsilon = \epsilon_k} \quad , g_k \in L \quad 5.42$$

TWIERDZENIE 5.6

Jeżeli punkt g^* jest rozwiązaniem zadania 5.1/4.1/ i punkt g_k^* jest rozwiązaniem zadania 5.2 dla $\varepsilon = \varepsilon_k$, to:

$$1. F(g^*) \leq F(g_k^*) \leq FC_k(g_k^*) \quad 5.43a$$

$$2. FC_{k+1}(g_{k+1}^*) < FC_k(g_k^*) \quad 5.43b$$

Jeżeli ponadto elementy ε_k ciągu $\{\varepsilon_k\}$ spełniają warunek:

$$\varepsilon_{k+1} < \min \left\{ \varepsilon_k, \left| \left[\frac{CX(g_k^*)}{h} - 1 \right] \right| \right\} \quad 5.43c$$

to:

$$3. F g_{k+1}^* < F g_k^* \quad 5.43d$$

DOWÓD

Wykażemy prawdziwość pierwszej części twierdzenia.

1. Jeżeli punkt $g_k^* \in D$, to:

$$FC(g_k^*) = F(g_k^*) = F(g^*) \quad 5.44$$

gdyż na mocy definicji 5.5 i twierdzenia 5.3 w obszarze D : $g^* = g_k^*$.

2. Jeżeli punkt $g_k \in G$, wówczas na podstawie definicji 5.5 i 5.6 otrzymamy:

$$FC_k(g_k^*) = F(g_k^*) + [M - F(g_k^*)] R[\gamma(\varepsilon_k, g_k^*)] \quad 5.45$$

Z kolei ze wzoru 5.39 oraz założenia 5.9b wynika, że:

$$R(\gamma) \geq 0 \quad 5.46$$

$$M - F(g_k) > 0 \quad 5.47$$

Zatem, biorąc pod uwagę wzory 5.45, 5.46, 5.47 i założenie 5.1, można napisać:

$$FC_k(g_k^*) \geq F(g_k^*) \geq F(g^*) \quad 5.48$$

Wzory 5.44 i 5.48 dowodzą prawdziwości pierwszej części twierdzenia.

Dowód drugiej części twierdzenia.

Z definicji 5.5 i 5.6 wynika, że:

$$FC_{k+1}(g) = F(g) + [M - F(g)] R[\gamma(\varepsilon_{k+1}, g)] \quad 5.49$$

oraz

$$FC_k(g) = F(g) + [M-F(g)] \times R[\gamma(\epsilon_k, g)] \quad 5.50$$

Na podstawie definicji punktu g_{k+1}^* /wzór 5.42/:

$$FC_{k+1}(g_{k+1}^*) < FC_{k+1}(g_k^*) \quad 5.51$$

Zatem, na podstawie 5.49 i 5.51:

$$FC_{k+1}(g_{k+1}^*) < F(g_k^*) + [M-F(g_k^*)] \times R[\gamma(\epsilon_{k+1}, g_k^*)] \quad 5.52$$

Z kolei, z zależności 5.50, po jej prostym przekształceniu otrzymujemy:

$$F(g_k^*) = FC_k(g_k^*) - [M-F(g_k^*)] \times R[\gamma(\epsilon_k, g_k^*)] \quad 5.53$$

Podstawiając 5.53 do 5.52 otrzymuje się, że:

$$FC_{k+1}(g_{k+1}^*) < FC_k(g_k^*) + [M-F(g_k^*)] \times \{R[\gamma(\epsilon_{k+1}, g_k^*)] - R[\gamma(\epsilon_k, g_k^*)]\} \quad 5.54$$

Na podstawie założeń, ujętych wzorami 5.9 można napisać:

$$M - F(g_k^*) > 0 \quad 5.55$$

Z kolei, z definicji 5.5/wzór 5.11e/ otrzymujemy, że:

$$\gamma(\epsilon_{k+1}, g_k) < \gamma(\epsilon_k, g_k), \text{ dla } \epsilon_{k+1} < \epsilon_k \quad 5.56$$

ponieważ na podstawie wzoru 5.11e:

$$d\gamma/d\epsilon > 0 \quad 5.57$$

Podobnie, z definicji 5.6 wynika, że $R(\gamma)$ jest rosnącą funkcją γ dla $\gamma \in [0; 1]$. Stąd też, uwzględniając wzory 5.55, 5.56 otrzymujemy ze wzoru 5.54, że:

$$FC_{k+1}(g_{k+1}^*) < FC_k(g_k^*) \quad 5.58$$

Powyższa zależność dowodzi prawdziwości drugiej części twierdzenia.

Dowód trzeciej części.

Wzór 5.51 przedstawiono w innej postaci:

$$F(g_{k+1}^*) - F(g_k^*) < [M-F(g_k^*)] R[\gamma(\epsilon_{k+1}, g_k^*)] - [M-F(g_{k+1}^*)] R[\gamma(\epsilon_{k+1}, g_{k+1}^*)] \quad 5.59$$

Z założenia/wzór 5.9/ wynika, że:

$$M - F(g_k^*) > 0 \quad \text{ i } \quad M - F(g_{k+1}^*) > 0 \quad 5.60$$

dokonano pomocniczego założenia, że:

$$\gamma(\epsilon_{k+1}, g_k^*) = -cX^2(g_k^*) + 2cX(g_k^*)h + h^2(\epsilon_{k+1}^2 - 1) \leq 0 \quad 5.61$$

Łatwo wykazać, że nierówność 5.61 będzie prawdziwa jeżeli

$$\epsilon_{k+1} \leq \left| \frac{[h - cX(g_k^*)]}{h} \right| = \left| cX(g_k^*)/h - 1 \right| \quad 5.62$$

Powyższy wzór jest jednym z założeń niniejszego twierdzenia/5.43c/.
Zatem, na podstawie wzorów definiujących wielomian $R(\gamma)$ oraz zależności 5.61 wynika, że:

$$R[\gamma(\epsilon_{k+1}, g_k^*)] = 0 \quad 5.63$$

przy czym:

$$R[\gamma(\epsilon_{k+1}, g_{k+1}^*)] = 0 \quad 5.64$$

Tak więc, na podstawie 5.60, 5.63 i 5.64 można napisać, że:

$$F(g_{k+1}^*) < F(g_k^*) \quad 5.65$$

Powyższa zależność dowodzi prawdziwości trzeciej części twierdzenia.cbdu.

Wykazano zatem, że funkcja celu $FC(g)$, określona w definicji 5.5 posiada następujące własności:

WŁASNOŚĆ 1.

Funkcja celu $FC(g)$ jest ciągła i ma ciągłe pochodne cząstkowe pierwszego rzędu w przestrzeni parametrów optymalizowanych K . Umożliwia to użycie efektywnych algorytmów optymalizacji gradientowej bez ograniczeń.

WŁASNOŚĆ 2.

Punkt g_{ϵ}^* , będący rozwiązaniem zadania 5.2, zawsze należy do zbioru rozwiązań dopuszczalnych L , będącego sumą obszarów D i G . Przyjmując odpowiednią wartość stałego parametru h , można określić stopień naruszenia ograniczeń w punkcie g_k^* , bowiem $cX(g_k^*) \leq h$.

WŁASNOŚĆ 3.

Wartość funkcji kryterialnej $F(g)$ jest w punkcie g^* ograniczona od góry przez wartość funkcji celu $FC(g)$ w punktach optymalnych g_k^* zadania 5.2/część pierwsza tw.5.6/. Ponieważ zaś $FC \geq 0$, zatem zbieżność do rozwiązania zadania 5.2 zapewnia spadek wartości funkcji kryterialnej $F(g)$, przy jednoczesnym spełnieniu warunku, że $cX(g) \leq h$.

WŁASNOŚĆ 4.

Dokładność obliczenia wartości współrzędnych punktu g^* , będącego rozwiązaniem zadania 5.1/4.1/, można zwiększać, dobierając wartości współczynników ε_k zgodnie ze wzorem 5.43c.

WŁASNOŚĆ 5.

Punkt startowy procedury optymalizacyjnej g_0 musi leżeć wewnątrz obszaru dopuszczalnego D /wzór 5.8a/. Wynika to ze wzorów 5.9 i 5.10.

Jak stwierdzono, wartość funkcji ograniczającej $CX(g)$ nie może przekroczyć wartości parametru h , pod warunkiem, że punkt g_0 należy do obszaru dopuszczalnego D . Z tego względu, algorytm optymalizacyjny należy zaliczyć do algorytmów wewnętrznej funkcji kary. Musi być on wyposażony w metodę obliczenia współrzędnych punktu g_0 , jeżeli punkt startowy g_0' , zadany przez projektanta, nie należy do obszaru D , tzn: $CX(g_0') > h(1 - \varepsilon)$.

W praktycznej realizacji metody wykorzystującej funkcję FC , wartości parametrów procedury optymalizacyjnej ε , h i M są stałe. Wartość ε i h zadaje projektant, wartość M jest obliczana jako $M = 2F(g_0)$.

Ustalenie wartości ε powoduje, że rozwiązanie zadania 5.2/punkt g_ε^* / nie musi się pokrywać z rozwiązaniem zadania 5.1/punkt g^* /. W przypadku ten ma miejsce, gdy $g^* \in D$ /tw. 5.4/.

Przeprowadzone testy obliczeniowe wykazały, że optymalna wartość parametru ε jest nieco mniejsza od jedności. Zaleca się, by przyjmować ją z przedziału $[0,99; 0,999]$. Unika się wówczas gwałtownego wzrostu wartości funkcji celu przy przejściu z obszaru D do G . Wartość parametru h przyjęto równą jedności/ $h=1$ /.

Przeprowadzone obliczenia wykazały, że w punkcie g_ε^* wartość funkcji ograniczającej $CX(g)$ wynosiła przeciętnie $n \cdot 10^{-2}$, czyli punkt g_ε^* leżał w pobliżu granicy obszarów D i G .

Do obliczenia minimum funkcji FC wykorzystano gradientowy algorytm zmiennej metryki Fletcher'a-Powell'a [18].

Metodę optymalizacyjną, powstałą w wyniku połączenia bezwarunkowego algorytmu minimalizacji i zaproponowanej funkcji celu $FC(g)$, należy zaliczyć do grupy metod dokładnej funkcji kary [21].

W następnym rozdziale zajęto się sformułowaniem postaci funkcji ograniczającej $CX(g)$.

5.3 FUNKCJA OGRANICZAJĄCA CX

Jak stwierdzono we wstępie rozdziału 5, do rzadkości należą zadania projektowe, w których brak jest elementów ograniczających możliwości wyboru wartości parametrów elementów układu elektronicznego. Już choćby fakt, że wartości rezystorów są wielkościami nieujemnymi wymaga wprowadzenia korekt do algorytmu optymalizacji.

Na ogół zakłada się, że wartości rezystorów powinny spełniać warunek:

$$r_{i \min} \leq r_i \leq r_{i \max} \quad , \quad i=1,2,\dots,LXM \quad 5.66$$

gdzie:

LXM liczba optymalizowanych wartości konduktancji w nieliniowym, bezinercyjnym układzie elektronicznym/NBUE/.

Jest to najprostsza forma ograniczeń nakładanych na rozwiązanie zadania optymalizacyjnego, dotyczącego projektowania NBUE. Znacznie bardziej złożonym problemem jest uwzględnienie tych ograniczeń, dzięki którym obszar rozwiązań dopuszczalnych L jest zadany w sposób niejawny. Na przykład:

$$h_{i \min} \leq h_i(g) \leq h_{i \max} \quad , \quad i=1,2,\dots,LO \quad 5.67$$

gdzie:

LO liczba ograniczeń

Funkcjonały $h_i(g)$ reprezentują pewne parametry układu elektronicznego, na które nałożono ograniczenia co do ich wartości, np. wartość napięcia na złączu p-n.

Automatyczne projektowanie nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych różni się od projektowania układów liniowych w dziedzinie prądu zmiennego. Ilość warunków narzuconych na konstruowany układ zmiennoprądowy nie przekracza na ogół kilkunastu/zależy to od wielkości układu/; w przypadku układów nieliniowych, pracujących przy prądzie stałym, ilość ograniczeń jest znacznie większa. O tym, jakie parametry układu liniowego będą poddane ograniczaniu, na ogół decyduje konstruktor. Nieliniowe, bezinercyjne układy elektroniczne w pewnym stopniu same narzucają warunki, które muszą być spełnione ażeby mogły one w ogóle funkcjonować i nie ulec przy tym zniszczeniu. Dopiero w dalszej kolejności bierze się pod uwagę te warunki, które charakteryzują własności użytkowe danego układu.

W świetle powyższych rozważań można dokonać podziału ograniczeń, które należy uwzględnić w procesie projektowania NBUE na, dwie grupy:

1. Ograniczenia, które muszą być spełnione niezależnie od woli projektanta,
2. Ograniczenia, dotyczące funkcjonującego już układu, nakładane na jego wyjściowe, użytkowe parametry elektryczne.

W niniejszej pracy przyjęto, że ograniczeniami zawartymi w pierwszej grupie będą warunki nałożone na następujące parametry eksploatacyjne elementów wchodzących w jego skład:

- a. wartości mocy P_C traconych w tranzystorach,
- b. wartości napięć U_{CE} kolektor-emiter tranzystorów,
- c. wartości prądów I_C kolektorów tranzystorów,
- d. wartości napięć U_{BE} , polaryzujących złącza baza-emiter tranzystorów w kierunku zaporowym,
- e. wartości prądów I_F , płynących przez zwykłe diody,
- f. wartości napięć U_d , polaryzujących złącza diód w kierunku zaporowym,
- g. wartości prądów I_Z diód Zener'a w zakresie stabilizacji,
- h. wartości mocy P_R , traconej we wszystkich rezystorach w układzie.

Ograniczenia dotyczące parametrów a-h mają postać 5.67.

Warunki należące do drugiej grupy ograniczeń są formułowane jako zadane charakterystyki stałoprądowe.

Z listy parametrów poddanych ograniczaniu wynika, że brak jest warunku, by tranzystory pozostawały w stanie aktywnym. W większości układów o sprzężeniach galwanicznych taki warunek nie mógłby być spełniony.

Uszkodzenie nieliniowego, bezinercyjnego układu elektronicznego może nastąpić w wyniku krótkotrwałego przekroczenia granicznych wartości któregoś z parametrów wyszczególnionego w punktach a-h. Aby uchronić się przed taką ewentualnością zdecydowano, że parametry a-h/ich wartości/ będą ograniczane w każdym punkcie aktualnie realizowanej charakterystyki.

W dalszym ciągu rozważań przyjęto, że wartości parametrów elektrycznych, opisujących tranzystory p-n-p i n-p-n, odpowiadające normalnym warunkom ich polaryzacji, są dodatnie.

Wartości parametrów elektrycznych, opisujących diody zwykłe i diody Zener'a mają znaki zgodne powszechnie stosowanymi normami, tzn. są one dodatnie przy polaryzacji złącz w kierunku przewodzenia i ujemne przy polaryzacji złącz w kierunku zaporowym.

W dalszych rozważaniach konieczne będzie posłużenie się nowymi wielkościami, zdefiniowanymi następująco:

DEFINICJA 5.7

Jeżeli, zgodnie z założeniem 4.1, $V(g, j, \xi_i)$ oznacza wartość parametru wyjściowego j -tej charakterystyki NBUE, obliczoną dla danego wektora parametrów optymalizowanych g , w jej i -tym punkcie ξ_i oraz k oznacza numer elementu układu elektronicznego/ k może być numerem kolejnego rezystora, diody, itd./, to:

1. $P_C(i, j, k)$ oznacza wartość mocy traconej w złączu kolektor-baza k -go tranzystora, obliczoną w punkcie ξ_i j -ej charakterystyki,
2. $P_R(i, j, k)$ oznacza wartość mocy traconej w k -tym rezystorze, obliczoną w punkcie ξ_i j -ej charakterystyki,
3. $U_{CE}(i, j, k)$ oznacza wartość napięcia kolektor-emiter k -go tranzystora, obliczoną jak wyżej,
4. $I_C(i, j, k)$ oznacza wartość prądu kolektora k -go tranzystora, obliczoną jak wyżej,
5. $U_{BE}(i, j, k)$ oznacza wartość napięcia baza-emiter k -go tranzystora, obliczoną jak wyżej,
6. $U_d(i, j, k)$ oznacza wartość napięcia polaryzującego k -tą diodę, obliczoną jak wyżej,
7. $I_F(i, j, k)$ oznacza wartość prądu płynącego przez k -tą diodę, obliczoną jak wyżej,
8. $I_Z(i, j, k)$ oznacza wartość prądu płynącego przez k -tą diodę Zener'a, obliczoną jak wyżej,
9. $P_C \max(k), P_R \max(k), U_{CE} \max(k), I_C \max(k), U_{BE} \min(k), U_d \min(k), I_F \max(k), I_Z \min(k)$ oznaczają odpowiednio:
 - a. maksymalną moc traconą w złączu kolektor-baza k -go tranzystora,
 - b. maksymalną moc traconą w k -tym rezystorze,
 - c. maksymalne napięcie kolektor-emiter k -go tranzystora,
 - d. maksymalną wartość prądu kolektora k -go tranzystora,
 - e. minimalną wartość napięcia baza-emiter k -go tranzystora,
 - f. minimalną wartość napięcia, polaryzującego złącze k -ej diody w kierunku zaporowym,
 - g. maksymalną wartość prądu przewodzenia k -ej diody,
 - h. minimalną wartość prądu diody Zener'a, w zakresie stabilizacji.

Wartości parametrów ujętych w punktach a-h są zadawane przez projektanta. Nie muszą się one pokrywać z danymi katalogowymi, dotyczącymi maksymalnych wartości parametrów eksploatacyjnych elementów układu elektronicznego, choć nie powinny ich przekraczać.

Należy zwrócić uwagę, że zgodnie z przyjętymi założeniami dotyczącymi znaków parametrów a-h:

$$U_{BE \min}(k), I_{z \min}(k), U_d \min(k) < 0 \quad 5.68$$

Stopień zbliżenia się wartości parametru 1-8 do jego wartości maksymalnej a-h może być określony różnorodnie. Wykorzystując, na przykład, normę Czebyszewa, można przyjąć, że funkcja ograniczająca $CX(g)$ byłaby określona następująco:

$$CX(g) = \sum_k \max_{i,j} \left| \theta_{(i,j,k)} - \theta_{\max}(k) \right| \quad 5.69$$

gdzie:

$\theta_{(i,j,k)}$ oznacza jeden z parametrów 1-8, $\theta_{\max}(k)$ jego ekstremalną wartość.

Indeks k przebiega kolejno przez numery wszystkich elementów układu. Niestety, funkcja ograniczająca dana wzorem 5.69 ma nieciągłe pochodne cząstkowe. Z tego względu przyjęto inną definicję funkcji ograniczającej $CX(g)$:

DEFINICJA 5.8

Funkcją ograniczającą $CX(g)$, zastosowaną do rozwiązania zadania 5.1, określoną w przestrzeni parametrów optymalizowanych K , przekształcającą przestrzeń K w zbiór liczb rzeczywistych, nieujemnych nazywamy wyrażenie dane wzorem:

$$\begin{aligned} CX(g) = & \sum_{j=1}^{NOPT} \sum_{i=1}^{LP_j} \left\{ WAG2 \sum_{k=1}^{ITR} \left[\max \left(0, A \left(P_C(i,j,k) / P_{C \max}(k) - 1 \right) \right) \right]^3 + \right. \\ & + \max \left(0, A \left(U_{CE}(i,j,k) / U_{CE \max}(k) - 1 \right) \right)^3 + \\ & + \max \left(0, A \left(I_C(i,j,k) / I_{C \max}(k) - 1 \right) \right)^3 + \\ & \left. + \max \left(0, A \left(U_{BE}(i,j,k) / U_{BE \max}(k) - 1 \right) \right)^3 \right\} + \quad 5.70 \\ & + WAG1 \sum_{k=1}^{LD} \left[\max \left(0, A \left(I_F(i,j,k) / I_{F \max}(k) - 1 \right) \right) \right]^3 + \\ & + \max \left(0, A \left(U_d(i,j,k) / U_{d \max}(k) - 1 \right) \right)^3 + \end{aligned}$$

$$+ WAG \sum_{k=1}^{LDZ} \max \left(0, A \left(I_z(i,j,k) / I_z \max(k)-1 \right) \right)^3 +$$

$$\left. + \sum_{k=1}^{LK} \max \left(0, A \left(P_r(i,j,k) / P_r \max(k)-1 \right) \right)^3 \right\}$$

5.70/cd./

gdzie:

ITR	liczba tranzystorów uw układzie,
LD	liczba diod zwykłych w układzie,
LDZ	liczba diod Zener'a w układzie,
LK	liczba rezystorów w układzie,
A	parametr stały, przyjmujący wartość z przedziału [1;100],
WAG2	= LK / (3ITR)
WAG1	= LK / LD
WAG	= LK / LDZ

Współczynniki wagowe WAG, WAG1 i WAG2 zostały określone na podstawie założenia o równym wpływie poszczególnych ograniczeń na wartość funkcji ograniczającej CX. Z listy parametrów poddanych ograniczaniu/punkty 1-8/ wynika, że w przypadku tranzystorów mogą być naruszone jednocześnie tylko trzy ograniczenia, w przypadku diod zwykłych - tylko jedno. Liczba ograniczeń dla wszystkich rezystorów wynosi natomiast LK. Zatem można napisać:

$$LK = WAG2 \times 3ITR = WAG1 \times LD = WAG \times LDZ \quad 5.71a$$

Stąd wynikają wzory określające parametry wagowe we wzorze 5.70.

Wykładnik potęgi '3' we wzorze 5.70 został przyjęty w sposób arbitralny. Jest to minimalna jego wartość, przy której drugie pochodne cząstkowe funkcji CX(g) są jeszcze ciągłe w przestrzeni parametrów optymalizowanych K. Ciągłość funkcji CX(g) i jej pochodnych wynika z postaci wzoru 5.70 oraz z założenia 4.1.

Parametr A jest zadawany przez projektanta. Powinien przyjmować wartości z przedziału [1;100]. Praktyka wykazała, że najlepsze rezultaty otrzymuje się dla $A \in [3;10]$. Zwiększanie wartości A powoduje gwałtowny wzrost wartości funkcji celu, w przypadku naruszenia któregośkolwiek z ograniczeń. Wpływa to niekorzystnie na efektywność optymalizacji.

Z analizy wzoru 5.70 wynika, że funkcja ograniczająca CX(g) spełnia warunki jakie są wymagane od funkcji kary/def.5.3/.

Funkcjonały $h_k(g)$ występujące we wzorach 5.1 i 5.2 mają, na podstawie wzoru 5.70, następującą postać:

$$h_k(g) = A \left[\sigma(i, j, k) / \sigma_{\max}(k) - 1 \right] \quad 5.71b$$

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 5

Rozdział 5 był poświęcony metodzie dokładnej funkcji kary. Dokonano krótkiego przeglądu metod optymalizacyjnych stosowanych w optymalizacji układów elektronicznych. Stwierdzono, że do optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych/NEUE/, powinny być wykorzystane takie metody optymalizacyjne, które, uwzględniając szereg nałożonych na układ ograniczeń, powinny jednocześnie charakteryzować się dużą efektywnością oraz prostotą ich wykorzystania.

Autor, na podstawie analizy literatury doszedł do wniosku, że brak jest metod optymalizacji, które zastosowane do projektowania NEUE, spełniają wymienione warunki.

Opracowana w niniejszym rozdziale metoda dokładnej funkcji kary, będąca znacznym rozwinięciem istniejących opracowań [22] i [41], jest własnym osiągnięciem autora.

Została zdefiniowana funkcja celu $FC(g)$. Udowodniono szereg jej własności. Przeprowadzono krótką dyskusję dotyczącą problematyki ograniczeń w NEUE. Na jej podstawie dokonano wyboru parametrów układu elektronicznego poddanych ograniczaniu.

Zdefiniowano postać funkcji ograniczającej $CA(g)$. Stwierdzono, że spełnia ona warunki wymagane od funkcji kary.

Dzięki ciągłości pochodnych cząstkowych funkcji celu $FC(g)$, możliwe jest zastosowanie do jej minimalizacji efektywnych algorytmów optymalizacji bezwarunkowej. Zaproponowano użycie metody Fletcher'a-Powell'a.

Na podstawie przeprowadzonych testów obliczeniowych, określono wartości stałych parametrów procedury optymalizacyjnej $h; \epsilon, M$ i $A/$.

Opracowana metoda optymalizacyjna, wykorzystująca funkcję kary $FC(g)$ o postaci przedstawionej w niniejszym rozdziale jest, wg. rozważania autora, pierwszą w Polsce i w świecie próbą wykorzystania metody dokładnej funkcji kary do optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych.

6. TRANSFORMACJA PRZESTRZENI PARAMETRÓW OPTYMALIZOWANYCH

Kształt powierzchni funkcji celu w przestrzeni parametrów optymalizowanych K może być niezadawalający ze względów numerycznych. Występowanie na powierzchni funkcji celu głębokich dolin lub wąwozów, znaczne różnice pomiędzy nominalnymi wartościami parametrów optymalizowanych, osiągające wiele/ do 10/ rzędów wielkości, powoduje, że maleje prędkość zbieżności algorytmu optymalizacyjnego. Pewną poprawę charakteru zmienności funkcji celu można uzyskać wprowadzając odpowiednią transformację przestrzeni K w inną przestrzeń X . Transformację taką oznaczono przez TP. Zatem:

$$TP : K \xrightarrow{1-1} X \quad 6.1$$

Transformacja TP powinna spełniać warunki:

1. Być odwzorowaniem wzajemnie jednoznacznym.
2. Nie wprowadzać dodatkowych ekstremów do funkcji celu.
3. Mieć ciągłe pochodne mieszane drugiego rzędu.

Warunki 1 i 2 nie wymagają komentarza. Warunek 3 wynika z użycia metody Newton'a optymalizacji statycznej w dalszej części pracy. /rozdział 8/.

W pracy [62] przedstawiono transformację wykorzystującą funkcję eksponencjalną. Umożliwiła ona zmniejszenie wpływu, niejednokrotnie znacznych, różnic pomiędzy nominalnymi wartościami optymalizowanych parametrów, na charakter zmienności funkcji celu.

W rozdziale 5.3 określony został zbiór parametrów układu elektronicznego, na które nałożono ograniczenia. Z przedstawionych w nim rozważań wynika, że nakładane ograniczenia nie dotyczą określenia przedziałów zmienności wartości rezystancji elementów rezystancyjnych. Z tego względu, transformacja TP, poza spełnieniem warunków 1-3, powinna umożliwić utrzymanie wartości rezystancji w zadanych przez projektanta, przedziałach:

$$r_i \min \leq r_i \leq r_i \max \quad 6.2a$$

lub $\quad , i=1,2,\dots,L,M$

$$g_i \min \leq g_i \leq g_i \max \quad 6.2b$$

gdzie:

$$r_i = 1/g_i$$

$$r_i \min = 1/g_i \max$$

$$r_i \max = 1/g_i \min$$

Przeprowadzone testy obliczeniowe, w których była użyta funkcja celu zdefiniowana w rozdziale 5.2, wykazały, że jej wartość gwałtownie wzrastała po przekroczeniu przez punkt g granic obszaru rozwiązań dopuszczalnych. Było to wywołane gwałtownym wzrostem wartości funkcji $CX(g)$. Zjawisko to zmniejszało prędkość zbieżności algorytmu optymalizacji. Aby temu przeciwdziałać, pożądana byłaby taka transformacja TP, która oprócz warunków 1-3, spełniałaby także warunek dotyczący zmniejszenia stromości funkcji. Warunek taki oznacza, że pochodne cząstkowe funkcji celu, obliczane względem elementów x_i należących do przetransformowanej przestrzeni K , powinny mieć mniejszą wartość od wartości pochodnych $\delta FC / \delta g_i$. Czyli:

$$\delta FC / \delta x_i < \delta FC / \delta g_i, \quad i=1, 2, \dots, LXM \quad 6.3a$$

gdzie:

$$x_i = TP(g_i) \quad 6.3b$$

$$g_i = TP^{-1}(x_i) \quad 6.3c$$

Wartości rezystorów w układach elektronicznych zmieniają się od około $0,01 \Omega$ do około $10M$. Skrajne ich wartości są rzadko spotykane. Można przyjąć, szczególnie dla układów realizowanych w technice monolitycznej, że rezystory mogą przyjmować wartości od około 1Ω do około $100k$. W związku z tym uznano, że nie ma potrzeby stosowania takiej transformacji TP, która umożliwiłaby, tak jak w [62], zmniejszenie wpływu różnic pomiędzy wartościami nominalnymi elementów układu elektronicznego na charakter zmienności funkcji celu.

Zgodnie z przeprowadzonymi rozważaniami zaproponowano, aby transformację TP definiowały następujące wzory, wiążące parametry x_i i g_i , należące do przestrzeni X i K .

$$x_i \in X, \quad g_i \in K, \quad i=1, 2, \dots, LXM$$

$$x_i = \operatorname{tg} \left[\frac{\pi (2g_i - g_{i \max} - g_{i \min})}{2 (g_{i \max} - g_{i \min})} \right] \quad 6.4a$$

$$g_i = (g_{i \max} + g_{i \min}) / 2 + \left[(g_{i \max} - g_{i \min}) / \pi \right] \operatorname{arc} \operatorname{tg} x_i \quad 6.4b$$

gdzie:

$g_{i \max}, g_{i \min}$ oznaczają zadane przez projektanta maksymalną i minimalną wartości i -ej konduktancji.

Transformacja zadana wzorami 6.4 jest przekształceniem wzajemnie jednoznaczny, nie wprowadzającym dodatkowych ekstremów do funkcji celu. Pochodne mieszane drugiego rzędu funkcji celu, obliczane w nowej przestrzeni X , są ciągłe. Spełniony jest także warunek 6.3a, gdyż:

$$\begin{aligned} \delta_{FC} [g(x)] / \delta x_i &= \delta_{FC}(g) / \delta g_i \cdot dg_i / dx_i = \delta_{FC}(g) / \delta g_i \cdot \\ &\cdot \left[(g_{i \max} - g_{i \min}) / \pi \right] / (1 + x_i^2) < \delta_{FC}(g) / \delta g_i \end{aligned} \quad 6.5$$

gdzie:

$$\begin{aligned} g(x) &= \text{col} [g_1(x_1), g_2(x_2), \dots, g_{LXM}(x_{LXM})] \\ i &= 1, 2, \dots, LXM \end{aligned}$$

Maksymalną i minimalną wartość parametru $g_i = 1:r_i$ zadaje projektant.

Rozważania przeprowadzane w rozdziałach 5.2 i 5.3 nie zmieniają się, jeżeli w miejsce parametru g_i podstawić jego przetransformowany odpowiednik x_i . Wynika to z warunków 1-2.

W dalszej części pracy wszystkie wzory i rozważania będą w dalszym ciągu dotyczyły wektora parametrów optymalizowanych g i jego składowych g_i , mimo że w praktycznej realizacji algorytmu optymalizacyjnego występują parametry x_i . Zastosowanie transformacji TP wpływa jedynie na końcową postać wzorów określających postać pochodnych cząstkowych funkcji celu. Postać tej modyfikacji, dotycząca pochodnych pierwszego rzędu, jest przedstawiona wzorem 6.5. Wzory określające pochodne cząstkowe mieszane po transformacji TP zamieszczono w rozdziale 11.

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 6

W niniejszym rozdziale wprowadzono transformację TP przestrzeni parametrów optymalizowanych K w przestrzeń X . Sformułowano warunki jakie powinna spełniać transformacja TP, przystosowana do optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych, z wykorzystaniem funkcji celu z rozdziału 5.2. Stwierdzono, że wszystkie wymagania spełnia transformacja wykorzystująca funkcje trygonometryczne, zdefiniowana wzorami 6.4.

Transformacja TP nie była dotychczas wykorzystywana przy automatycznym projektowaniu układów elektronicznych. Jej użycie umożliwia proste uwzględnienie przedziału zmienności każdego z optymalizowanych parametrów bez konieczności rozbudowywania funkcji ograniczającej CX .

7. WYBÓR PUNKTU STARTOWEGO

Jak wynika z rozdziału 5, punkt startowy g_0 procedury optymalizacyjnej powinien leżeć w obszarze rozwiązań dopuszczalnych D /def. 5.4/, spełniając zależność:

$$CX(g_0) \leq h(1 - \varepsilon) \quad 7.1$$

Znalezienie punktu g_0 nie zawsze jest łatwym zadaniem, nawet w odniesieniu do prostych układów/kilkuwęzłowych/.

Najprostszym, lecz zarazem najbardziej czasochłonnym, sposobem jego obliczenia jest użycie metody statystycznej. Jej zaletą jest pewność/teoretyczna/, że wektor g_0 zostanie, o ile istnieje, obliczony. Jej wadą jest niejednokrotnie wymagana duża liczba obliczeń funkcji $CX(g)$.

Czas analizy DC układu nieliniowego jest na ogół znacznie dłuższy od czasu analizy liniowego układu w dziedzinie częstotliwości /lub czasu/, o podobnej wielkości. Z tego względu, obliczanie współrzędnych punktu startowego przy pomocy metod statystycznych jest, dla NBUE, procesem o małej efektywności.

W niniejszej pracy zostały przedstawione dwa deterministyczne algorytmy obliczania współrzędnych punktu startowego. Ich zaletą jest skonczony czas pracy, niezależnie od uzyskanego wyniku. Praktyka dowodzi, że jeżeli punkt startowy nie zostanie znaleziony w trakcie kilku pierwszych iteracji takiego algorytmu, oznacza to, że warunki nałożone na układ są sprzeczne i obszar D jest obszarem pustym.

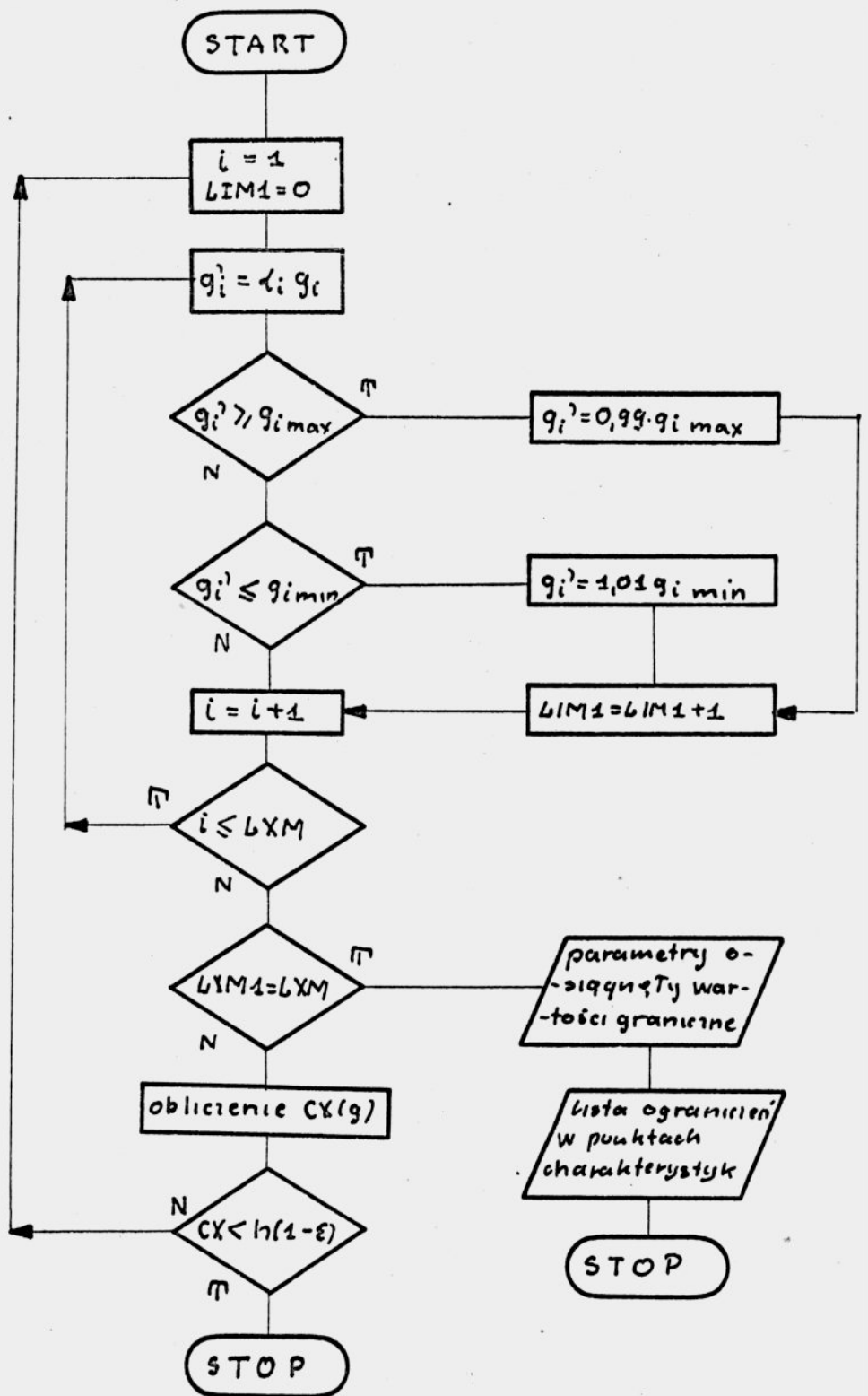
ALGORYTM 1.

Decydującym elementem w tym algorytmie obliczania wartości współrzędnych wektora g_0 jest doświadczenie projektanta. Analizując pracę NBUE niejednokrotnie można oszacować a priori wpływ wartości poszczególnych parametrów elementów układu na wartości wydzielanych mocy, na wartości napięć czy też prądów. Zależności ilościowe nie są przy tym istotne. W zupełności wystarczy informacja o tym jak zmiana wartości danego parametru wpływa na zmianę wartości tych parametrów na które nałożono ograniczenia. Metoda oparta na powyższej informacji jest prosta. Polega ona na zmienianiu wartości parametrów elementów optymalizowanych/konduktancji/, zgodnie ze wzorem:

$$g_i = \alpha_i \cdot g_i \quad i=1, 2, \dots, LXM \quad 7.2$$

gdzie:

g_i oznacza wartość i -tej optymalizowanej konduktancji,



Pierwszy algorytm wyboru punktu startowego
rys. 7.1

$$\alpha_i = \begin{cases} 0,8 \\ 1,0 \\ 1,2 \end{cases}$$

Wybór odpowiedniej wartości α_i jest dokonywany przez projektanta. I tak $\alpha_i=0,8$ gdy wartość i -tej konduktancji należy zmniejszyć, $\alpha_i=1,0$ gdy ma ona pozostać bez zmian i $\alpha_i=1,2$ gdy powinna ona ulec zwiększeniu.

Sieć działań przedstawionego algorytmu pokazano na rys.7.1.

Algorytm ten, pomimo swej prostoty jest bardzo skuteczny i szybki w działaniu.

Modyfikacje wartości parametrów optymalizowanych g_i są prowadzone dopóki, dopóki któraś z nich nie osiągnie swej wartości ekstremalnej. Zostaje ona wówczas wyłączona z operacji wykonywanych przez omawiany algorytm. Kończy on swe działanie gdy zostanie spełniona nierówność 7.1, lub jeżeli wszystkie parametry g_i osiągną swoje wartości graniczne. W tej sytuacji zostaje wydrukowany odpowiedni komunikat i program optymalizacji nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych kończy swe działanie, wyprowadzając wartości wszystkich poddanych ograniczaniu parametrów, obliczanych we wszystkich punktach optymalizowanych charakterystyk. Umożliwia to dokonanie odpowiednich korekt wartości parametrów procedury optymalizacyjnej oraz parametrów ograniczeń.

ALGORYTM 2.

Obliczenie współrzędnych wektora startowego parametrów optymalizowanych g_0 , polega na rozwiązaniu następującego zadania:

ZADANIE 7.1

Znaleźć punkt g_0 , należący do przestrzeni parametrów optymalizowanych K , spełniający warunek:

$$CX(g_0) = \min_g CX(g) \quad 7.3$$

Użycie metody optymalizacyjnej do obliczenia współrzędnych punktu startowego zostało zaproponowane w [16].

W punkcie g_0 , spełniającym równanie 7.3 pochodne cząstkowe $\delta CX(g) / \delta g_i$, $i=1,2,\dots,L \wedge M$ są równe zeru. Zerowanie się wszystkich pochodnych cząstkowych funkcji CX w punkcie g jest warunkiem koniecznym, aby $g \in D$. Nie jest to jednak warunek wystarczający. Nie można bowiem z całą pewnością stwierdzić, że nie istnieje taki punkt g' , w którym:

$$\left. \frac{\delta CX(g)}{\delta g_i} \right|_{g=g^*} = 0 \quad 7.4a$$

oraz

$$CX(g^*) > h(1 - \varepsilon) \quad 7.4b$$

Pochodna cząstkowa $\delta CX(g)/\delta g_i$, $i=1,2,\dots,LXM$, wyrażona jest wzorem:

$$\begin{aligned} \delta CX/\delta g_i &= \delta CX/\delta h_1 * \delta h_1/\delta g_i + \delta CX/\delta h_2 * \delta h_2/\delta g_i + \dots \\ &+ \delta CX/\delta h_{LO} * \delta h_{LO}/\delta g_i, \quad i=1,2,\dots,LXM \end{aligned} \quad 7.5$$

gdzie

$$h_k = h_k(g), \text{ ma postać daną wzorem 5.71b,}$$

LO jest liczbą ograniczeń o postaci 5.71b.

Zakładano, że obszar D nie jest obszarem pustym. Istnieje zatem nieskończenie wiele wektorów g_0 , dla których:

$$\left. \frac{\delta CX(g)}{\delta h_k} \right|_{g=g_0} = 0, \quad g_0 \in D, \quad k=1,2,\dots,LO \quad 7.6$$

Z kolei założenie, że w punkcie $g^* \in D$ wyrażenie 7.5 także osiąga wartość zero, oznacza, że:

$$1. \delta h_k/\delta g_i = 0, \quad i=1,2,\dots,LXM, \quad k=1,2,\dots,LO \quad 7.7$$

albo

2. Co najmniej jedna pochodna $\delta h_k/\delta g_i$ jest liniową kombinacją pozostałych pochodnych $\delta h_j/\delta g_l$ / $j=1,2,\dots,LO$, $l=1,2,\dots,LXM$.

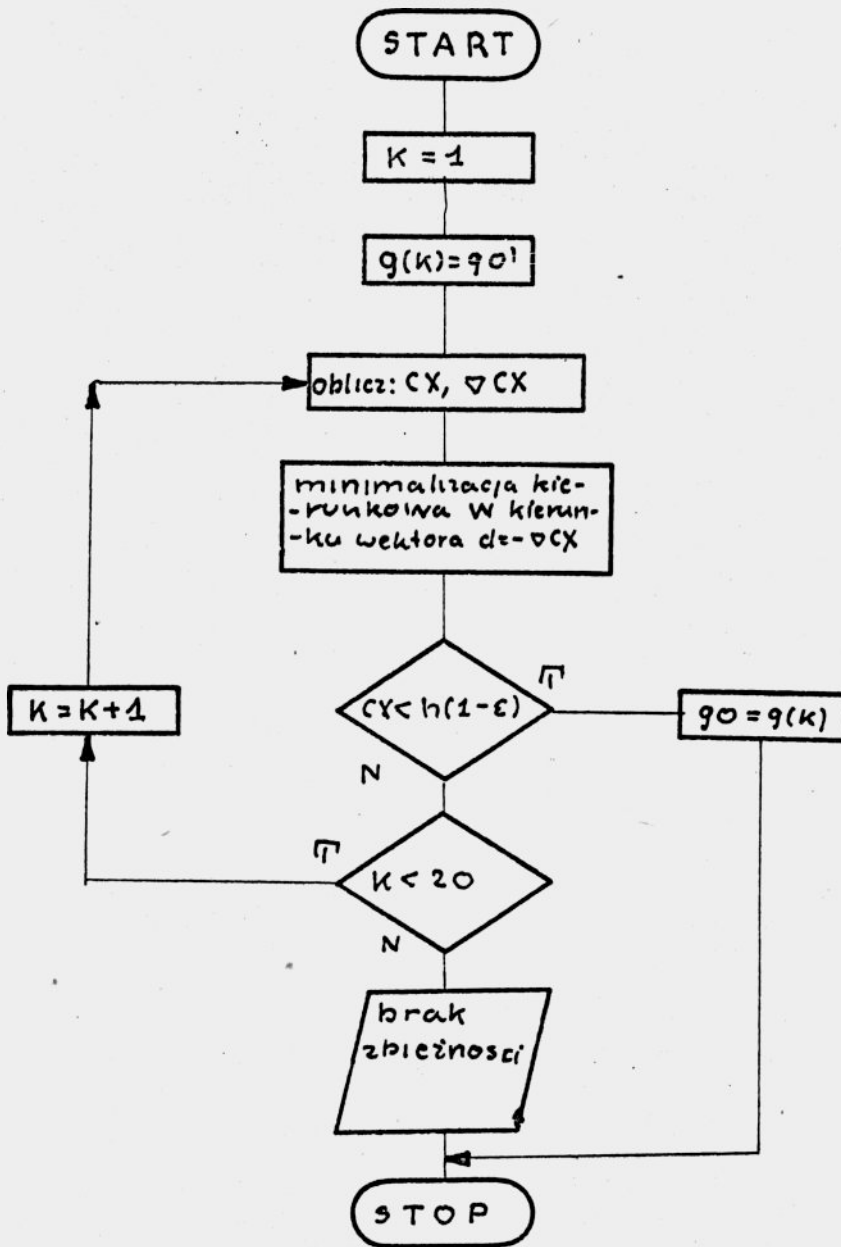
Przypadek pierwszy jest praktycznie niemożliwy do spełnienia. Oznacza on bowiem, że wrażliwości napięć/prądów i mocy/ na zmiany wartości wszystkich parametrów optymalizowanych NBUE, obliczone w punkcie g^* , są równe zero.

Jeżeli chodzi o przypadek 2, uznano, że jego spełnienie jest rzeczą bardzo małąprawdopodobną. Zatem, na podstawie przedstawionych rozważań wyciągnięto wniosek, że spełnienie warunku 7.4 jest praktycznie niemożliwe.

Do rozwiązania zadania 7.1 została użyta metoda najszybszego spadku [17,30]. Dokładne rozwiązanie zadania 7.1 nie jest konieczne. Wystarczy by, w bieżącym punkcie g , został spełniony warunek 7.1.

Wybór algorytmu najszybszego spadku przeprowadzono w oparciu o następujące przesłanki:

1. Dokładne obliczenie minimum funkcji $CX(g)$ nie jest konieczne,



Drugi algorytm wyboru punktu startowego
rys. 7.2

2. Wartość CX gwałtownie wzrasta po przekroczeniu przez punkt g granic obszaru rozwiązań dopuszczalnych L . Istnieje zatem duża szansa na rozwiązanie zadania 7.1 już w kilku pierwszych iteracjach.
3. Obszar pamięci operacyjnej maszyny cyfrowej, zajmowany przez algorytm obliczania punktu startowego powinien być możliwie mały. Pod tym względem metoda najszybszego spadku góruje np. nad metodą Fletcher'a-Powell'a.

Sieć działań omówionego algorytmu przedstawiono na rys. 7.2.

Pewnego rozważenia wymaga sytuacja, gdy niektóre współrzędne wektora g_0 , obliczone w wyniku działania algorytmu 1 lub 2, zbliżą się do swych wartości granicznych $g_i \max$ lub $g_i \min$. Wówczas, z istoty transformacji TP/rozdział 6/ wynika, że składowe gradientu funkcji celu, obliczone względem tych współrzędnych, osiągają bardzo małe wartości. Pociąga to za sobą minimalizację ich wpływu na wartość funkcji celu. W praktyce oznacza to, że element, którego wpływ na pracę układu elektronicznego jest niejednokrotnie znaczący, w procesie optymalizacyjnym prawie nie ulega zmianom. Fakt ten może uniemożliwić znalezienie zadawalającego rozwiązania zadania optymalizacji NBUE. Aby ustrzec się przed tą ewentualnością, po obliczeniu współrzędnych punktu g_0 i stwierdzeniu, że niektóre z nich zbliżają się do swych wartości ekstremalnych więcej niż o $20\%/1,2g_i \min$ lub $0,8g_i \max$, dokonuje się korekty tych wartości zwiększając $g_i \max$ lub zmniejszając $g_i \min$ o 20% . Korekta ta jest przeprowadzana wówczas, gdy ze znaku składowej gradientu funkcji celu, obliczonej względem tej składowej wektora g_0 wynika, że zmiana wartości g_i nie spowoduje, w pierwszej iteracji metody optymalizacyjnej, wzrostu wartości funkcji celu FC . Wartości parametrów g_i mogą w dalszych iteracjach przekroczyć swoje pierwotne/przed korektą/ wartości ekstremalne. Dlatego, po zakończeniu obliczeń należy dokonać weryfikacji otrzymanego wyniku i, w razie konieczności, powtórnie przeprowadzić obliczenia.

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 7.

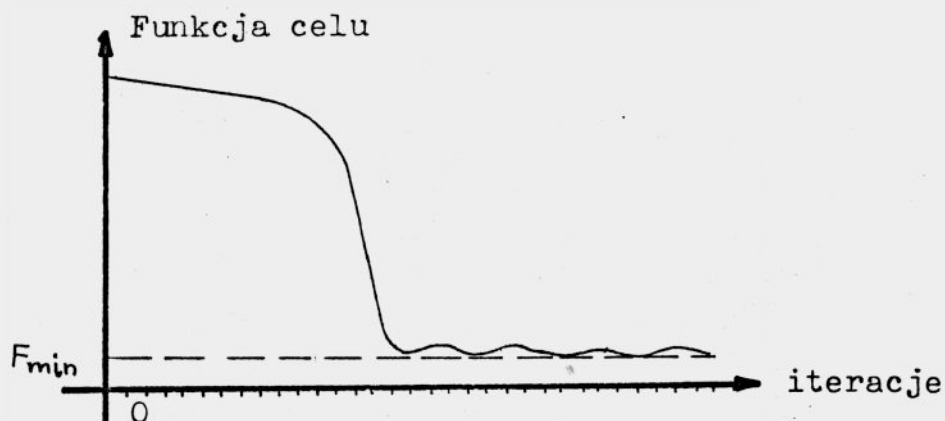
Rozdział 7 poświęcono zagadnieniu wyboru punktu startowego w algorytmie optymalizacji. Przedstawiono dwie metody obliczania współrzędnych punktu g_0 . Pierwsza, wymagająca udziału konstruktora, jest niezwykle prosta i, jak wykazują testy obliczeniowe, skuteczna w większości przypadków. Druga opiera się na zastosowaniu metody najszybszego spadku do rozwiązania pomocniczego zadania optymalizacyjnego/7.1/. Przedyskutowano wpływ zbliżania się parametrów optymalizowanych do swoich wartości ekstremalnych, na charakter działania

procedury optymalizacyjnej. W wyniku tych rozważań wprowadzono modyfikację parametrów ograniczających zakres zmian wartości parametrów optymalizowanych.

Algorytm 1 wyboru punktu startowego g_0 jest własnym opracowaniem autora.

8. METODA OPTIMALIZACJI BEZ OGRANICZEŃ

W rozdziale 5 zostało sformułowane zadanie optymalizacyjne/5.2/. Jego rozwiązanie aproksymuje rozwiązanie zadania 5.1 z dokładnością uzależnioną od wartości zmiennej ε . Wspomniano przy tym, że wykorzystano tu metodę Fletcher'a-Powell'a. Algorytm Fletcher'a-Powell'a nie będzie opisywany, ponieważ, jako jeden z podstawowych algorytmów optymalizacyjnych, jest szeroko dostępny w literaturze np. [17, 18]. Metoda Fletcher'a-Powell'a jest mało wrażliwa na niedokładność określenia punktu startowego g_0 . Jego odległość od poszukiwanego minimum może być znaczna. Właściwość ta wynika z faktu, że macierze aproksymujące odwrotność hessianu funkcji celu są zawsze dodatnio określone [18]. W konsekwencji każdy kolejny krok tego algorytmu powoduje zmniejszanie się wartości funkcji celu. W bezpośrednim sąsiedztwie minimum prędkość zbieżności maleje. Wpływ na to mają błędy w obliczaniu składowych gradientu funkcji celu oraz błędy zaokrągleń. Jakościowy opis zachowania się wartości funkcji celu w trakcie kolejnych iteracji przedstawiono na rys. 8.1 [17, 62].



Zmiany wartości funkcji celu w kolejnych iteracjach wykonanych metodą Fletcher'a-Powell'a.

rys. 8.1

Zmniejszanie się efektywności algorytmu w pobliżu minimum jest niekorzystnym zjawiskiem. Przeciwdziała się mu przyjmując otrzymany po k iteracjach punkt $g(k)$, $k=LXM, 2LXM, 3LXM, \dots$ jako nowy punkt startowy i rozpoczynając obliczenia od początku. Metoda Fletcher'a-Powell'a jest metodą kierunków sprzężonych, zatem w celu znalezienia ekstremum należy wykonać minimum LXM iteracji. Dokładnie po LXM iteracjach otrzymuje się rozwiązanie gdy minimalizowana funkcja jest formą kwadratową wektora parametrów optymalizowanych.

Algorytm Fletcher'a-Powell'a doskonale nadaje się do wstępnego obliczenia współrzędnych minimum funkcji celu. Jego skuteczność maleje zaś w pobliżu jej ekstremum. Sugeruje to by ostatecznego obliczenia minimum $FC(g)$ dokonać bardziej, w tych warunkach, efektywną metodą optymalizacyjną.

Metodą taką jest metoda Newton'a [10], w której, w przeciwieństwie do metody Fletcher'a-Powell'a, dana jest dokładna postać macierzy drugich pochodnych funkcji celu $FC(g)$. W efekcie, do obliczenia minimum funkcji kwadratowej wystarczy wykonanie tylko jednej iteracji.

Połączenie metod Fletcher'a-Powell'a i Newtona jest, ze względu na ich podobieństwo, bardzo proste.

Metoda Newton'a nie wymaga stosowania algorytmów minimalizacji kierunkowej. Nie oznacza to jednak, że takiego algorytmu nie można do niej wprowadzić, gdy zachodzi taka potrzeba.

W niniejszej pracy metoda optymalizacji Newton'a nie wykorzystuje algorytmu minimalizacji kierunkowej.

Z rozdziału 5 wynika, że zdefiniowana w nim funkcja celu $FC(g)$ /def. 5.2/ ma nieciągłe pochodne mieszane. Fakt ten zmusza do zmiany postaci funkcji celu. Zmiana powinna być dokonana w taki sposób aby nowa funkcja celu, oznaczona jako $FCN(g)$, była kształtem zbliżona do funkcji $FC(g)$ /w otoczeniu ekstremum/. Musi ona także uwzględniać nałożone na układ elektroniczny ograniczenia.

W podrozdziale 5.3 zdefiniowano funkcję ograniczającą $CX(g)$. Stwierdzono, że posiada ona cechy funkcji kary /wzór 5.2/. W związku z tym zaproponowano, by funkcja $FCN(g)$, poddana procedurze minimalizacji metodą Newton'a, miała postać:

$$FCN(g) = S \cdot F(g) + R \cdot CX(g) \quad 8.1$$

gdzie:

$$S = \left\{ FC[g(k)] - (M/h) CX[g(k)] \right\} / F[g(k)]$$

$$R = M/h$$

$g(k)$ oznacza punkt otrzymany w wyniku k iteracji wykonanych metodą Fletcher'a-Powell'a; jest to punkt w którym nastąpiło przełączenie metod optymalizacyjnych.

Założono, że $S > 0$.

Równanie 8.1, definiujące funkcję $FCN(g)$ określa typową funkcję celu w metodzie funkcji kary wraz z członem ujmującym ograniczenia.

Na podstawie wzoru 8.1 oraz wcześniejszych założeń/r.4 i 5/ stwierdzono, że $FCN(g)$ jest ciągłą funkcją składowych wektora parametrów optymalizowanych g , mającą ciągłe pochodne mieszane. Do jej minimalizacji może być zatem użyta metoda Newton'a.

Z punktu widzenia metody optymalizacyjnej istotną rzeczą jest położenie punktu optymalnego g^* względem zdefiniowanych w rozdziale 5 obszarów D, G i N . Poprzednio/r.5.2/ wykazano, że punkt optymalny g^* będący rozwiązaniem zadania 5.2, zawsze leży w obszarze rozwiązań dopuszczalnych $L=D \cup G$, w którym prawdziwa jest nierówność:

$$CX(g^*) \leq h \quad 8.2$$

Udowodniono następujące twierdzenie:

TWIERDZENIE 8.1

Niech punkt w którym nastąpiło przełączenie metod obliczeniowych $g(k)$, otrzymany w wyniku k iteracji algorytmu Fletcher'a-Powell'a spełnia zależność:

$$CX[g(k)] \leq h, \quad S[g(k)] > 0 \quad 8.3a$$

wówczas punkt g^* , dla którego prawdziwy jest wzór:

$$FCN(g^*) = \min_g FCN(g) \quad 8.3b$$

należy do zbioru rozwiązań dopuszczalnych $L=D \cup G$, czyli:

$$CX(g^*) \leq h \quad 8.4$$

DOWÓD

Założmy, że:

$$CX(g^*) > h \quad 8.5$$

wówczas, na podstawie 8.1 można napisać:

$$FCN(g^*) = S \cdot F(g^*) + (M/h) CX(g^*) > M \quad 8.6$$

Podobnie, z zależności 8.1, w punkcie przełączania metod:

$$FCN[g(k)] = \left\{ \left\{ FC[g(k)] - (M/h) CX[g(k)] \right\} / F[g(k)] \right\} F[g(k)] + (M/h) CX[g(k)] = FC[g(k)] \quad 8.7$$

Na podstawie twierdzenia 5.1 i założenia 5.1:

$$FC[g(k)] < M \quad 8.8$$

Zatem ze wzorów 8.6, 8.7 i 8.8 wynika, że:

$$\text{FCN}[g(k)] = \text{FC}[g(k)] < M < \text{FCN}(g^*) = \min_g \text{FCN}(g) \quad 8.9a$$

lub

$$\text{FCN}[g(k)] < \min_g \text{FCN}(g) \quad 8.9b$$

Zależność 8.9b jest sprzeczna z założeniem, danym wzorem 8.3b. Tak więc założenie, że $C\lambda(g^*) > h$ prowadzi do sprzeczności. Zatem:

$$C\lambda(g^*) \leq h \quad 8.10$$

obdu.

Ważnym elementem metody optymalizacji bez ograniczeń jest kryterium przełączania algorytmów optymalizacyjnych. Kryterium to opiera się na badaniu normy gradientu funkcji celu i wartościach tej funkcji w kilku, kolejno obliczonych, punktach, jak np. w pracy [62]. W niniejszej pracy za kryterium przełączania metod optymalizacyjnych przyjęto badanie zmian wartości funkcji FC w trzech ostatnio obliczonych punktach. Kryterium jest spełnione jeżeli:

$$1. \left| \frac{\{ \text{FC}[g(k)] - \text{FC}[g(k-1)] \}}{\text{FC}[g(k)]} \right| + \left| \frac{\{ \text{FC}[g(k-1)] - \text{FC}[g(k-2)] \}}{\text{FC}[g(k-1)]} \right| \leq \varepsilon_1 \quad 8.11a$$

oraz

$$2. \text{FC}[g(k)] > (M/h) C\lambda[g(k)] \quad 8.11b$$

gdzie:

$$\varepsilon_1 \in [0, 1; 1, 0] \quad \text{stała algorytmu/przyjęto: } \varepsilon_1 = 0,1/,$$

$$k = L\lambda M, 2L\lambda M, 3L\lambda M, \dots$$

$L\lambda M$ liczba optymalizowanych parametrów.

Spełnienie warunku 8.11b gwarantuje, że współczynnik S we wzorze 8.1 jest dodatni/spełnione jest założenie 8.3a tw. 8.1/.

Jak wiadomo metody opierające się na wykorzystaniu macierzy drugich pochodnych są wrażliwe na dobór punktu startowego. Powinien on leżeć w niewielkiej odległości od ekstremum g^* . Pojęcie 'niewielkiej odległości' jest pojęciem umownym i właściwie jedynym sposobem na stwierdzenie, że odległość jest niewielka jest fakt, że metoda Newton'a jest zbieżna.

Spełnienie przedstawionego/wzór 8.11/ kryterium nie jest jednoznaczne z zapewnieniem zbieżności procedury Newton'a. Jej rozbieżność stwarza niebezpieczeństwo znacznego oddalenia się od otrzymanego wcześniej punktu. Może to zniweczyć efekty uzyskane w wyniku dotychczasowej działalności algorytmu optymalizacji NBUE. Ponadto, na skutek rozbieżności wartości niektórych parametrów optymalizowanych mogą zbliżyć się do swoich wartości ekstremalnych. Jest to, ze względu na charakter zastosowanej transformacji przestrzeni parametrów/r.6/, zjawisko niepożądane. Może ono bowiem wyeliminować z procedury optymalizacyjnej niektóre parametry optymalizowane, jak to przedstawiono w rozdziale 7/wyбір punktu startowego/. Ponadto powoduje ono złe uwarunkowanie macierzy drugich pochodnych funkcji celu i, w skutek tego, błędy w rozwiązywaniu układu równań liniowych, będącego nieodłącznym elementem każdej metody Newton'a.

Ażeby uniknąć skutków możliwej rozbieżności metody Newton'a zaproponowano, by w momencie przełączania metod optymalizacyjnych wprowadzić nowe wartości graniczne dla wszystkich parametrów optymalizowanych.

Zmiana wartości ekstremalnych, ograniczających zakres zmienności wartości parametrów optymalizowanych, jest przeprowadzana zgodnie ze wzorami:

$$g_i^{\text{max}} = 1,5 \cdot g_i \quad i=1,2,\dots,LXM \quad 8.12a$$

$$g_i^{\text{min}} = 0,5 \cdot g_i \quad 8.12b$$

gdzie:

$$g_i^{\text{max}}, g_i^{\text{min}} \text{ nowe wartości graniczne parametru } g_i.$$

W sytuacji, gdy nowe wartości graniczne przekraczałyby swe pierwotne wartości g_i^{max} i g_i^{min} , wówczas ta wartość ekstremalna, która byłaby naruszona pozostaje bez zmian. I tak, jeżeli:

$$g_i^{\text{max}} > g_i^{\text{max}} \quad 8.12c$$

to:

$$g_i^{\text{max}} = g_i^{\text{max}} \quad 8.12d$$

$$g_i^{\text{min}} = 0,5 \cdot g_i \quad 8.12e$$

Jeżeli natomiast

$$g_i^{\text{min}} < g_i^{\text{min}} \quad 8.12f$$

to:

$$g_i \max = 1,5 \times g_i \quad 8.12g$$

$$g_i \min = g_i \min \quad 8.12h$$

Przedstawiona zmiana przedziału zmienności wartości parametrów optymalizowanych nie zmniejsza, oczywiście, skutków zbytniego zbliżenia się tych wartości do którejś z wartości ekstremalnych. Zapobiega ona natomiast niepożądanemu oddaleniu się bieżącego punktu od obszaru w którym znajduje się minimum funkcji FCN.

W sytuacji, gdy metoda Newton'a nie jest zbieżna w trakcie pięciu kolejnych iteracji, następuje powrót do algorytmu Fletcher'a-Powell'a. Wartości ekstremalne parametrów optymalizowanych pozostają bez zmian.

Kryterium zakończenia obliczeń jest następujące:

1. Norma euklidesowa gradientu funkcji celu jest mniejsza od zadanej liczby:

$$\|\nabla FC(g)\|_E \leq \xi_2 \quad 8.13a$$

lub

$$\|\nabla FCN(g)\|_E \leq \xi_2 \quad 8.13b$$

2. Wartość funkcji celu jest mniejsza od zadanej liczby:

$$FC(g) \leq \xi_3 \quad 8.13c$$

lub

$$FCN(g) \leq \xi_3 \quad 8.13d$$

3. Względny przyrost wartości funkcji FCN spełnia, w trzech kolejnych punktach, warunek:

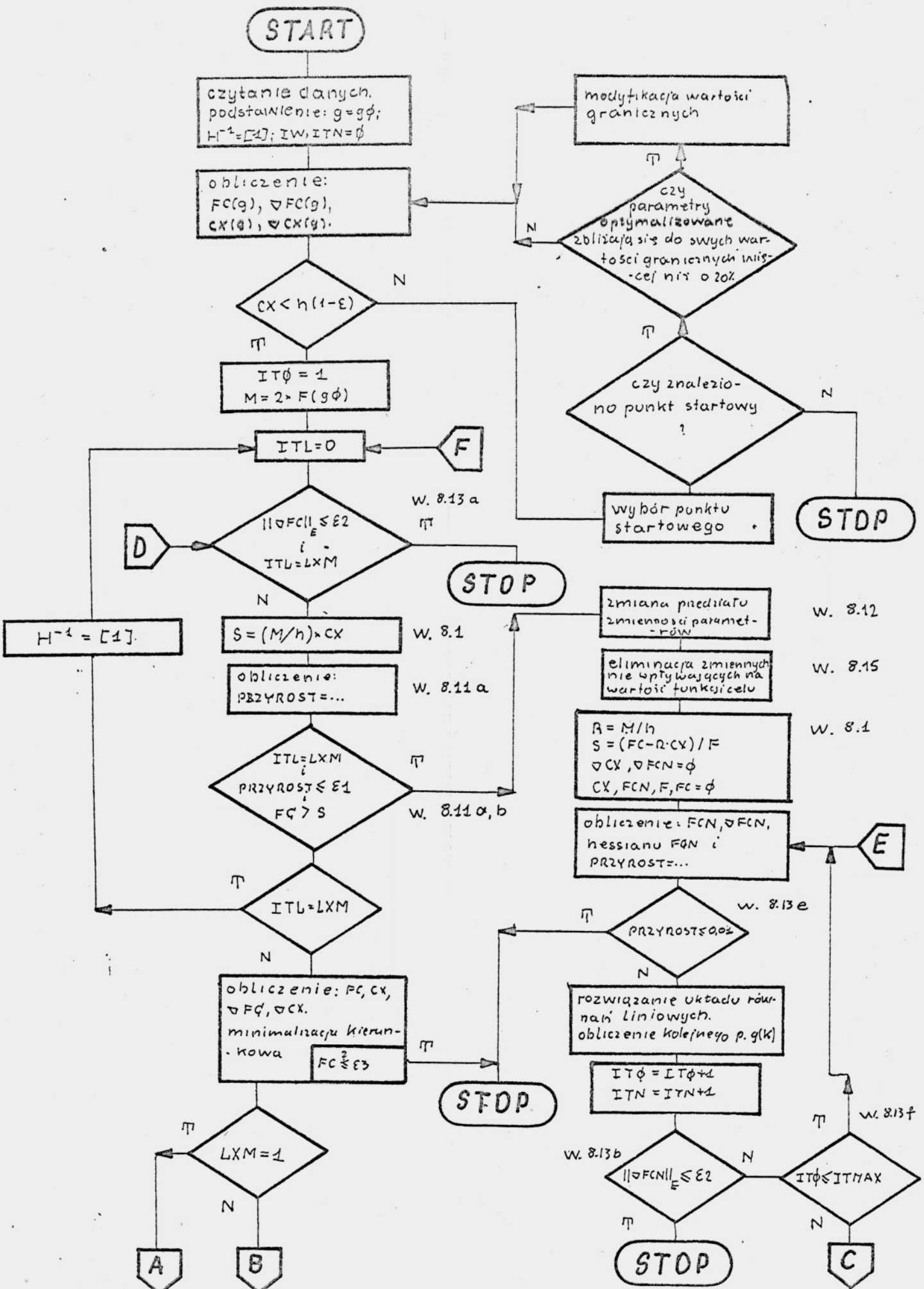
$$\left| \frac{\{FCN[g(1)] - FCN[g(1-1)]\}}{FCN[g(1)]} \right| + \left| \frac{\{FCN[g(1-1)] - FCN[g(1-2)]\}}{FCN[g(1-1)]} \right| < 0,01, \quad l=2,3,\dots \quad 8.13e$$

4. Osiągnięta została maksymalna liczba iteracji ITMAX, zadana przez projektanta:

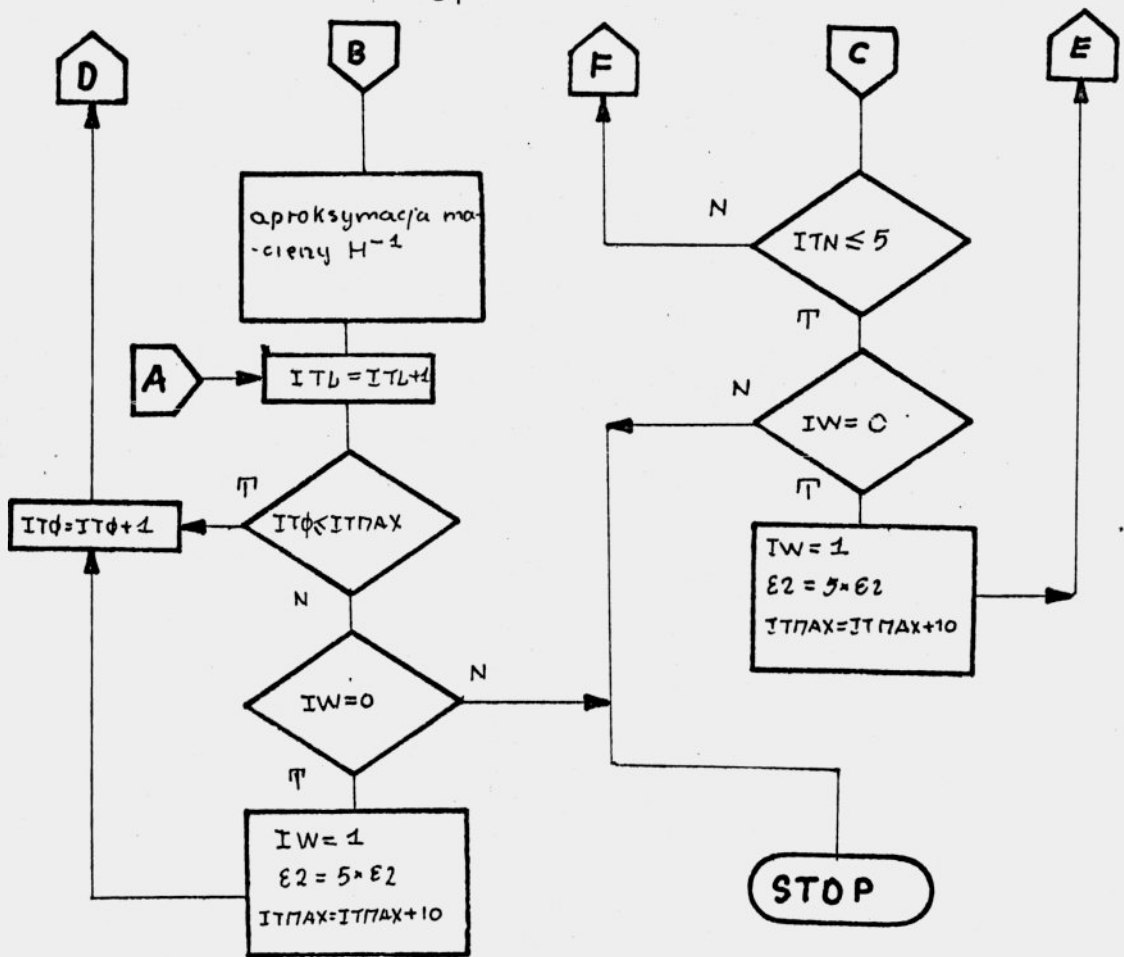
$$ITO = ITMAX \quad 8.13f$$

gdzie:

ITO licznik wykonanych iteracji.



rys. 8.2



Metoda optymalizacji bez ograniczeń / cd. /.
rys. 8.2 /cd./

Wartości parametrów ξ_2, ξ_3 oraz ITMAX zadaje projektant. W przypadku gdy $ITO=ITMAX$ algorytm zwiększa pięciokrotnie błąd ξ_2 oraz umożliwia wykonanie dodatkowych 10 iteracji po których obliczenia zostają przerwane bez względu na wynik.

Projektant zadaje także wartości parametrów metody dokładnej funkcji kary: ξ, h, A oraz p . Zaleca się aby $\xi \approx 1, h \approx 1, A \in [1; 10]$. Wykładnik potęgi p musi być liczbą parzystą, dodatnią.

Podczas pracy algorytmu optymalizacyjnego może się okazać, że niektóre parametry optymalizowane nie wpływają na wartość funkcji celu. Parametry te są eliminowane z działań wykonywanych przez omawiany algorytm.

Parametr g_i zostaje wyłączony ze zbioru parametrów optymalizowanych, jeżeli:

$$\left| \frac{\delta FC [g(k)]}{\delta g_i} \right| \leq 10^{-9} \cdot \left\| \nabla FC [g(k)] \right\|_E \quad 8.14$$

przy czym:

$g(k)$ jest punktem przełączenia metod optymalizacyjnych.

Eliminacja parametru g_i następuje w momencie przełączenia metod. Jednocześnie uaktualnia się wartość zmiennej LXM.

Na rysunku 8.2 przedstawiono sieć działań przedstawionej metody optymalizacji bezwarunkowej. Rysunek 8.2 jest jednocześnie uproszczonym schematem blokowym programu DCOP.

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 8

W niniejszym rozdziale przedstawiono metodę bezwarunkowej optymalizacji nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych. Jest ona połączeniem algorytmu dokładnej funkcji kary/r.5/ z metodą funkcji kary o stałych współczynnikach. Wykorzystano algorytm minimalizacji Fletcher'a-Powell'a oraz Newton'a. Dla metody Newton'a utworzono nową funkcję celu FCN/8.1/. FCN posiada ciągłe pochodne mieszane. Wykazano, że jej minimum leży w obszarze rozwiązań dopuszczalnych $L=D \cup G$. Podano kryterium przełączania metod optymalizacyjnych/8.11/ oraz kryterium zakończenia obliczeń/8.13/. W celu uchronienia się przed skutkami możliwej rozbieżności metody Newton'a wprowadzono zmianę wartości ekstremalnych parametrów optymalizowanych. Przedstawiono kryterium eliminacji zmiennych nie wpływających na wartość funkcji celu/8.14/.

Zmiana postaci funkcji celu oraz zmiana zakresu zmienności wartości parametrów optymalizowanych jest nowym elementem, nie występującym w znanej autorowi literaturze [58, ..., 197].

9. MINIMALIZACJA KIERUNKOWA FUNKCJI CELU

Poszukiwanie minimum funkcji celu, leżącego na półprostej wyznaczonej przez wektor d , zwany dalej kierunkiem poszukiwań, jest głównym składnikiem większości procedur optymalizacyjnych [10,14,17,37,38,49]. Efektywność minimalizacji kierunkowej decyduje w znacznym stopniu o sprawności określonej metody optymalizacyjnej. Widać to szczególnie w tych przypadkach, w których wymagany jest znaczny nakład obliczeń i czasu potrzebnego do obliczenia wartości funkcji celu/ i jej pochodnych/. Można wykazać [14,18], że zbieżność procedury minimalizacji kierunkowej jest warunkiem koniecznym i wystarczającym dla zbieżności algorytmu Fletcher'a-Powell'a/algorytmów quasinewtonowych/ do punktu leżącego w otoczeniu minimum funkcji celu. Ponadto, jak to jest wykazane np. w pracy [14], dla zapewnienia zbieżności metody zmiennej metryki nie jest konieczne dokładne obliczenie minimum kierunkowego, o ile wartości funkcji celu i jej pochodne kierunkowe spełniają pewne warunki [14,55].

Istnieje wiele algorytmów poszukiwania minimum kierunkowego [17,49]. Do najefektywniejszych należą te, które wykorzystują pochodne kierunkowe funkcji celu.

Przed omówieniem użytego algorytmu minimalizacji kierunkowej wprowadzono następujące oznaczenia: :

$$1. f(\alpha) = FC[g(m) + \alpha d] \quad 9.1a$$

gdzie:

$g(m)$ wektor parametrów optymalizowanych, otrzymany w wyniku m iteracji algorytmu optymalizacyjnego,

d $= w / \|w\|_E$ znormalizowany wektor, określający kierunek poszukiwań ,

w kierunek poszukiwań generowany przez algorytm Fletcher'a-Powell'a,

α zmienna niezależna funkcji f , nieujemna.

$$2. f_{\mathcal{L}}(\alpha) = df(\alpha)/d\alpha = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \left\{ \frac{FC[g(m) + \alpha d] - FC[g(m)]}{\alpha} \right\} \quad 9.1b$$

3. $\mathcal{L}^{(k)}$ k -ty punkt \mathcal{L} , otrzymany po k iteracjach algorytmu minimalizacji kierunkowej, przybliżający punkt \mathcal{L}^* ,

gdzie:

k licznik iteracji algorytmu minimalizacji kierunkowej.

Punkt α^* jest rozwiązaniem następującego zadania:

ZADANIE 9.1

Znaleźć punkt α^* taki, że:

$$f(\alpha^*) = \min_{\alpha} f(\alpha), \alpha > 0 \quad 9.2$$

Warunek nieujemności α jest zawsze spełniony [18].

Powszechnie stosowaną metodą obliczenia wartości zmiennej α^* jest aproksymacja funkcji $f(\alpha)$ inną funkcją $P(\alpha)$, której minimum można wyznaczyć analitycznie. Jako funkcji aproksymującej używa się wielomianu, kombinacji wielomianu i funkcji eksponencjalnej [37], lub innych funkcji. Postać $P(\alpha)$ może w zasadzie być dowolna. O wyborze $P(\alpha)$ decyduje głównie jej podobieństwo do funkcji $f(\alpha)$. Na ogół trudno jest jednak przewidzieć jaki będzie kształt $f(\alpha)$. Dlatego często $P(\alpha)$ jest wielomianem.

Autor przeprowadził szereg testów obliczeniowych, stosując do aproksymacji funkcji f wielomian trzeciego stopnia, funkcję wymierną o postaci $(ax^2+bx+c)/(dx+e)$ oraz połączenie wielomianu z funkcją eksponencjalną, w postaci $ax^2+bx+c \cdot \exp(dx)$. Najlepsze wyniki uzyskano przy aproksymacji funkcji $f(\alpha)$ wielomianem.

W niniejszej pracy przyjęto zatem, że $P(\alpha)$ jest wielomianem trzeciego stopnia. Do obliczenia jego współczynników konieczna jest znajomość wartości funkcji $f(\alpha)$ i jej pochodnych w dwóch punktach: α_1 i α_2 .

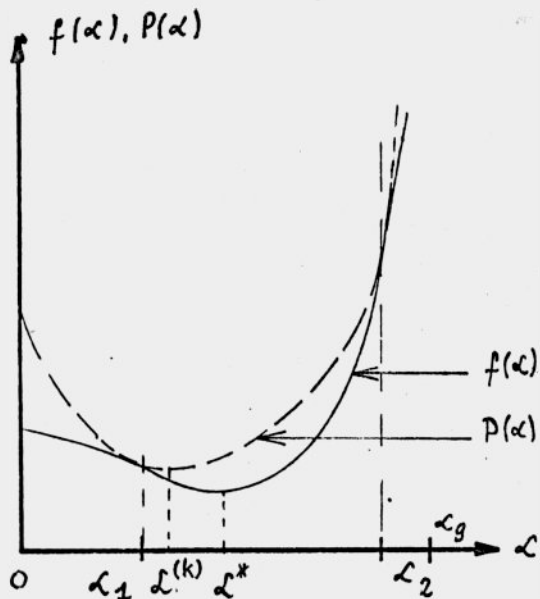
Aproksymacja minimum funkcji f przez minimum wielomianu P daje zadowalające wyniki jeżeli:

1. Minimum to znajduje się pomiędzy węzłami aproksymacji α_1 i α_2 ,
2. Wartości modułów pochodnych $f_{\alpha}(\alpha_1)$ i $f_{\alpha}(\alpha_2)$ są zbliżone oraz wartości funkcji $f(\alpha_1)$ i $f(\alpha_2)$ są także zbliżone.

W przypadku dużej rozbieżności pomiędzy $f(\alpha_1)$ i $f(\alpha_2)$ /lub pochodnymi/ kolejne przybliżenie punktu będzie leżało w bezpośrednim sąsiedztwie albo α_1 albo α_2 . W tej sytuacji zbieżność algorytmu jest bardzo wolna. W celu zilustrowania tego zagadnienia na rys. 9.1 pokazano typową funkcję $f(\alpha)$ /dane eksperymentalne/ oraz jej aproksymację wielomianem. Widać, że punkt $\alpha^{(k)}$ leży blisko punktu α_1 .

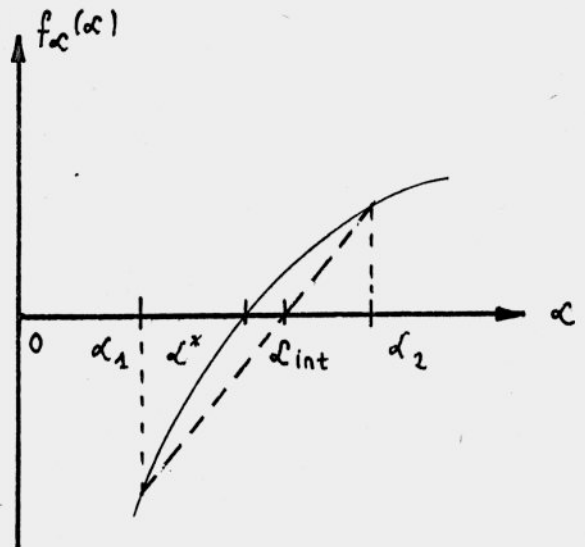
Rysunek 9.1 nie oddaje skali wielkości. Wzrost wartości $f(\alpha)$ staje się bardzo gwałtowny po przekroczeniu pewnej wartości α_g . Pochodna $df(\alpha)/d\alpha$ osiąga w punkcie α_2 niejednokrotnie wartość $n \times 10^6$, podczas gdy $f(\alpha_2)$ dochodzi do wartości $n \times 10^8$. Wartość $f(\alpha_1)$ jest niewiele większa od zera. Taki charakter zmian $f(\alpha)$ wynika z wpływu na wartość funkcji celu FC funkcji ograniczającej $C\alpha(g)$.

Aproksymacja punktu \mathcal{L}^* przez minimum wielomianu $P(\mathcal{L})$ jest jednym z możliwych sposobów jego numerycznego przybliżenia. Innym rozwiązaniem zastosowanym w niniejszej pracy jest przybliżenie punktu \mathcal{L}^* przez punkt \mathcal{L}_{int} , który otrzymuje się w drodze interpolacji pochodnej $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$. Węzłami interpolacji są punkty $(\mathcal{L}_1, f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_1))$ oraz $(\mathcal{L}_2, f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_2))$. Pochodna $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$ jest aproksymowana linią prostą, tak jak pokazano to na rysunku 9.2.



Typowy przebieg funkcji f i jej aproksymacja wielomianem $P(\mathcal{L})$.

rys. 9.1



Interpolacja zera pochodnej $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$ przez punkt \mathcal{L}_{int} .

rys. 9.2

Działanie algorytmu minimalizacji kierunkowej polega na wstępnym obliczeniu wartości parametrów \mathcal{L}_1 i \mathcal{L}_2 , spełniających warunek:

$$f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_1) < 0, \quad f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_2) > 0 \quad 9.3a$$

a następnie na zawężaniu otrzymanego przedziału $[\mathcal{L}_1; \mathcal{L}_2]$, przy ciągłym spełnieniu warunku 9.3a. Dzięki temu:

$$\mathcal{L}^* = \min_{\mathcal{L}} f(\mathcal{L}) \in [\mathcal{L}_1; \mathcal{L}_2] \quad 9.3b$$

Kolejne przybliżenie $\mathcal{L}^{(k)}$ punktu \mathcal{L}^* otrzymuje się drogą bądź interpolacji sześcienniej/rys.9.1/, bądź interpolacji zera pochodnej $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$, jak to pokazano na rys.9.2.

Wreszcie, punkt $\mathcal{L}^{(k)}$ może być obliczony jako współrzędna podziału odcinka $[\mathcal{L}_1; \mathcal{L}_2]$ w pewnym stosunku.

Algorytm rozpoczyna działanie w punkcie $\alpha_1 = 0 / f_{\mathcal{L}}(0) < 0 /$.
Pierwsza wartość $\mathcal{L}^{(1)}$ jest określona wzorem:

$$\mathcal{L}^{(1)} = \min(p, r, s, s / \|w\|_E) \quad 9.5$$

gdzie:

$$p = -f(0) / [2f_{\mathcal{L}}(0)]$$

$$r = f(0) / s$$

$$s = 2, 0$$

Charakter zależności 9.5 został ustalony w drodze eksperymentów.

Jeżeli punkt $\mathcal{L}^{(1)}$ nie spełnia drugiej części warunku 9.3a wówczas wartość zmiennej $\mathcal{L}^{(1)}$ zostaje trzykrotnie zwiększona. Cykl ten powtarza się dopóki warunek 9.3a nie zostanie spełniony. W tym momencie dokonuje się podstawienia $\mathcal{L}_2 = \mathcal{L}^{(k)}$.

W trakcie obliczania kolejnych punktów $\mathcal{L}^{(k)}$, $k=1, 2, \dots$, pochodna kierunkowa $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$ może być raz dodatnia innym razem ujemna. Jeżeli:

$$f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}^{(k)}) > 0, k=2, 3, \dots \quad 9.6a$$

wówczas za \mathcal{L}_2 jest przyjmowana wartość $\mathcal{L}^{(k)}$. Jeżeli natomiast:

$$f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}^{(k)}) < 0, k=2, 3, \dots \quad 9.6b$$

to wartość $\mathcal{L}^{(k)}$ jest podstawiana pod zmienną \mathcal{L}_1 . W ten sposób, przedział $[\mathcal{L}_1, \mathcal{L}_2]$, zawierający punkt \mathcal{L}^* ulega zawężaniu, przy czym warunki 9.3 są stale spełnione.

Przed obliczeniem kolejnej wartości $\mathcal{L}^{(k)}$ są testowane następujące warunki:

$$1. f(\mathcal{L}_2) > 10 \cdot f(\mathcal{L}_1) \quad \text{lub} \quad f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_2) > -50 \cdot f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_1) \quad 9.7a$$

oraz

$$2. f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_2) > 0,25 \quad 9.7b$$

Spełnienie warunków 9.7 powoduje, że kolejna wartość $\mathcal{L}^{(k)}$ jest obliczana jako:

$$\mathcal{L}^{(k)} = 0,7 \mathcal{L}_2 + 0,3 \mathcal{L}_1 \quad 9.8$$

Warunek 9.7a stanowi kryterium stromości funkcji $f(\mathcal{L})$. Jego spełnienie wskazuje, że funkcja $f(\mathcal{L})$ przebiega w otoczeniu punktu \mathcal{L}_2 zbyt stromo, aby aproksymacja wielomianem lub interpolacja zera pochodnej $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$ dały zadowalające wyniki.

Warunek 9.7b zapobiega zbyt pochopnemu zakwalifikowaniu funkcji $f(\mathcal{L})$ jako stromej w przypadku gdy punkt \mathcal{L}_2 znajduje się

w sąsiedztwie punktu \mathcal{L}^* .

O ile kryterium 9.7 nie jest spełnione, sprawdzone zostają kolejne warunki:

$$3. 0,5 \leq f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_2) \leq 2,0 \quad 9.9a$$

oraz

$$4. 0,5 \leq f(\mathcal{L}_2) \leq 2,0 \quad 9.9b$$

Jeżeli obie zależności są spełnione, wówczas kolejny punkt $\mathcal{L}^{(k)}$ jest obliczany jako minimum wielomianu $P(\mathcal{L})$, przechodzącego przez punkty $(\mathcal{L}_1, f(\mathcal{L}_1))$ i $(\mathcal{L}_2, f(\mathcal{L}_2))$. W przeciwny przypadku $\mathcal{L}^{(k)}$ jest obliczany jako interpolowane zero pochodnej $f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L})$ /rys.9.2/.

Charakter zależności 9.7 i 9.9 został ustalony w drodze eksperymentów.

Wzory 9.7 i 9.9 stanowią kryterium wyboru sposobu obliczania kolejnego punktu $\mathcal{L}^{(k)}$. Przed obliczeniem nowej wartości parametru $\mathcal{L}^{(k)}$ sprawdzane są warunki zakończenia procedury iteracyjnej.

Są one następujące:

$$1. |f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}^{(k)})| \leq \varepsilon_2 \quad 9.10a$$

$$2. f(\mathcal{L}^{(k)}) \leq \varepsilon_3 \quad 9.10b$$

$$3. \varepsilon_5 \mathcal{L}^{(k)} f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_1) \leq f(\mathcal{L}_1) - f(\mathcal{L}^{(k)}) \leq (1 - \varepsilon_5) \mathcal{L}^{(k)} f_{\mathcal{L}}(\mathcal{L}_1) \quad 9.10c$$

$$4. \text{Przekroczona została maksymalna liczba iteracji } k_{\max} / k_{\max} = 50/.$$

Wartość parametru ε_3 zadaje projektant. Pozostałe parametry przyjmują wartości:

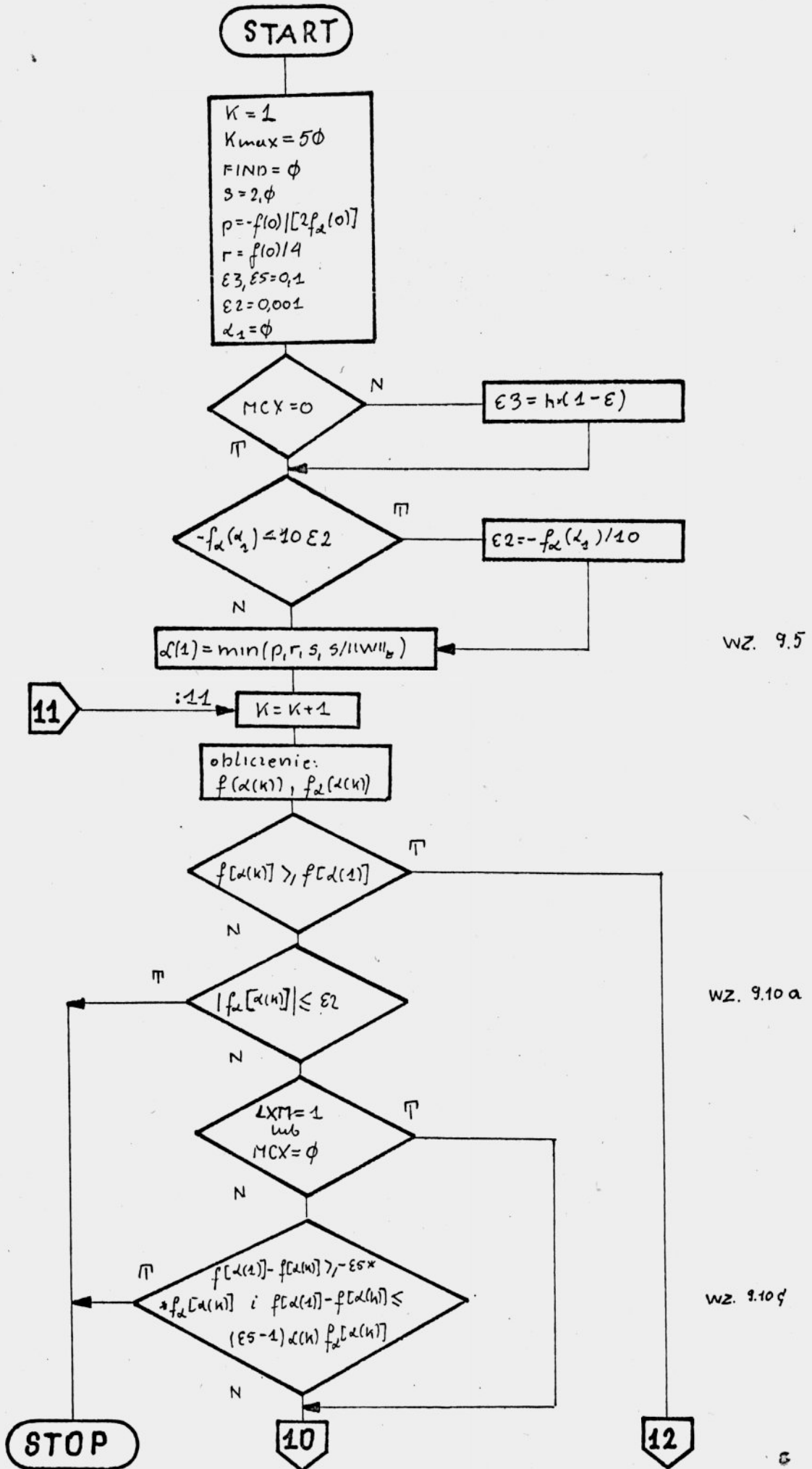
$$\varepsilon_2 = 0,001 ; \text{ jeżeli } f_{\mathcal{L}}(0) < \varepsilon_2 \text{ wówczas: } \varepsilon_2 = -f_{\mathcal{L}}(0)/10$$

$$\varepsilon_5 = 0,1$$

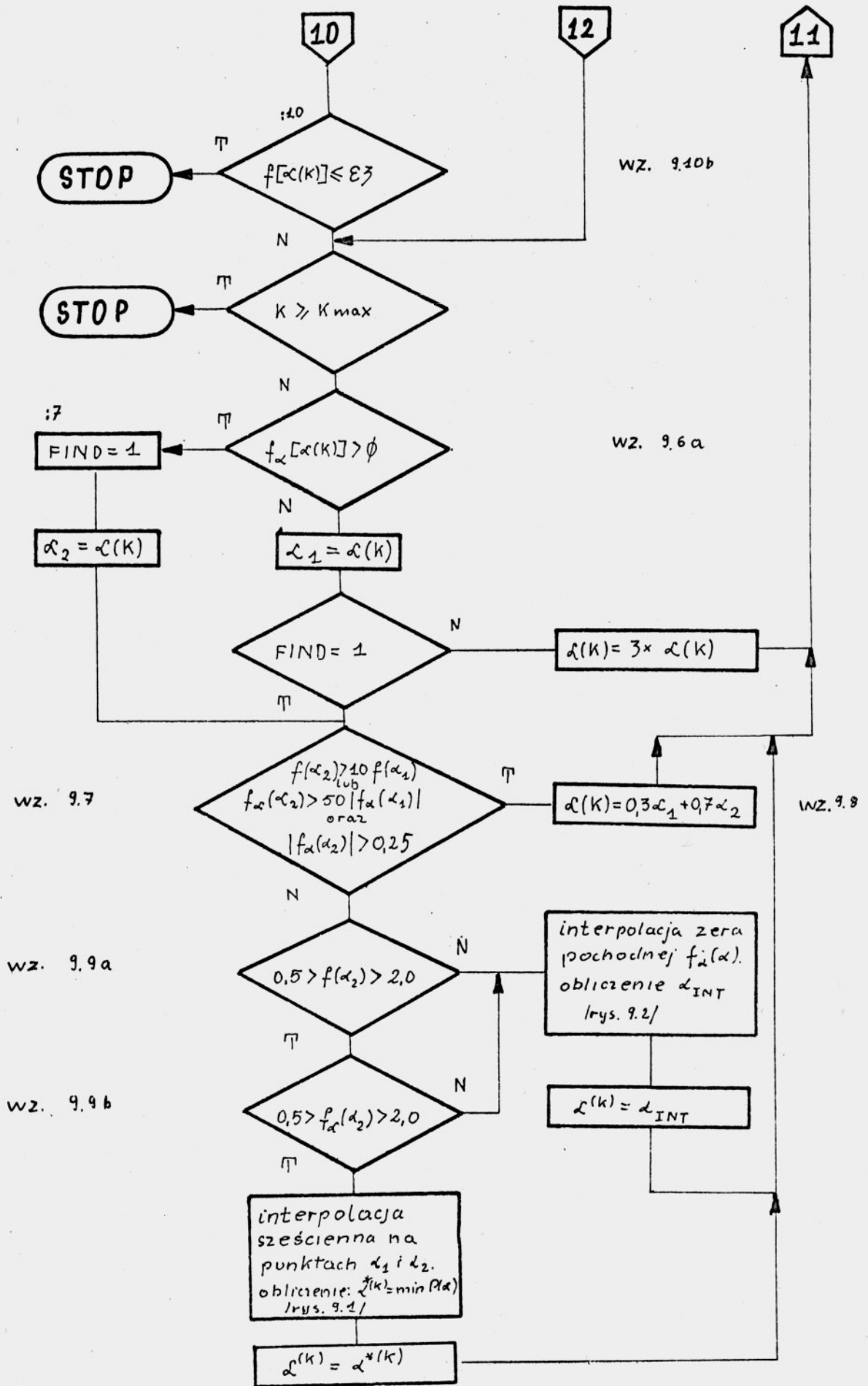
Warunek 9.10a oznacza, że punkt $\mathcal{L}^{(k)}$ można przyjąć za rozwiązanie zadania 9.1.

Spełnienie warunku 9.10b pociąga za sobą zakończenie obliczeń procedury optymalizacyjnej. Punkt $g = g(m) + \mathcal{L}^{(k)}$ jest przyjmowany za rozwiązanie zadania 5.2/rozd.5/.

Warunek dany wzorem 9.10c jest wprowadzony zgodnie z pracami Powell'a i Wolfe'a [14,55]. Jest on czasem nazywany testem dwuskośnym [17]. Jego spełnienie gwarantuje, że metoda Fletcher'a-Powell'a nie będzie rozbieżną, w przypadku gdy przyjmie się za punkt \mathcal{L}^* punkt $\mathcal{L}^{(k)}$, nie będący dokładnym rozwiązaniem zadania 9.1.



rys. 9.3



Minimalizacja kierunkowa funkcji celu.
rys. 9.3

Warunek ostatni nie wymaga komentarza.

Test dwuskośny jest pomijany jeżeli istnieje tylko jeden parametr optymalizowany $g_1/L\lambda M=1/$.

Niespełnienie żadnego z warunków 9.10 powoduje przejście algorytmu do wykonywania działań danych wzorami 9.6, 9.7, itd.

Sieć działań przedstawionej metody minimalizacji kierunkowej zamieszczono na rysunku 9.3. Występuje w niej zmienna sterująca MCX. Jest to zmienna procedury wyboru punktu startowego $g_0/r.7/$ wg. algorytmu nr. 2. Dla MCX=0 minimalizacji jest poddawana funkcja ograniczająca $CX(g)$.

PODSUMCOWANIE ROZDZIAŁU 9

W rozdziale 9 przedstawiono algorytm minimalizacji kierunkowej. Wykorzystano w nim aproksymację funkcji $f(\alpha)$ wielomianem trzeciego stopnia, aproksymację jej pochodnej wielomianem pierwszego stopnia oraz metodę podziału odcinka w pewnym stosunku/9.8/. Sformułowano kryteria wyboru sposobu obliczania kolejnych przybliżeń punktu α^* . /zal. 9.6 i 9.7/Sformułowano kryterium zakończenia obliczeń/9.10/.

Dzięki odpowiedniemu określeniu kryteriów decydujących o sposobie obliczania kolejnych punktów $\alpha^{(k)}$, opisany algorytm jest dostosowany do charakteru zmienności funkcji celu $FC(g)$ w kierunku wektora d.

Pełny tabulogram procedury optymalizacyjnej zamieszczono w DODATKU 2.

10 ANALIZA NIELINIOWYCH, BEZINERCYJNYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

10.1 WYBÓR METODY ANALIZY

Literatura dotycząca analizy układów elektronicznych w dziedzinie prądu stałego jest bardzo obszerna, np. [138, 139, 143, ..., 149, 150, 151, 152, 166, 168, 170, 173, 176, 179, 180, 189, 192, 195, 196, 197, 198, 203, 204, 212, 213, 214, 217, 218, 219, 220, 222] .

Procedura analizy zastosowana w algorytmie optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych/NBUE/ powinna odpowiadać kryteriom, narzuconym przez zadanie optymalizacyjne. I tak, wybrana metoda powinna:

1. Umożliwiać proste obliczanie pochodnych cząstkowych funkcji układowych względem parametrów optymalizowanych,
2. Być metodą niezasochłonną,
3. Być metodą niezawodną.

Łatwość obliczania pochodnych cząstkowych jest, przy wykorzystaniu metod optymalizacji gradientowej, wymaganiem oczywistym.

Szybkość znajdowania rozwiązania układu równań opisujących dany układ jest na ogół ściśle związana z niezawodnością metody analizy. Szybkie algorytmy, o zbieżności kwadratowej, wymagają przeważnie dość dokładnego określenia punktu startowego. Metody wolniejsze są bardziej tolerancyjne. Wybór odpowiedniego algorytmu jest więc rozwiązaniem kompromisowym pomiędzy jego prostotą, szybkością działania, niezawodnością i możliwością zastosowania jako fragmentu procedury optymalizacyjnej.

Istnieje wiele metod opisu układu elektronicznego równaniami. Do podstawowych należą:

1. Metoda potencjałów węzłowych,
2. Metoda równań prądów oczkowych,
3. Metoda równań stanu,
4. Metoda macierzowa.

Metody równań stanu są wykorzystywane przy analizie rozbudowanych układów elektronicznych w dziedzinie czasu [192]. Do analizy małych, bezinercyjnych układów elektronicznych/około 30 węzłów/ nie są one stosowane.

Metody macierzowe są przydatne do analizowania dużych sieci /kilkudziesięciowęzłowych/. Ich efektywność wzrasta przy wykorzystaniu rzadkości macierzy. Dla układów średniej wielkości ich efektywność jest zbliżona do skuteczności metody potencjałów węzłowych/ lub prądów oczkowych/.

W związku z tym zdecydowano, że analiza układu elektronicznego będzie prowadzona w oparciu o metodę potencjałów węzłowych. Umożliwia ona stosunkowo proste obliczanie wrażliwości funkcji układowych na zmiany wartości parametrów optymalizowanych.

Do rozwiązania układu równań potencjałów węzłowych wykorzystano metodę Newton'a, np. [180]. Na temat metody Newton'a istnieją różne opinie dotyczące jej zbieżności w warunkach analizy układów DC. Na podstawie informacji, udzielonych autorowi przez dr B. Rodańskiego autora prac [196, 197, 198] można stwierdzić, że metoda Newton'a jest wystarczająco efektywną przy analizie średnich układów DC.

Dokładne omówienie metody Newton'a można znaleźć np. w [225].

Proces iteracyjny zostaje zakończony, gdy zostanie spełniona jedna z poniższych zależności:

$$1. \sum_{i=1}^n |v_i^{(k)} - v_i^{(k-1)}| \leq n \cdot 10^{-7} \quad 10.1a$$

$$2. k = ITMAX \quad 10.1b$$

gdzie:

n ilość węzłów układu elektronicznego,

$v_i^{(k)}$ potencjał i -go węzła otrzymany w k -tej iteracji,

$ITMAX$ maksymalna liczba iteracji/ $ITMAX=50$.

Wprowadzenie mnożnika n po prawej stronie wzoru 10.1a ma na celu zmniejszenie liczby iteracji. Oparto się tu na założeniu, że błąd obliczenia każdego potencjału węzłowego jest taki sam. W ten sposób błąd obliczania wartości potencjałów węzłowych jest stale taki sam, niezależnie od ilości węzłów układu.

10.2 RODZAJE I MODELE ELEMENTÓW UKŁADU ELEKTRONICZNEGO

10.2.1 WSTĘP

Zgodnie z rozważaniami przeprowadzonymi w poprzednich rozdziałach w skład projektowanego układu DC mogą jedynie wchodzić:

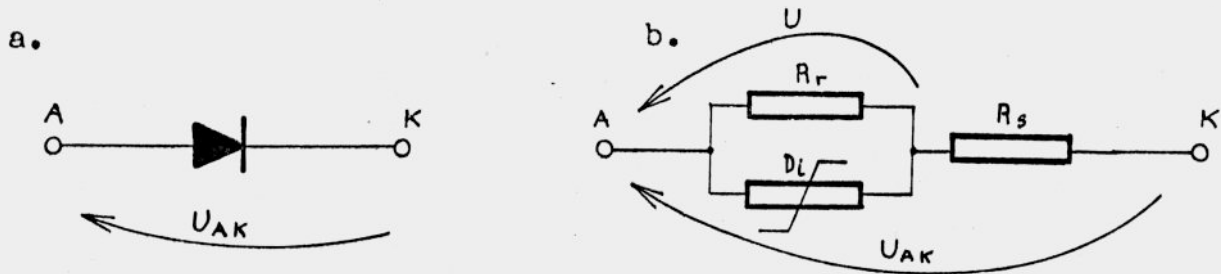
1. Konduktancje,
2. Diody zwykłe i diody Zener'a,
3. Tranzystory bipolarne p-n-p i n-p-n,
4. Autonomiczne, nieidealne źródła napięciowe,
5. Autonomiczne źródła prądowe,
6. Sterowane źródła napięciowe i prądowe:
 - a. źródła prądowe sterowane napięciem,

- b. źródła prądowe, wymuszające przebieg optymalizowanych charakterystyk,
- c. nieidealne źródła napięciowe, wymuszające przebieg optymalizowanych charakterystyk.

Modele elementów nieliniowych i ich parametry zostały przedstawione w kolejnych punktach niniejszego rozdziału.

10.2.2 MODEL DIODY ZWYKŁEJ

Diode D oraz jej model przedstawiono na rysunku 10.1.



Dioda półprzewodnikowa /a/ oraz jej model /b/

rys. 10.1

Diode D jest modelowana przy pomocy elementu nieliniowego D_i oraz rezystancji strat: szeregowej R_s i równoległej R_r .

Element nieliniowy D_i jest opisany następującymi równaniami, wiążącymi płynący przez niego prąd z napięciem:

$$\text{Dla } U \leq -0,5 \text{ [V]}$$

$$I = GD_{-0,5} \times U + IN_{-0,5} \quad 10.2a$$

$$\text{Dla } -0,5 < U \leq U_{gr}$$

$$I = IS(T) \times [\exp(\gamma U) - 1] \quad 10.2b$$

$$\text{Dla } U > U_{gr}$$

$$I = GD_{U_{gr}} \times U + IN_{U_{gr}} \quad 10.2c$$

gdzie:

$$IS(T) = IS(298,16) \times (T/298,16)^3 \times \exp[W_g \times (T-298,16) / mkT \times 298,16]$$

T temperatura złącza w Kelvin'ach

W_g szerokość pasma zabronionego w półprzewodniku,

m współczynnik stały, przyjmujący wartość z przedziału $[0,8;2,5]$,

k stała Boltzman'a ,

e ładunek elektronu,

$$\gamma = e/kTm$$

$$U_{gr} = (1/\gamma) \ln \left[\left(I/I_S(T) \right) + 1 \right] , \text{ dla } I=100 \text{ [A]}$$

$$GD_{-0,5} = \gamma I_S(T) \times \exp(\gamma \cdot 0,5)$$

$$GD_{U_{gr}} = \gamma I_S(T) \times \exp(\gamma U_{gr})$$

$$I_{N_{-0,5}} = I_S(T) \left[\exp(\gamma \cdot 0,5) - 1 \right] + GD_{-0,5} \times 0,5$$

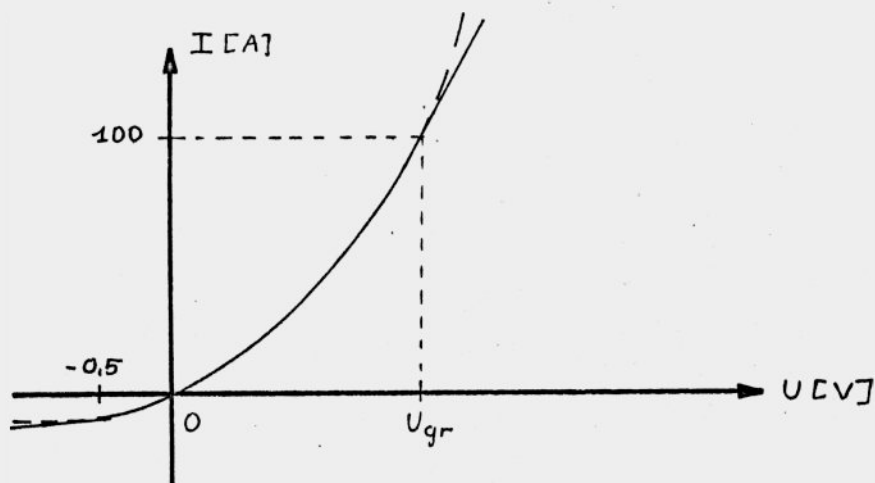
$$I_{N_{U_{gr}}} = I_S(T) \left[\exp(\gamma U_{gr}) - 1 \right] - GD_{U_{gr}} \times U_{gr}$$

Zależność prądu nasycenia I_S od temperatury zaczerpnięto z [173].

Rezystancje strat R_s i R_r , o ile ich pominięcie jest niepożądane, uwzględnia się jako dodatkowe elementy wchodzące w skład układu elektronicznego.

Konduktancja GD będzie w dalszej części niniejszej pracy nazywana konduktancją dynamiczną złącza p-n.

Charakterystyka modelu diody opisanego wzorami 10.2 jest przedstawiona na rysunku 10.2.

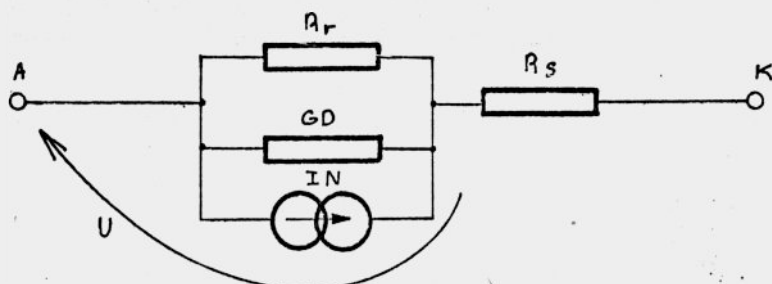


Charakterystyka modelu diody półprzewodnikowej z rys.10.1, opisanego wzorami 10.2.

rys.10.2

Podział charakterystyki diody na odcinki ma na celu zwiększenie szybkości zbieżności metody Newton'a oraz uniknięcie możliwości wystąpienia nadmiaru w trakcie obliczeń.

Podczas procesu iteracyjnego rozwiązywania układu równań nieliniowych model diody jest linearyzowany. Zlinearyzowany przy napięciu U model pokazano na rys. 10.3.



Zlinearyzowany przy napięciu U model diody zwykłej.

rys. 10.3

Parametry tego modelu są następujące:

Dla $U \leq -0,5$

$$G_D = \gamma I_S(T) \exp(-\gamma 0,5) \quad 10.3a$$

$$I_N = I_{N-0,5} \quad 10.3b$$

Dla $-0,5 < U \leq U_{gr}$

$$G_D = \gamma I_S(T) \exp(\gamma U) \quad 10.3c$$

$$I_N = I_S(T) [\exp(\gamma U) - 1] - G_D \times U \quad 10.3d$$

Dla $U > U_{gr}$

$$G_D = \gamma I_S(T) \exp(\gamma U_{gr}) \quad 10.3e$$

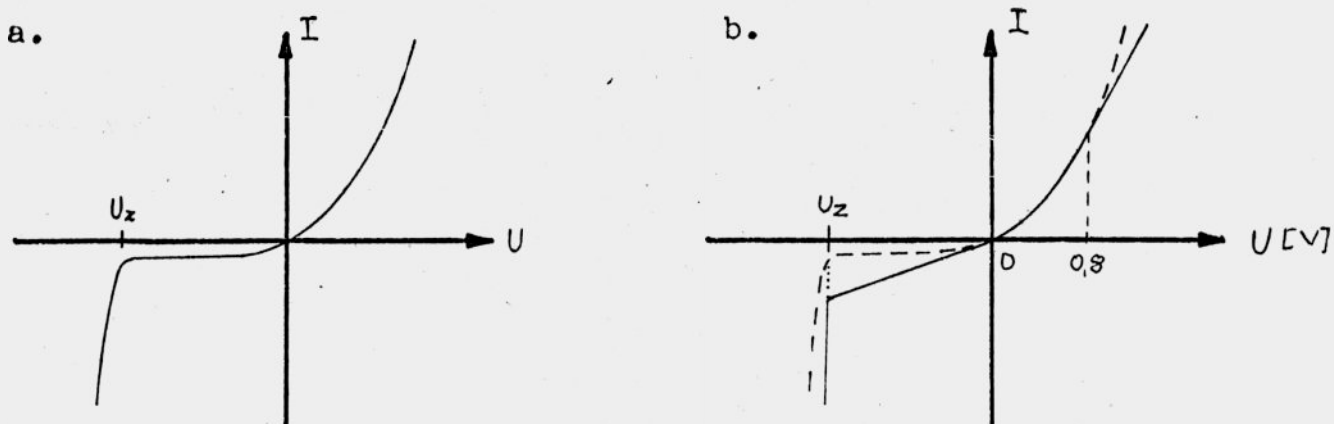
$$I_N = I_{N_{U_{gr}}} \quad 10.3f$$

10.2.3 MODEL DIODY ZENER'A

Charakterystykę prądowo-napięciową diody Zener'a można w przybliżeniu podzielić na trzy części. Pierwsza przedstawia charakterystykę diody w zakresie przebicia złącza, druga charakterystykę w obszarze zaporowym i trzecia w zakresie przewodzenia. Punktami rozdzielającymi fragmenty charakterystyki są wartości napięć

polaryzujących złącze diody: $U = U_z / U_z < 0$, gdzie U_z jest napięciem przebicia złącza, oraz $U = 0$.

Charakterystykę diody Zener'a oraz jej aproksymację pokazano na rys. 10.4.



Charakterystyka typowej diody Zener'a /a/, oraz jej aproksymacja wykorzystywana w algorytmie analizy /b/.

rys. 10.4

Diody Zener'a, spolaryzowana w kierunku przewodzenia, niczym nie różni się od zwykłej diody. Zatem dla dodatnich napięć polaryzujących jej złącze, model diody jest opisany wzorami 10.2b i c, gdzie przyjęto $U_{gr} = 0,8$ [V].

.Dla napięć $U_z < U \leq 0$ model diody Zener'a opisuje wzór:

$$I = GD_0 \cdot U \quad 10.4a$$

gdzie:

$$GD_0 = \gamma IS(T)$$

Dla $U \leq U_z$

$$I = (1/r_z)U + U_z [GD_0 - (1/r_z)] \quad 10.4b$$

gdzie:

r_z przeciętna wartość rezystancji dynamicznej złącza w obszarze przebicia/na podstawie danych katalogowych/.

Zlinearyzowany model diody Zener'a jest taki sam jak model zwykłej diody po linearyzacji./rys. 10.3/. Jego parametry są następujące:

Dla $U \leq U_z$

$$GD = 1/r_z \quad 10.5a$$

$$I_N = U_z [GD_0 - (1/r_z)] \quad 10.5b$$

Dla $U_z < U \leq 0$

$$GD = \gamma IS(T) \quad 10.5c$$

$$I_N = 0,0 \quad 10.5d$$

Dla $0 < U \leq 0,8$

$$GD = \gamma IS(T) \times \exp(\gamma U) \quad 10.5e$$

$$I_N = IS(T) [\exp(\gamma U) - 1] - GD \times U \quad 10.5f$$

Dla $U > 0,8$

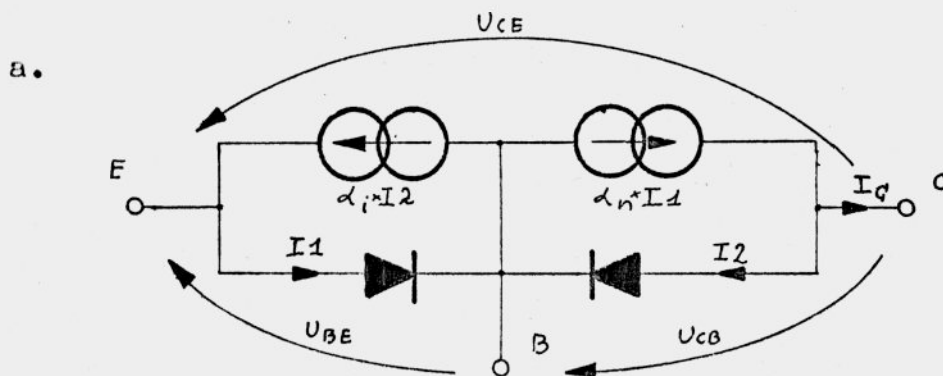
$$GD = \gamma IS(T) \exp(\gamma 0,8) \quad 10.5g$$

$$I_N = IS(T) [\exp(\gamma 0,8) - 1] - GD \times 0,8 \quad 10.5h$$

10.2.4 MODELE TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH

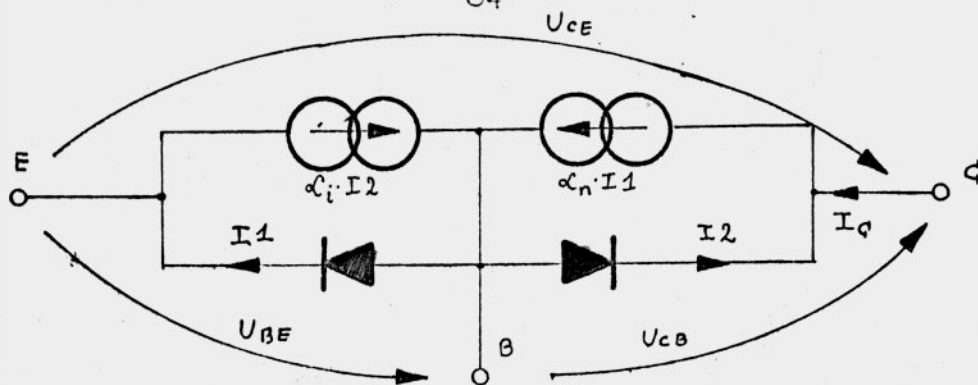
Ze względu na zawężenie klasy optymalizowanych układów wyłącznie do sieci DC przyjęto, że tranzystory są symulowane przy pomocy modelu Ebers'a-Mole'a [154]. Model ten jest dla celów analizy DC wystarczająco dokładny, nieskomplikowany, łatwo dający się wprowadzić do opisu układu równaniami węzłowymi.

Model Ebers'a-Mole'a przedstawiono na rysunku 10.5. Każde złącze jest modelowane tak samo jak zwykła dioda. Zatem wzory 10.2 i 10.3 obowiązują dla każdego złącza oddzielnie.



Model Ebers'a-Mole'a tranzystora p-n-p /a/.

rys. 10.5a



Model Ebers'a-Mole'a dla tranzystora n-p-n /b/.
rys. 10.5b

Modele z rys. 10.5 nie uwzględniają rozproszonych rezystancji strat. W razie konieczności należy je dołączyć jako dodatkowe elementy układu elektronicznego.

Przedstawione na rys. 10.5a i b kierunki napięć i prądów są przyjmowane za dodatnie. Zgodnie z tym, wartość prądu kolektora I_C tranzystora p-n-p lub n-p-n opisanego modelem z rys. 10.5 wyraża się wzorem:

$$I_C = \alpha_n I_{ES} [\exp(\gamma_{eb} U_{BE}) - 1] - I_{CS} [\exp(-\gamma_{cb} U_{CB}) - 1] \quad 10.6$$

gdzie:

I_{ES} , I_{CS}	prądy nasycenia złącz modelu tranzystora,
α_n	zwarciový współczynnik wzmocnienia prądowego w układzie wspólnej bazy,
γ_{eb}	$= e/kTm_e$,
γ_{cb}	$= e/kTm_c$,
m_e , m_c	współczynniki stałe, należące do przedziału $[0,8; 2,5]$.

Pomiędzy wartościami prądów I_{ES} i I_{CS} w modelu Ebers'a-Mole'a a prądami zerowymi I_{EO} i I_{CO} tranzystora bipolarnego istnieje związek [188]:

$$I_{ES} = I_{ES}(T) = I_{EO}(T) / (1 - \alpha_n \alpha_i) \quad 10.7a$$

$$I_{CS} = I_{CS}(T) = I_{CO}(T) / (1 - \alpha_n \alpha_i) \quad 10.7b$$

gdzie:

α_i	zwarciový współczynnik wzmocnienia tranzystora w układzie wspólnej bazy przy polaryzacji inwersyjnej.
------------	---

Zlinearyzowany przy napięciach U_{BE} i U_{BC} model tranzystora otrzymuje się po zastąpieniu każdego ze złącz oddzielnie jego modelem z rys. 10.1. Parametry tego modelu, obliczane dla każdego złącza, dane są wzorami 10.3.

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 10

W rozdziale 10 dokonano krótkiego przeglądu metod analizy nieliniowych układów elektronicznych. Sformułowano warunki jakie powinna spełniać metoda analizy, będąca fragmentem procedury optymalizacji nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych.

Na podstawie przeprowadzonych rozważań zdecydowano, że najodpowiedniejszą metodą analizy w algorytmie optymalizacji NBUE będzie metoda równań potencjałów węzłowych. Do rozwiązania równań została wykorzystana metoda Newton'a.

Przedstawiono modele elementów nieliniowych, wchodzących w skład optymalizowanego układu. Stwierdzono, że model Ebers'a-Mole'a jest wystarczająco dokładny dla celów optymalizacji NBUE.

Model diody Zener'a został uproszczony. Upraszcza to procedurę obliczania wrażliwości drugiego rzędu funkcji układowych.

Przedstawione modele pomijają szereg zjawisk mogących wystąpić w układzie elektronicznym, jak np. wpływ zmian wartości współczynników α_n i α_i , przy zmianach wartości prądu kolektora, na pracę układu, powielanie nośników w złączach przy polaryzacji zaporowej, modulację szerokości bazy.

Uwzględnienie tych zjawisk jest przewidziane w trakcie dalszych prac nad przedstawionym algorytmem optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych.

11. OBLICZANIE POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH FUNKCJI CELU

11.1 OBLICZANIE POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH PIERWSZEGO I DRUGIEGO RZĘDU DOWOLNEGO NAPIĘCIA WYJSCIOWEGO

Przedstawiona w poprzednich rozdziałach metoda optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych /NEUE/ jest metodą gradientową, wymaga więc znajomości pochodnych cząstkowych funkcji celu, obliczonych względem optymalizowanych parametrów $g_i, i=1, 2, \dots, LAM$.

Istnieje wiele pozycji literaturowych dotyczących obliczania pochodnych funkcji układowych np. [116, ..., 137].

Jednym z najbardziej rozpowszechnionych sposobów obliczania wrażliwości jest metoda oparta na twierdzeniu Tellegen'a, którego wykorzystanie do obliczania pochodnych funkcji układowych pokazano w pracy [122]. Do analizy wrażliwościowej układu elektronicznego, liniowego, oprócz wspomnianej metody, nazywane metodą układu dołączonego /sieci dołączonej/, są używane algorytmy wykorzystujące równania opisujące liniowy układ elektroniczny [116, 117, 121]. Pochodne cząstkowe są tu obliczane poprzez obustronne różniczkowanie równań.

Metoda układu dołączonego umożliwia proste obliczanie pochodnych pierwszego i drugiego rzędu w układach liniowych [75, 76].

Obliczanie wrażliwości pierwszego rzędu w układach liniowych i nieliniowych jest, przy wykorzystaniu metody układu dołączonego, takie same. Obliczanie pochodnych mieszanych drugiego rzędu w układach nieliniowych jest zadaniem bardziej złożonym. Wykorzystuje się do tego celu algorytmy będące rozszerzeniem metody sieci dołączonej [135, 136], a także metody oparte na obliczaniu przyrostów funkcji, wywołanych niewielkimi zmianami wartości parametrów optymalizowanych [132, 133]. Metody te, jako bardzo czasochłonne i mało dokładne nie będą brane w niniejszej pracy pod uwagę.

W pracy [124] przedstawiono sposób obliczania wrażliwości drugiego rzędu w układach nieliniowych w oparciu o równania hybrydowe układu.

W pracy [128] zaprezentowano algorytm obliczania wrażliwości drugiego rzędu, układu opisanego równaniami potencjałów węzłowych, bazujący na dekompozycji analizowanego układu. Metoda dekompozycji ma zastosowanie do obliczania wrażliwości dużych układów, w których można wyróżnić pewne funkcjonalne bloki.

Na podstawie analizy literatury stwierdzono, że brak jest prostej metody obliczania wrażliwości drugiego rzędu w nieliniowych, bezinercyjnych układach elektronicznych. Algorytm obliczania pochodnych powinien wykorzystywać w maksymalnym stopniu dane pośrednie, uzyskiwane w trakcie optymalizacji NBUE oraz zajmować niewielki obszar pamięci operacyjnej maszyny cyfrowej.

W niniejszym rozdziale przedstawiono prosty algorytm obliczania drugich pochodnych mieszanych dowolnego napięcia w nieliniowym, bezinercyjnym układzie elektronicznym, opisanym równaniami potencjałów węzłowych. Przedstawiona metoda wykorzystuje opis układu równaniami oraz metodę sieci dołączonej.

W dalszej części rozdziału 11 obowiązują następujące oznaczenia:

1. n oznacza liczbę węzłów układu elektronicznego.
2. E jest n wymiarowym wektorem wymuszeń w NBUE.
3. V jest n wymiarowym wektorem, którego współrzędnymi są wartości potencjałów węzłowych w NBUE, po zakończeniu iteracyjnego rozwiązywania równań.
4. V_i oznacza wartość potencjału i -go węzła w NBUE.
5. N oznacza układ projektowany.
6. N_A oznacza układ dołączony do układu N .
7. \bar{V} jest wektorem, n wymiarowym, którego współrzędnymi są wartości parametrów układu dołączonego N_A , nazywane dalej potencjałami węzłowymi w układzie dołączonym N_A .
8. \bar{V}_i oznacza wartość potencjału i -go węzła w układzie N_A .
9. \bar{I} jest n wymiarowym wektorem, którego współrzędnymi są wartości wydajności źródeł wymuszających w układzie dołączonym N_A .
10. U_{WY} oznacza napięcie wyjściowe w NBUE.
11. U_k oznacza napięcie w układzie N , panujące na k -ej konduktancji.
12. U_{ij} oznacza napięcie w układzie N , panujące pomiędzy węzłami ' i ' i ' j '; $U_{ij} = V_i - V_j$.
13. \bar{U}_k jest parametrem w układzie dołączonym N_A , nazywanym dalej napięciem w układzie N_A , panującym na k -ej konduktancji.
14. G oznacza macierz konduktancyjną zlinearyzowanego, w pewnym punkcie pracy, układu N .
15. G_A oznacza macierz konduktancyjną, opisującą układ dołączony do układu N .

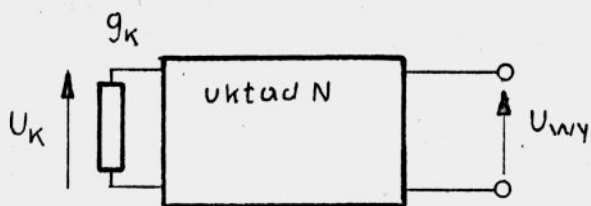
Wszystkie wektory są wektorami kolumnowymi.

Przy powyższych oznaczeniach, dla ustalonego wektora wymuszeń E , pochodną dowolnego napięcia U_{WY} w układzie N , obliczoną względem

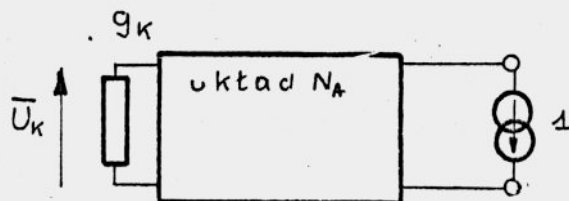
parametru g_k , wyraża wzór [122,126]:

$$\delta U_{WY} / \delta g_k = U_k \times \bar{U}_k, \quad k=1,2,\dots,LXM \quad 11.1$$

Sposób określenia napięć U_k i \bar{U}_k jest pokazany na rys. 11.1 i 11.2.



Obliczenie napięcia U_k
rys. 11.1



Obliczenie napięcia \bar{U}_k
rys. 11.2

Jak wiadomo, układ dołączony N_A jest układem liniowym, opisanym macierzą konduktancyjną G_A , będącą transpozycją macierzy G [75,76,126]:

$$G_A = G^t \quad 11.2$$

Tak więc, równania opisujące układ dołączony N_A mają postać:

$$\bar{I} = G_A \times \bar{V} \quad 11.3a$$

lub

$$\bar{V} = G_A^{-1} \times \bar{I} = (G^{-1})^t \times \bar{I} \quad 11.3b$$

Zakładamy przy tym, że macierz G nie jest macierzą osobliwą.

Z przedstawionych zależności wynika, że obliczenie pochodnej napięcia wyjściowego U_{WY} , względem wszystkich parametrów optymalizowanych, wymaga wykonania tylko jednej analizy układu nieliniowego N .

Obliczanie macierzy odwrotnej G^{-1} nie jest konieczne, jeżeli układ równań nieliniowych, opisujących projektowany układ, jest rozwiązywany z wykorzystaniem faktoryzacji LU macierzy G [123].

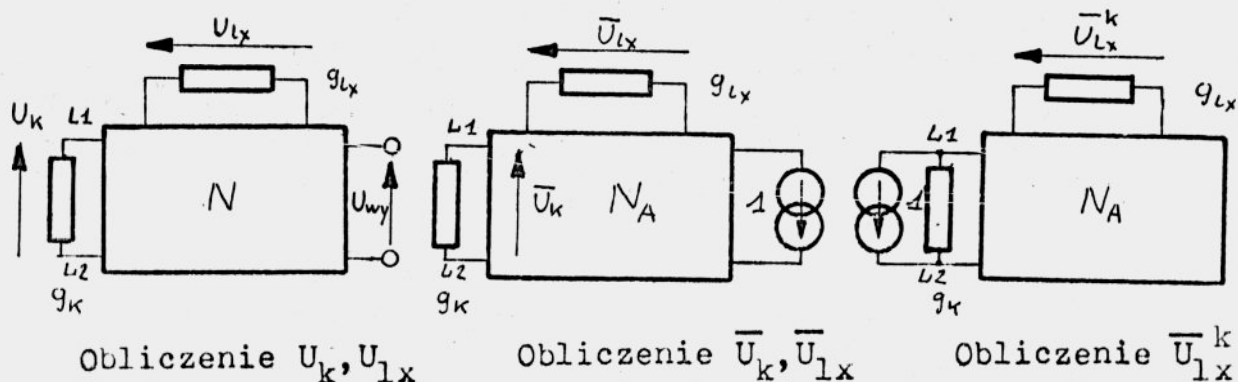
W celu obliczenia pochodnej $\delta^2 U_{WY} / \delta g_{lx} \delta g_k$, $k, lx=1,2,\dots,LXM$, zróżniczkowano wzór 11.1, względem parametru g_{lx} :

$$\delta^2 U_{WY} / \delta g_{lx} \delta g_k = \delta U_k / \delta g_{lx} \times \bar{U}_k + \delta \bar{U}_k / \delta g_{lx} \times U_k \quad 11.4$$

Pierwszy składnik wzoru 11.4 obliczono na podstawie wzoru 11.1, podstawiając w miejsce U_{WY} napięcie U_k :

$$\delta U_k / \delta g_{1x} \times \bar{U}_k = U_{1x} \times \bar{U}_{1x}^k \times \bar{U}_k \quad 11.5$$

Interpretację napięć U_{1x} , \bar{U}_{1x}^k , U_k pokazano na rys. 11.3.



rys. 11.3

Obliczenie pochodnej $\delta \bar{U}_k / \delta g_{1x}$, występującej w drugim składniku wzoru 11.4 nie przedstawia trudności, jeżeli układ N jest układem liniowym. Stosuje się wówczas powtórnie metodę sieci dołączonej, tym razem jednak w stosunku do układu N_A . Układem dołączonym do N_A jest układ pierwotny N. [75, 76].

W ogólnym przypadku układ N jest układem nieliniowym, beziner-cyjnym.

Różniczkując wzór 11.3b względem parametru g_{1x} , otrzymano:

$$\begin{aligned} \delta \bar{V} / \delta g_{1x} &= \delta (G^{-1})^t / \delta g_{1x} \times \bar{I} + (G^{-1})^t \times \delta \bar{I} / \delta g_{1x} = \\ &= \delta (G^{-1})^t / \delta g_{1x} \times \bar{I} \quad , \quad 1x=1, 2, \dots, LXM \end{aligned} \quad 11.6$$

ponieważ:

$$\delta \bar{I} / \delta g_{1x} = 0 \quad , \quad 1x=1, 2, \dots, LXM$$

gdzie:

$$\delta \bar{V} / \delta g_{1x} = \text{col} [\delta \bar{V}_1 / \delta g_{1x}, \delta \bar{V}_2 / \delta g_{1x}, \dots, \delta \bar{V}_n / \delta g_{1x}]$$

Korzystając z tożsamości:

$$(G^t)^{-1} \times G^t = [1] \quad 11.7$$

gdzie:

$$[1] \quad \text{macierz jednostkowa}$$

otrzymano po jej zróżniczkowaniu i prostych przekształceniach:

$$\delta (G^{-1})^t / \delta g_{1x} = -(G^{-1})^t \times \delta G^t / \delta g_{1x} \times (G^{-1})^t \quad 11.8$$

Podstawiając wzór 11.8 do wzoru 11.6 otrzymano następnie:

$$\delta \bar{V} / \delta g_{1x} = -(G^{-1})^t \delta G^t / \delta g_{1x} (G^{-1})^t \bar{V} = -(G^{-1})^t \delta G^t / \delta g_{1x} \bar{V} \quad 11.9$$

Oznaczając przez L1 i L2 numery węzłów układu N/lub N_A do których jest dołączona konduktancja g_k , otrzymano:

$$\bar{U}_k = \bar{V}_{L1} - \bar{V}_{L2} \quad 11.10a$$

stąd:

$$\delta \bar{U}_k / \delta g_{1x} = \delta \bar{V}_{L1} / \delta g_{1x} - \delta \bar{V}_{L2} / \delta g_{1x} \quad 11.10b$$

Założono następnie, że macierz $\delta G / \delta g_{1x}$ składa się z elementów dg_{ij} , tzn.:

$$\delta G / \delta g_{1x} = [\delta g_{ij} / \delta g_{1x}]_{n \times n} = [dg_{ij}]_{n \times n} \quad 11.11a$$

Podobnie, niech macierz G^{-1} składa się z elementów g_{ij} :

$$G^{-1} = [g_{ij}]_{n \times n} \quad 11.11b$$

Wówczas, na mocy wzorów 11.9, 11.10, 11.11 można napisać:

$$\delta \bar{U}_k / \delta g_{1x} = \sum_{j=1}^n \left[(g_{jL2} - g_{jL1}) \sum_{i=1}^n dg_{ij} \bar{V}_i \right] \quad 11.12$$

Podstawiając następnie wzór 11.12 i wzór 11.5 do 11.4 ostatecznie otrzymano:

$$\delta^2 U_{WY} / \delta g_{1x} \delta g_k = U_{1x} \bar{U}_{1x}^k \bar{U}_k + U_k \sum_{j=1}^n \left[(g_{jL2} - g_{jL1}) \sum_{i=1}^n dg_{ij} \bar{V}_i \right] \quad 11.13$$

$1x, k=1, 2, \dots, LXM$

Wzór 11.13 jest końcowym wynikiem przeprowadzonych rozważań. Jego wykorzystanie wymaga znajomości elementów macierzy $\delta G / \delta g_{1x}$.

Macierz $\delta G / \delta g_{1x}$ jest obliczana na podstawie topologii układu N.

Element g_{ij} macierzy konduktancyjnej G, opisującej zlinearyzowany układ elektroniczny N/dla danego wektora E/, po zakończeniu procedury iteracyjnego rozwiązywania równań, dany jest wzorem:

$$\begin{aligned}
 g_{ij} = & \sum_{l_k=1}^{LK} \delta_{l_k} \times g_{l_k} + \sum_{l_d=1}^{LD} \delta_{l_d} \times GD_{l_d} + \sum_{l_z=1}^{LDZ} \delta_{l_z} \times GD_{l_z} + \\
 & + \sum_{l_t=1}^{ITR} \left(\delta_{n_{l_t}} \times GD_{eb_{l_t}} + \delta \alpha_{n_{l_t}} \alpha_{n_{l_t}} \times GD_{eb_{l_t}} \right) + \\
 & + \sum_{l_t=1}^{ITR} \left(\delta_{i_{l_t}} \times GD_{cb_{l_t}} + \delta \alpha_{i_{l_t}} \alpha_{i_{l_t}} \times GD_{cb_{l_t}} \right)
 \end{aligned} \tag{11.14}$$

gdzie:

- g_{l_k} l_k -ta konduktancja układu N,
 GD_{l_d} konduktancja dynamiczna l_d -ej diody
 GD_{l_z} konduktancja dynamiczna l_z -ej diody Zener'a,
 $GD_{eb_{l_t}}$ konduktancja dynamiczna złącza baza-emiter l_t -go tranzystora,
 $GD_{cb_{l_t}}$ konduktancja dynamiczna złącza baza-kolektor l_t -go tranzystora,
 $\alpha_{n_{l_t}}$ zwarciový współczynnik wzmocnienia prądowego l_t -go tranzystora przy polaryzacji normalnej,
 $\alpha_{i_{l_t}}$ zwarciový współczynnik wzmocnienia prądowego l_t -go tranzystora przy polaryzacji inwersyjnej,
 $\delta_{l_k}, \delta_{l_d}, \delta_{l_z}, \delta_{n_{l_t}}, \delta_{i_{l_t}}, \delta \alpha_{n_{l_t}}, \delta \alpha_{i_{l_t}}$ = +1, 0, -1 w zależności od sposobu włączenia danego elementu do układu

Konduktancja dynamiczna pewnego złącza p-n jest opisana równaniem:

$$GD = \gamma IS(T) \exp(\gamma U_{AK}) \tag{11.15}$$

gdzie:

U_{AK} napięcie pomiędzy anodą i katodą złącza p-n.

Dla diod Zener'a wzór 11.15 jest słuszny, zgodnie z przyjętym

modelem, dla $U_{AK} > 0$. Dla $U_{AK} \leq 0$ konduktancja dynamiczna jest stała i równa się $IS(T) \times \gamma$, jeżeli $U_z \leq U_{AK} \leq 0$ oraz równa się $1/r_z$ dla $U_{AK} < U_z$.

W celu obliczenia pochodnej $\delta g_{ij} / \delta g_{1x}$ wzór 11.14 zróżniczkowa - no, uwzględniając jednocześnie wzór 11.15:

$$\begin{aligned} \delta g_{ij} / \delta g_{1x} = & \delta_{1x} + \sum_{l_d=1}^{LD} \delta_{1_d} \times \gamma_{1_d} \times GD_{1_d} \times (\delta U_{AK_{1_d}} / \delta g_{1x}) + \\ & + \sum_{l_z=1}^{LDZ} \delta_z \delta_{1_z} \times GD_{1_z} \times \gamma_{1_z} \times (\delta U_{AK_{1_z}} / \delta g_{1x}) + \\ & + \sum_{l_t=1}^{ITR} \left[\delta_{n_{1_t}} \times \gamma_{eb_{1_t}} \times GD_{eb_{1_t}} \times (\delta U_{BE} / \delta g_{1x}) + \right. \\ & \left. + \delta \alpha_{n_{1_t}} \times \alpha_{n_{1_t}} \times \gamma_{eb_{1_t}} \times GD_{eb_{1_t}} \times (\delta U_{BE} / \delta g_{1x}) \right] + \\ & + \sum_{l_t=1}^{ITR} \left[\delta_{i_{1_t}} \times \gamma_{cb_{1_t}} \times GD_{cb_{1_t}} \times (\delta U_{BC} / \delta g_{1x}) + \right. \\ & \left. + \delta \alpha_{i_{1_t}} \times \alpha_{i_{1_t}} \times \gamma_{cb_{1_t}} \times GD_{cb_{1_t}} \times (\delta U_{BC} / \delta g_{1x}) \right] \end{aligned} \quad 11.16$$

gdzie:

$$\delta_z = 1 \text{ lub } 0 \text{ odpowiednio dla } U_{AK} \leq 0 \text{ i } U_{AK} > 0.$$

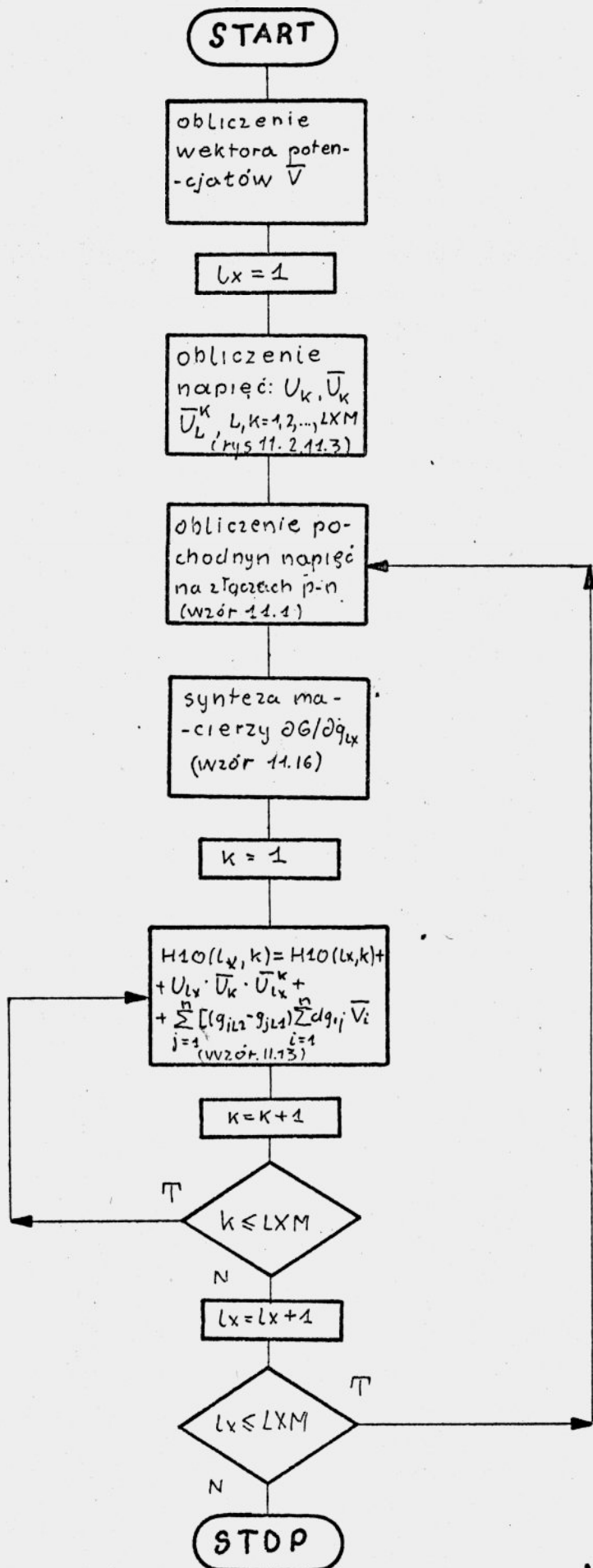
Powyższy wzór stanowi podstawę do syntezy elementu $\delta g_{ij} / \delta g_{1x}$ macierzy $\delta G / \delta g_{1x}$ na podstawie topologii układu N.

Pochodne cząstkowe napięć na złączach p-n / $\delta U_{AK} / \delta g_{1x}$ / są obliczane metodą sieci dołączonej, zgodnie ze wzorem 11.1.

Układanie macierzy $\delta G / \delta g_{1x}$ niczym się nie różni od układania macierzy G, z tym, że zamiast wartości konduktancji podstawiane są wartości ich pochodnych obliczone względem parametru g_{1x} , zgodnie ze wzorem 11.16.

• Wszystkie wartości parametrów występujących we wzorze 11.16 są obliczane w trakcie analizy układu N, z wyjątkiem pochodnych napięć na złączach, które są obliczane po jej zakończeniu.

W przypadku diod Zener'a, przyjęto, że dla ujemnych napięć, polaryzujących jej złącze, pochodna jej konduktancji dynamicznej,



Obliczanie macierzy drugich pochodnych napięcia w NBUE
rys. 11.4

obliczana względem parametru g_{lx} , $lx = 1, 2, \dots, LXM$, jest równa zero.

Na podstawie przeprowadzonych rozważań ułożono algorytm obliczania macierzy H10, której elementami są drugie pochodne mieszane napięcia U_{WY} .

ALGORYTM OBLICZANIA MACIERZY H10 = $\left[\delta^2 U_{WY} / \delta g_{lx} \delta g_k \right]_{LXM \times LXM}$

1. Obliczenie odwrotności macierzy G.
2. Obliczenie wartości potencjałów węzłowych \bar{V}_i , $i=1, 2, \dots, n$.
3. Obliczenie i zapamiętanie napięć U_k , \bar{U}_k oraz \bar{U}_{lx}^k /rys. 11.3/.
4. Podstaw: $lx=1$
5. Oblicz/wzór 11.1/ pochodne napięć na wszystkich złączach p-n względem elementu g_{lx} .
6. Dokonaj syntezy macierzy $\delta G / \delta g_{lx}$ /wzór 11.16/
7. Podstaw $k=1$
8. Oblicz $\delta^2 U_{WY} / \delta g_{lx} \delta g_k$ ze wzoru 11.13.
9. Podstaw $k=k+1$. Jeżeli $k \leq LXM$ to idź do 8, jeżeli nie-idź do 10.
10. Podstaw $lx=lx+1$. Jeżeli $lx \leq LXM$ to idź do 5, jeżeli nie-idź do 11.
11. Koniec algorytmu.

Jak wynika z przedstawionego algorytmu, dla obliczenia macierzy H10 należy LXM krotnie przeprowadzić syntezę macierzy $\delta G / \delta g_{lx}$.

Siec działań przedstawionego algorytmu zamieszczono na rys.11.4, jego tabulogram/podprogram o nazwie HESS/ w DODATKU 2.

11.2 OBLICZANIE GRADIENTU FUNKCJI CELU

W rozdziale 4/wzór 4.4/ została zdefiniowana funkcja kryterialna $F(g)$. Dla wygody zależność 4.4 zostanie powtórzona:

$$F(g) = \sum_{i=1}^{NOPT} W F_i \sum_{j=1}^{LP_i} \left[D(g, i, j)^p \right]^{1/p} \quad 11.17a$$

gdzie:

NOPT	liczba optymalizowanych charakterystyk
LP_i	ilość punktów i-tej charakterystyki
$W F_i$	Współczynnik wagowy i-tej charakterystyki

Powyższa zależność obowiązuje dla $NOPT \neq 1$ lub $LP_1 \neq 1$. Dla $NOPT=LP_1=1$ funkcja kryterialna jest określona wzorem 4.5:

$$F(g) = D(g, 1, 1)^p, \quad p=2, 4, 6, \dots \quad 11.17b$$

Ponadto, zgodnie z wzorem 4.1

$$D(g, i, j) = [V^*(i, \rho_j) - V(g, i, \rho_j)] \times W_{ij} \quad 11.18$$

gdzie:

- $V^*(i, \rho_j)$ wartość zadana i-tej charakterystyki w punkcie ρ_j ,
- $V(g, i, \rho_j)$ wartość realizowana i-tej charakterystyki w punkcie ρ_j ,
- W_{ij} współczynnik wagowy j-go punktu i-tej charakterystyki.

Należy zwrócić uwagę, że V^* i V nie oznaczają, tak jak w rozdziale 11.1, potencjałów węzłowych.

W celu obliczenia gradientu funkcji celu FC i FCN zróżniczkowano wzór 11.17 względem parametru g_k :

$$\begin{aligned} \delta F(g) / \delta g_k &= (1/p) \left[\sum_{i=1}^{NOPT} W_{Fi} \sum_{j=1}^{LP_i} D(g, i, j)^p \right]^{(1/p-1)} \times \\ &\times \left[\sum_{i=1}^{NOPT} W_{Fi} \sum_{j=1}^{LP_i} p \times D(g, i, j)^{p-1} \times \delta D(g, i, j) / \delta g_k \right] \end{aligned} \quad 11.19a$$

i dla $NOPT=LP_1=1$:

$$\delta F(g) / \delta g_k = p \times D(g, i, j)^{p-1} \times \delta D(g, i, j) / \delta g_k \quad 11.19b$$

Pochodna $\delta D(g, i, j) / \delta g_k$ jest obliczona ze wzoru 11.18:

$$\delta D(g, i, j) / \delta g_k = -W_{ij} \times \left[\delta V(g, i, \rho_j) / \delta g_k \right] \quad 11.20$$

Użycie transformacji T/zal. 4.7 i 4.8/ zmienia postać wzoru 11.20, na:

$$\delta D(g, i, j) / \delta g_k = -W_{ij} \times \left[\delta R(g, i, \rho_j) / \delta g_k \right] \quad 11.21$$

gdzie, na podstawie 4.7:

$$\delta R(g, i, \rho_j) / \delta g_k = \left[\left(V(g, i, \rho_j) - b \right) / R(g, i, \rho_j) \right] \delta V(g, i, \rho_j) / \delta g_k \quad 11.22$$

Znajomość pochodnych cząstkowych pierwszego rzędu funkcji kryterialnej $F(g)$ umożliwia obliczenie gradientu funkcji celu $FC(g)$ /def. 5.5/. Na podstawie wzorów 5.11, w obszarach D, G i N otrzymano:

Dla $g \in D$

$$\delta FC(g) / \delta g_k = \delta F(g) / \delta g_k, \quad k=1, 2, \dots, LXM \quad 11.23a$$

Dla $g \in G$

$$\delta FC(g) / \delta g_k = \delta F(g) / \delta g_k \times (1 - 2\gamma^2 + \gamma^3) + [M - F(g)] \times (4\gamma - 3\gamma^2) \times \delta \gamma / \delta g_k \quad 11.23b$$

gdzie, na podstawie 5.11e

$$\delta \gamma / \delta g_k = 2 \times \delta CX(g) / \delta g_k \times [h - CX(g)] / h^2 \varepsilon^2$$

Dla $g \in N$

$$\delta FC(g) / \delta g_k = 2 \times [CX(g) - h] \times \delta CX(g) / \delta g_k \quad 11.23c$$

Obliczenie pochodnej cząstkowej $\delta CX(g) / \delta g_k$ zostanie przedstawione w podrozdziale 11.4.

Składowe gradientu funkcji celu w metodzie Newton'a są, na podstawie wzoru 8.1, następujące:

$$\delta FCN(g) / \delta g_k = S \times \delta F(g) / \delta g_k + R \delta CX(g) / \delta g_k \quad 11.24$$

$$k=1, 2, \dots, LXM$$

11.3 OBLICZENIE DRUGICH POCHODNYCH MIESZANYCH FUNKCJI CELU

Elementy macierzy drugich pochodnych cząstkowych otrzymuje się po zróżniczkowaniu względem g_{1X} wzoru 11.19. Dla uproszczenia dalszych wzorów przyjęto, że:

$$FCO(g) = \sum_{i=1}^{NOPT} WF_i \sum_{j=1}^{LP_i} D(g, i, j)^p \quad 11.25$$

wówczas wzór 11.19 przyjmie postać:

$$\delta F(g) / \delta g_k = (1/p) \times FCO(g)^{(1/p)-1} \times \delta FCO(g) / \delta g_k \quad 11.26$$

Różniczkując wzór 11.26 względem g_{1X} otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \delta^2 F(g) / \delta g_{1x} \delta g_k &= (1/p)(1/p-1) FCO(g)^{(1/p-2)} \delta FCO(g) / \delta g_{1x} \times \\ &\times \delta FCO(g) / \delta g_k + (1/p) FCO(g)^{(1/p-1)} \delta^2 FCO(g) / \delta g_{1x} \delta g_k \end{aligned} \quad 11.27$$

przy czym, zgodnie ze wzorami 11.19a i 11.25:

$$\begin{aligned} \delta^2 FCO(g) / \delta g_{1x} \delta g_k &= \sum_{i=1}^{NOPT} WF_i \sum_{j=1}^{LP_i} \left[p(p-1) D(g, i, j)^{(p-2)} \delta D(g, i, j) / \delta g_{1x} \times \right. \\ &\left. \times \delta D(g, i, j) / \delta g_k + p \times D(g, i, j)^{(p-1)} \delta^2 D(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k \right] \end{aligned} \quad 11.28$$

Natomiast dla $NOPT=LP_1=1$, na podstawie 11.19b:

$$\begin{aligned} \delta^2 F(g) / \delta g_{1x} \delta g_k &= p(p-1) D(g, i, j)^{(p-2)} \delta D(g, i, j) / \delta g_{1x} \times \delta D(g, i, j) / \delta g_k \\ &+ p D(g, i, j)^{(p-1)} \delta^2 D(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k \end{aligned} \quad 11.29a$$

Pochodną cząstkową $\delta FCO(g) / \delta g_k$, występującą we wzorze 11.27, obliczono z zależności 11.25:

$$\delta FCO(g) / \delta g_k = \sum_{i=1}^{NOPT} WF_i \sum_{j=1}^{LP_i} p \times D(g, i, j)^{(p-1)} \delta D(g, i, j) / \delta g_k \quad 11.29b$$

gdzie:

$$\delta D(g, i, j) / \delta g_k \quad \text{dana jest wzorem 11.20 lub 11.21.}$$

Pochodne mieszane $\delta^2 D(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k$ obliczono na podstawie wzoru 11.20:

$$\delta^2 D(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k = -w_{ij} \delta^2 V(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k \quad 11.30$$

gdzie $\delta^2 V(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k$ jest obliczana metodą przedstawioną w p. 11.1

Wykorzystanie transformacji charakterystyk T/wzory 4.7 i 4.8/ zmienia postać wyrażenia 11.30 na:

$$\delta^2 D(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k = -w_{ij} \delta^2 R(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k \quad 11.31a$$

gdzie, na podstawie 11.22:

$$\begin{aligned} \delta^2 R(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k &= \left\{ R(g, i, j)^2 - [V(g, i, j) - b]^2 \right\} \times \left[\delta V(g, i, j) / \delta g_k \times \right. \\ &\left. \times \delta V(g, i, j) / \delta g_{1x} \right] / R(g, i, j)^3 + \delta^2 V(g, i, j) / \delta g_{1x} \delta g_k \end{aligned} \quad 11.31b$$

$$x \left[V(g, i, j) - b \right] / R(g, i, j) \quad 1x, k=1, 2, \dots, LXM \quad 11.31b/cd/$$

Wzór 11.27 wraz z członami wyrażonymi zależnościami 11.28, 11.29 i 11.30 lub 11.31a i 11.31b określa wartość pochodnej mieszanej funkcji kryterialnej $F(g)$, obliczonej względem g_{1x} i g_k .

Pochodne mieszane funkcji celu FCN oblicza się po zróżniczkowaniu wzoru 11.24:

$$\delta^2_{FCN}(g) / \delta g_{1x} \delta g_k = S \times \delta^2 F(g) / \delta g_{1x} \delta g_k + R \delta^2 CX(g) / \delta g_{1x} \delta g_k \quad 11.32a$$

$$1x, k=1, 2, \dots, LXM$$

Pochodna $\delta^2 CX(g) / \delta g_{1x} \delta g_k$ jest obliczana w podrozdziale 11.5.

Algorytm optymalizacji nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych wykonuje działania w przetransformowanej przestrzeni parametrów optymalizowanych K , oznaczonej symbolem X . Elementy przestrzeni X są oznaczone przez x_i /rozdział 6/.

Wartości składowych gradientu funkcji celu oraz wartości pochodnych mieszanych funkcji FCN, obliczone w zględem parametrów x_k i x_{1x} są dane następującymi wzorami:

$$\delta FC / \delta x_k = \delta FC / \delta g_k \times dg_k / dx_k \quad 11.33a$$

lub $k=1, 2, \dots, LXM$

$$\delta_{FCN} / \delta x_k = \delta_{FCN} / \delta g_k \times dg_k / dx_k \quad 11.33b$$

oraz dla $1x \neq k$:

$$\delta^2_{FCN} / \delta x_{1x} \delta x_k = \delta^2_{FCN} / \delta g_{1x} \delta g_k \times dg_{1x} / dx_{1x} \times dg_k / dx_k \quad 11.33c$$

i dla $1x=k$:

$$\delta^2_{FCN} / \delta x_k^2 = \delta^2_{FCN} / \delta g_k^2 \times (dg_k / dx_k)^2 + \delta_{FCN} / \delta g_k \times d^2 g_k / dx_k^2 \quad 11.33d$$

gdzie, na podstawie wzoru 6.4b:

$$dg_k / dx_k = \left[(g_k \max - g_k \min) / \pi \right] / (1 + x_k^2)$$

$$d^2 g_k / dx_k^2 = -2 (dg_k / dx_k) \times x_k / (1 + x_k^2)$$

Następny podrozdział jest poświęcony obliczeniu pochodnych cząstkowych funkcji ograniczającej $CX(g)$.

11.4 OBLICZENIE POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH FUNKCJI OGRANICZAJĄCEJ CX.

Funkcja ograniczająca $C_A(g)$ została zdefiniowana w rozdziale 5 /wzór 5.70/. Dla wygody wzór ten powtórzono:

$$\begin{aligned}
 C_A(g) = & \sum_{j=1}^{\text{NOPT}} \sum_{i=1}^{\text{LP}_j} \left\{ \text{WAG2} \sum_{k=1}^{\text{ITR}} \left[\max \left(0, A \left(P_C(i, j, k) / P_C \max(k) - 1 \right) \right)^3 \right. \right. \\
 & + \max \left(0, A \left(U_{CE}(i, j, k) / U_{CE} \max(k) - 1 \right) \right)^3 + \\
 & + \max \left(0, A \left(I_C(i, j, k) / I_C \max(k) - 1 \right) \right)^3 + \\
 & \left. \left. + \max \left(0, A \left(U_{BE}(i, j, k) / U_{BE} \min(k) - 1 \right) \right)^3 \right] + \right. \\
 & + \text{WAG1} \sum_{k=1}^{\text{LD}} \left[\max \left(0, A \left(I_F(i, j, k) / I_F \max(k) - 1 \right) \right)^3 + \right. \quad 11.34 \\
 & \left. + \max \left(0, A \left(U_d(i, j, k) / U_d \min(k) - 1 \right) \right)^3 \right] + \\
 & + \text{WAG} \sum_{k=1}^{\text{LDZ}} \max \left(0, A \left(I_Z(i, j, k) / I_Z \min(k) - 1 \right) \right)^3 + \\
 & \left. + \sum_{k=1}^{\text{LK}} \max \left(0, A \left(P_r(i, j, k) / P_r \max(k) - 1 \right) \right)^3 \right\}
 \end{aligned}$$

Przyjęto następujące oznaczenia:

1. $BP(k) = A \left[P_C(i, j, k) / P_C \max(k) - 1 \right]$,
2. $BUCE(k) = A \left[U_{CE}(i, j, k) / U_{CE} \max(k) - 1 \right]$,
3. $BICE(k) = A \left[I_C(i, j, k) / I_C \max(k) - 1 \right]$,
4. $BUEB(k) = A \left[U_{BE}(i, j, k) / U_{BE} \min(k) - 1 \right]$,
5. $BUD(k) = A \left[U_d(i, j, k) / U_d \min(k) - 1 \right]$, 11.35
6. $BID(k) = A \left[I_F(i, j, k) / I_F \max(k) - 1 \right]$,
7. $BIZ(k) = A \left[I_Z(i, j, k) / I_Z \min(k) - 1 \right]$,
8. $BR(k) = A \left[P_r(i, j, k) / P_r \max(k) - 1 \right]$,

gdzie k oznacza numer kolejny danego typu elementu w układzie.

Składowe gradientu funkcji ograniczającej CX są, na podstawie wzorów 11.34 i 11.35 dane wzorem/lx=1,2,...,LXM/:

$$\begin{aligned}
 \delta CX(g)/\delta g_{1x} = & \sum_{j=1}^{NOPT} \sum_{i=1}^{LP_j} \left\{ WAG2 \sum_{k=1}^{ITR} \left[3 \max(0, BP(k))^2 \delta BP(k)/\delta g_{1x} + \right. \right. \\
 & + \max(0, BUCE(k))^2 \delta BUCE(k)/\delta g_{1x} + \\
 & + \max(0, BICE(k))^2 \delta BICE(k)/\delta g_{1x} + \\
 & \left. + \max(0, BUEB(k))^2 \delta BUEB(k)/\delta g_{1x} \right] + \\
 & + WAG1 \sum_{k=1}^{LD} \left[3 \max(0, BID(k))^2 \delta BID(k)/\delta g_{1x} + \right. \\
 & \left. + \max(0, BUD(k))^2 \delta BUD(k)/\delta g_{1x} \right] + \\
 & + WAG \sum_{k=1}^{LDZ} 3 \max(0, BIZ(k))^2 \delta BIZ(k)/\delta g_{1x} + \\
 & + \sum_{k=1}^{LK} 3 \max(0, BR(k))^2 \delta BR(k)/\delta g_{1x}
 \end{aligned} \tag{11.36}$$

Pochodne cząstkowe wielkości danych wzorami 11.35 są następujące:

$$\delta BP(k)/\delta g_{1x} = A/P_C \max(k) \delta P_C(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37a}$$

$$\delta BUCE(k)/\delta g_{1x} = A/U_{CE} \max(k) \delta U_{CE}(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37b}$$

$$\delta BICE(k)/\delta g_{1x} = A/I_C \max(k) \delta I_C(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37c}$$

$$\delta BUEB(k)/\delta g_{1x} = A/U_{BE} \min(k) \delta U_{BE}(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37d}$$

$$\delta BID(k)/\delta g_{1x} = A/I_F \max(k) \delta I_F(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37e}$$

$$\delta BUD(k)/\delta g_{1x} = A/U_d \min(k) \delta U_d(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37f}$$

$$\delta BIZ(k)/\delta g_{1x} = A/I_z \min(k) \delta I_z(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37g}$$

$$\delta BR(k)/\delta g_{1x} = A/P_r \max(k) \delta P_r(i, j, k)/\delta g_{1x} \tag{11.37h}$$

Pochodne cząstkowe napięć na elementach układu są obliczane metodą sieci dołączonej, zgodnie ze wzorem 11.1. Pochodne pozostałych wielkości we wzorze 11.37 są przekształcane tak, aby były wyrażone przez pochodne napięć. W tym celu skorzystano z równań opisujących modele elementów nieliniowych. Wartość prądu kolektora w modelu Ebers'a-Mole'a jest wyrażona wzorem/rozdział 10/:

$$I_C = \alpha_n \cdot I_{ES} [\exp(\gamma_{eb} U_{BE}) - 1] - I_{CS} [\exp(-\gamma_{cb} U_{CE}) - 1] \quad 11.38$$

Różniczkując powyższy wzór względem g_{1x} otrzymujemy:

$$\delta I_C / \delta g_{1x} = \alpha_n \cdot GD_{eb} \cdot \delta U_{BE} / \delta g_{1x} + GD_{cb} \cdot \delta U_{CE} / \delta g_{1x} \quad 11.39$$

Na podstawie 11.39 obliczono pochodną $\delta BP(k) / \delta g_{1x}$. Ponieważ, zgodnie z rozważaniami z rozdziału 5, przyjęto, że:

$$P_C(i, j, k) = U_{CE}(i, j, k) \times I_C(i, j, k) \quad 11.40$$

zatem:

$$\begin{aligned} \delta P_C(i, j, k) / \delta g_{1x} &= \delta U_{CE}(i, j, k) / \delta g_{1x} \times I_C(i, j, k) + \\ &+ \delta I_C(i, j, k) / \delta g_{1x} \times U_{CE}(i, j, k) \end{aligned} \quad 11.41$$

Podstawiając wzór 11.39 do wzoru 11.41 i z kolei wzór 11.41 do 11.37a otrzymuje się zależność określającą pochodną $\delta BP(k) / \delta g_{1x}$. Podobnie, zależność określającą pochodną $\delta BICE(k) / \delta g_{1x}$ /11.37c/, otrzymano po podstawieniu wzoru 11.39 do 11.37c.

Pochodna cząstkowa $\delta I_F(i, j, k) / \delta g_{1x}$ jest obliczana w analogiczny sposób. Na podstawie równania opisującego model złącza p-n można napisać:

$$\delta I_F(i, j, k) / \delta g_{1x} = GD_k \delta U_d(i, j, k) / \delta g_{1x} \quad 11.42$$

gdzie:

GD_k konduktancja dynamiczna k-tej diody w jej punkcie pracy.

Wzór 11.42 obowiązuje także dla diod Zener'a .

Pochodną cząstkową $\delta P_R(i, j, k) / \delta g_{1x}$ we wzorze 11.37h oblicza się po uwzględnieniu, że:

$$P_R(i, j, k) = g_k \times U_R(i, j, k)^2 \quad 11.43$$

gdzie:

$U_r(i, j, k)$ napięcie na k -tej konduktancji.

Stąd:

$$\begin{aligned} \delta P_r(i, j, k) / \delta g_{1x} &= 2g_k \times U_r(i, j, k) \delta U_r(i, j, k) / \delta g_{1x} + \\ &+ U_r(i, j, k)^2 \times \delta g_k / \delta g_{1x} \end{aligned} \quad 11.44$$

Tak więc, wykorzystując równania modeli elementów nieliniowych, sprowadzono obliczanie pochodnych cząstkowych pierwszego rzędu funkcji $C_X(g)$ do obliczania pochodnych odpowiednich napięć. Należy zwrócić uwagę, że w przypadku tranzystora obliczane są pochodne tylko dwóch napięć. Pochodna trzeciego jest wyrażona przez ich różnicę.

OBLICZENIE POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH DRUGIEGO RZĘDU FUNKCJI C_X .

Podobnie jak w podrozdziale 11.4, wszystkie pochodne mieszane będą wyrażane przez pochodne mieszane odpowiednich napięć.

Obliczanie drugich pochodnych mieszanych funkcji $C_X(g)$ rozpoczęto od zróżniczkowania względem g_m wzoru 11.36:

$$\begin{aligned} \delta^2 C_X / \delta g_m \delta g_{1x} &= \sum_{j=1}^{NOPT} \sum_{i=1}^{LP_j} \left\{ WAG2 \sum_{k=1}^{ITR} \left[6 \max(0, BP(k)) \delta BP(k) / \delta g_m \times \right. \right. \\ &\delta BP(k) / \delta g_{1x} + \quad 11.45 \\ &+ 3 \max(0, BP(k))^2 \delta^2 BP(k) / \delta g_m \delta g_{1x} + \\ &+ 6 \max(0, BUCE(k)) \delta BUCE(k) / \delta g_m \times \delta BUCE(k) / \delta g_{1x} + \\ &+ 3 \max(0, BUCE(k))^2 \delta^2 BUCE(k) / \delta g_m \delta g_{1x} + \\ &+ 6 \max(0, BICE(k)) \delta BICE(k) / \delta g_m \times \delta BICE(k) / \delta g_{1x} + \\ &+ 3 \max(0, BICE(k))^2 \delta^2 BICE(k) / \delta g_m \delta g_{1x} + \\ &+ 6 \max(0, BUEB(k)) \delta BUEB(k) / \delta g_m \times \delta BUEB(k) / \delta g_{1x} + \\ &+ 3 \max(0, BUEB(k))^2 \delta^2 BUEB(k) / \delta g_m \delta g_{1x} \left. \right] + \\ &+ WAG1 \sum_{k=1}^{LD} \left[6 \max(0, BID(k)) \delta BID(k) / \delta g_m \times \delta BID(k) / \delta g_{1x} + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + 3 \max(0, \text{BID}(k)) \frac{\partial^2 \text{BID}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} + & 11.45/cd./ \\
& + 6 \max(0, \text{BUD}(k)) \frac{\partial \text{BUD}(k)}{\partial g_m} \frac{\partial \text{BUD}(k)}{\partial g_{1x}} + \\
& + 3 \max(0, \text{BUD}(k)) \frac{\partial^2 \text{BUD}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} + \\
& + \text{WAG} \sum_{k=1}^{\text{LDZ}} \left[6 \max(0, \text{BIZ}(k)) \frac{\partial \text{BIZ}(k)}{\partial g_m} \frac{\partial \text{BIZ}(k)}{\partial g_{1x}} + \right. \\
& \left. + 3 \max(0, \text{BIZ}(k)) \frac{\partial^2 \text{BIZ}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} \right] + \\
& + \sum_{k=1}^{\text{LK}} \left[6 \max(0, \text{BR}(k)) \frac{\partial \text{BR}(k)}{\partial g_m} \frac{\partial \text{BR}(k)}{\partial g_{1x}} + \right. \\
& \left. + 3 \max(0, \text{BR}(k)) \frac{\partial^2 \text{BR}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} \right]
\end{aligned}$$

Pochodne mieszane dotyczące napięć we wzorze 11.45 oblicza się z zależności 11.37, z wykorzystaniem metody przedstawionej w podrozdziale 11.1. Zatem :

$$\frac{\partial^2 \text{BUCE}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} = A/U_{\text{CE}} \max(k) \frac{\partial^2 U_{\text{CE}}(i, j, k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} \quad 11.46a$$

$$\frac{\partial^2 \text{BUEB}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} = A/U_{\text{BE}} \min(k) \frac{\partial^2 U_{\text{BE}}(i, j, k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} \quad 11.46b$$

$$\frac{\partial^2 \text{BUD}(k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} = A/U_d \min(k) \frac{\partial^2 U_d(i, j, k)}{\partial g_m \partial g_{1x}} \quad 11.46c$$

Wzory określające pozostałe pochodne mieszane występujące we wzorze 11.45 otrzymuje się po zrózniczkowaniu względem g_m wzorów 11.37a, b, e, g i h, wykorzystując równania elementów nielinowych w sposób analogiczny do przedstawionego w rozdziale 11.4. Końcowym wynikiem tych przekształceń są następujące wzory/ indeks k pominięto ze względu na większą ich przejrzystość /:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial^2 \text{BP}}{\partial g_m \partial g_{1x}} = & A/P_C \max \left\{ I_C \frac{\partial^2 U_{\text{CE}}}{\partial g_m \partial g_{1x}} + \alpha_n \left[\text{GD}_{\text{eb}} \times U_{\text{CE}} \left(\frac{\partial}{\partial g_m} \times \right. \right. \right. \\
& \times \frac{\partial U_{\text{BE}}}{\partial g_m} \frac{\partial U_{\text{BE}}}{\partial g_{1x}} + \frac{\partial^2 U_{\text{BE}}}{\partial g_m \partial g_{1x}} \left. \left. \left. \right) + \right. \right. \\
& + \text{GD}_{\text{eb}} \left(\frac{\partial U_{\text{BE}}}{\partial g_m} \frac{\partial U_{\text{CE}}}{\partial g_{1x}} + \frac{\partial U_{\text{BE}}}{\partial g_{1x}} \frac{\partial U_{\text{CE}}}{\partial g_m} \right) + \\
& \left. + \text{GD}_{\text{cb}} \times U_{\text{CE}} \left(\frac{\partial^2 U_{\text{CE}}}{\partial g_m \partial g_{1x}} - \gamma_{\text{cb}} \times \frac{\partial U_{\text{CB}}}{\partial g_m} \frac{\partial U_{\text{CB}}}{\partial g_{1x}} \right) \right\}
\end{aligned}$$

$$+ GD_{cb} \left(\frac{\delta U_{CB}}{\delta g_m} \frac{\delta U_{CE}}{\delta g_{lx}} + \frac{\delta U_{CB}}{\delta g_{lx}} \frac{\delta U_{CE}}{\delta g_m} \right) \} \quad 11.47/cd/$$

$$\begin{aligned} \delta^2 BICE / \delta g_m \delta g_{lx} = & A / I_C \max \left(\alpha n \gamma_{eb} \times GD_{eb} \times \frac{\delta U_{BE}}{\delta g_m} \times \frac{\delta U_{BE}}{\delta g_{lx}} + \right. \\ & + \alpha n \times GD_{eb} \times \frac{\delta^2 U_{BE}}{\delta g_m \delta g_{lx}} - \gamma_{cb} \times GD_{cb} \times \frac{\delta U_{CE}}{\delta g_m} \times \\ & \left. \times \frac{\delta U_{CB}}{\delta g_{lx}} + GD_{cb} \times \frac{\delta^2 U_{CB}}{\delta g_m \delta g_{lx}} \right) \quad 11.48 \end{aligned}$$

$$\delta^2 BID / \delta g_m \delta g_{lx} = A / I_F \max \left(\gamma_d \times GD_d \times \frac{\delta U_d}{\delta g_m} \times \frac{\delta U_d}{\delta g_{lx}} + GD_d \times \frac{\delta^2 U_d}{\delta g_m \delta g_{lx}} \right)$$

$$\begin{aligned} \delta^2 BIZ / \delta g_m \delta g_{lx} = & A / I_Z \min \left(\gamma_z \times GD_z \times \frac{\delta U_{zen}}{\delta g_m} \times \frac{\delta U_{zen}}{\delta g_{lx}} + \right. \\ & \left. + GD_z \times \frac{\delta^2 U_{zen}}{\delta g_m \delta g_{lx}} \right) \quad 11.49 \end{aligned}$$

gdzie:

U_{zen} oznacza napięcie polaryzujące złącze diody Zener'a.

GD_z oznacza konduktancję dynamiczną diody Zener'a.

PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 11

Rozdział 11 niniejszej pracy był poświęcony obliczaniu pochodnych cząstkowych funkcji celu. Przedstawiona została oryginalna metoda obliczania pochodnych mieszanych drugiego rzędu dowolnego napięcia w nieliniowym, bezinercyjnym układzie elektronicznym. Metoda ta wykorzystuje opis układu równaniami potencjałów węzłowych oraz metodę układu dołączonego.

Przedstawiony algorytm obliczania pochodnych cząstkowych funkcji ograniczającej $C_A(g)$ występuje w programie DCOP w postaci podprogramów POCH /oblicza wartość funkcji celu, jej hessianu, gradientu oraz transformuje przestrzeń parametrów optymalizowanych. / oraz OGRANICZENA/ oblicza wartość funkcji ograniczającej, jej gradient i pochodne mieszane /. Pochodne mieszane dowolnego napięcia wyjściowego są obliczane w podprogramie HESS.

12. PRZYKŁADY OBLICZENIOWE

Opierając się na wzorach i zależnościach wyprowadzonych w poprzednich rozdziałach napisano program w języku FORTRAN 1900 w wersji dla maszyn z serii ODRA 1300. Umożliwia on, przy wykorzystaniu 40k pamięci operacyjnej maszyny, analizę lub optymalizację układów DC mających do 30 węzłów, przy liczbie optymalizowanych konduktancji nie przekraczającej 20. Program może jednorazowo optymalizować do 5 charakterystyk. Dla zilustrowania jego działania oraz możliwości obliczeniowych zostaną przedstawione następujące przykłady obliczeniowe:

1. Optymalizacja charakterystyk prostego, szeregowego stabilizatora napięcia.
2. Optymalizacja charakterystyk układu o strukturze bramki NAND/TTL/.
3. Optymalizacja charakterystyk prostego wzmacniacza prądu stałego.
4. Optymalizacja charakterystyk dwójnika o ujemnej rezystancji.

12.1 SZEREGOWY STABILIZATOR NAPIĘCIA

Zadanie optymalizacyjne jest następujące:

Dany jest stabilizator napięcia o strukturze przedstawionej na rys. 12.1. Należy obliczyć wartości rezystorów R_2 ÷ R_5 tak, aby stabilizator dostarczał napięcia $U_{WY}=9$ V, dla wartości prądu obciążenia $I_{WY}=1$ A, przy napięciu wejściowym $U_{WE}=12$ V. Wymienione wartości parametrów elektrycznych stabilizatora są wartościami nominalnymi.

Na stabilizator nałożono także dodatkowe warunki. I tak:

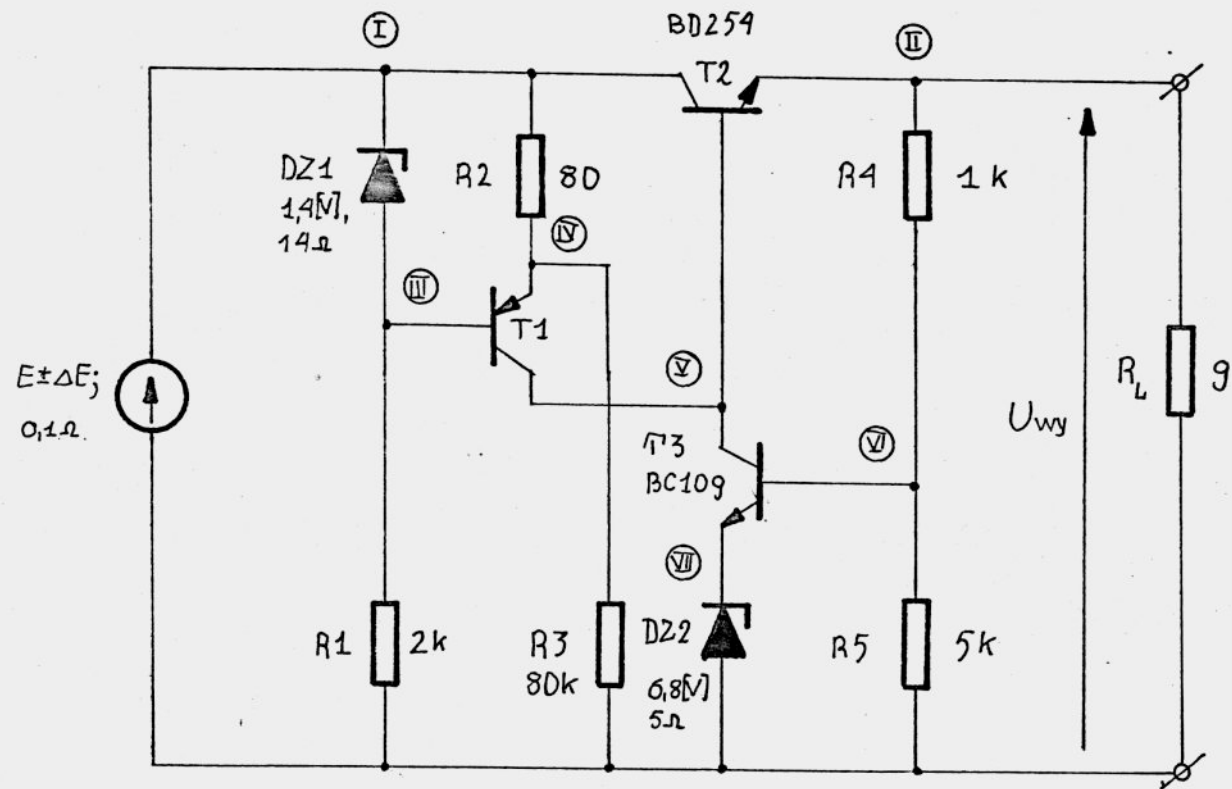
1. $U_{WY}=\text{const.}=9$ V dla $U_{WE}=(8\div 17)$ V i $I_{WY}=1$ A.
2. $U_{WY}=\text{const.}=9$ V dla $I_{WY}=(0\div 3)$ A i $U_{WE}=\text{const.}=12$ V.

Warunek by $U_{WY}=9$ V dla $U_{WE}<9$ V wprowadzono celowo dla zminimalizowania spadku napięcia pomiędzy wejściem i wyjściem stabilizatora.

Założono, że przy realizacji warunku 1 rezystancja obciążenia R_L jest stała i równa się 9Ω , natomiast przy realizacji warunku 2 rezystancja ta ulega zmianom od $R_L=3\Omega$ do $R_L=27\Omega$. Rezystancja wewnętrzna źródła zasilającego wynosi $0,1\Omega$.

Wybrano następnie elementy nieliniowe układu:

- a. tranzystor T1 - o parametrach tranzystora BC109,
- b. tranzystor T2 - BD254,
- c. tranzystor T3 - BC109,



Szeregowy stabilizator napięcia
rys. 12.1

d. dioda DZ1 - BAP 815

e. dioda DZ2 - BZP611 C6V8.

Parametry tranzystorów T1 i T3, na podstawie [173] są następujące:

Tranzystory T1 i T3:

$$\alpha_n = 0,996, \alpha_i = 0,836, I_{CS} = 4,48 \times 10^{-14} [A], I_{ES} = 3,78 \times 10^{-14} [A], m_c = 1,295,$$

$$m_e = 1,036,$$

Tranzystor T2:

$$\alpha_n = 0,99, \alpha_i = 0,50, I_{CS} = 7,32 \times 10^{-10} [A], I_{ES} = 7,41 \times 10^{-11} [A], m_c = 0,997,$$

$$m_e = 0,977$$

Dioda DZ1:

$$U_z = -1,5 [V], r_z = 14 \Omega,$$

Dioda DZ2:

$$U_z = -6,8 [V], r_z = 5 \Omega.$$

Założono, że układ znajduje się w temperaturze 298,16K.

Realizację zadania optymalizacyjnego przeprowadzono w trzech, niezależnych etapach:

1. Optymalizacja charakterystyki $U_{WY} = f_1(U_{WE})$, $R_L = \text{const.} = 9 \Omega$,
2. Optymalizacja charakterystyki $U_{WY} = f_2(R_L)$, $U_{WE} = \text{const.} = 12V$,
3. Optymalizacja charakterystyk f_1 i f_2 jednocześnie.

Dokonano wyboru wartości parametrów procedury optymalizacyjnej:

1. Wykładnik potęgi we wzorze określającym funkcję celu: $p = 10$,
2. Współczynnik poziomu błędu funkcji CK: $A = 10,0$.
3. Parametry metody dokładnej funkcji kary: $h = 1,0$, $\epsilon = 0,999$.
4. Błąd określenia minimum funkcji celu: $\epsilon_2 = 0,001$.
5. Maksymalna liczba iteracji: $ITMAX = 10$.
6. Wartości początkowe rezystorów:

a. $R_2 = 80 \Omega$,

b. $R_3 = 80k\Omega$,

c. $R_4 = 1k\Omega$,

d. $R_5 = 5k\Omega$.

Na wartości parametrów elementów i parametrów elektrycznych układu nałożono następujące ograniczenia, ujęte w tabelach 12.1÷12.3.

TABELA 12.1

Rezystor	Wartość minimalna	Wartość maksymalna	Maksymalna moc tracona
R1	—	—	1 W
R2	10 Ω	500 Ω	1 W
R3	10 Ω	100k Ω	1 W
R4	10 Ω	10k Ω	1 W
R5	10 Ω	10k Ω	1 W
R _L	—	—	10 W

TABELA 12.2

Tranzystor	P _C max	U _{CE} max	I _C max	U _{BE} min
T1	100 mW	20 V	50 mA	-5 V
T2	8 W	20 V	3 A	-5 V
T3	100 mW	20 V	50 mA	-5 V

TABELA 12.3

Dioda	I _Z min
DZ1	20 mA
DZ2	20 mA

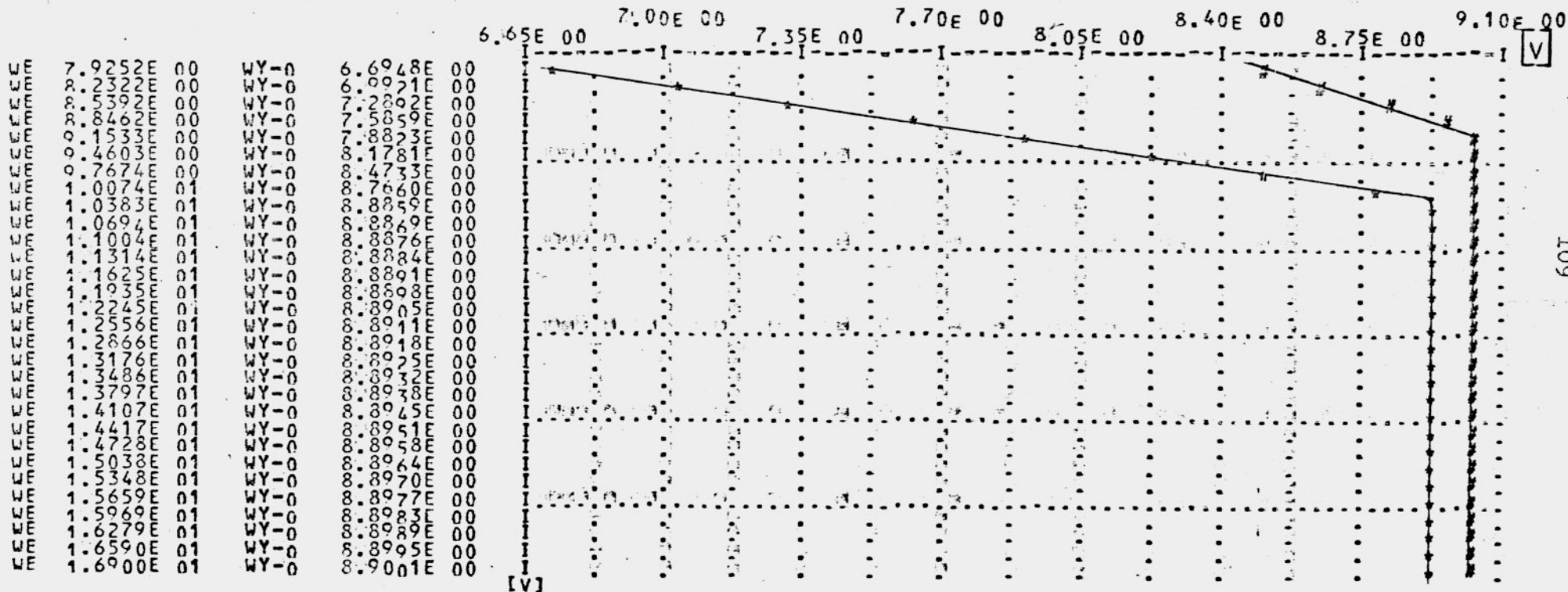
I. Optymalizacja charakterystyki $U_{WY} = f_1(U_{WE})$, $U_{WE} = (8 \div 17) V$, $R_L = 9 \Omega$.

Charakterystykę realizowaną przez stabilizator dla początkowych wartości rezystorów R2-R5 przedstawiono na rys. 12.2. Zaznaczono na nim także charakterystykę zadaną. Składa się ona z dwóch odcinków dla zbliżenia jej kształtu do kształtu charakterystyki, którą stabilizator realizuje w rzeczywistości. Fragmentowi charakterystyki zadanej, dla $U_{WE} \leq 9V$ nadano wagę/współczynnik wagowy/ 1, fragmentowi charakterystyki zadanej dla $U_{WE} = (9 \div 17)V$; wagę 100.

Obliczenia trwały około 6 minut. Charakterystykę $U_{WY} = f_1(U_{WE})$ po optymalizacji przedstawiono na rys. 12.3. Algorytm wykonał 6 iteracji: metodą Fletcher'a-Powell'a 4 i 2 metodą Newton'a. Wartość funkcji celu w punkcie startowym wynosiła $FC(g_0) = 1,954$. Po zakończeniu obliczeń: $FCN(g^*) = 1,704$, wartość funkcji ograniczającej $CX(g^*) = 2,90 \times 10^{-3}$. W punkcie startowym nie naruszono ograniczeń/ $CX(g_0) = 0,0$. W punkcie optymalnym ograniczenia

#-CHARAKTERYSTYKA ZADANA

*-CHARAKTERYSTYKA REALIZOWANA



109

Charakterystyka początkowa $U_{WY} = f_1(U_{WE})$, $R_L = \text{const.}$ stabilizatora z rys. 12.1

rys. 12.2

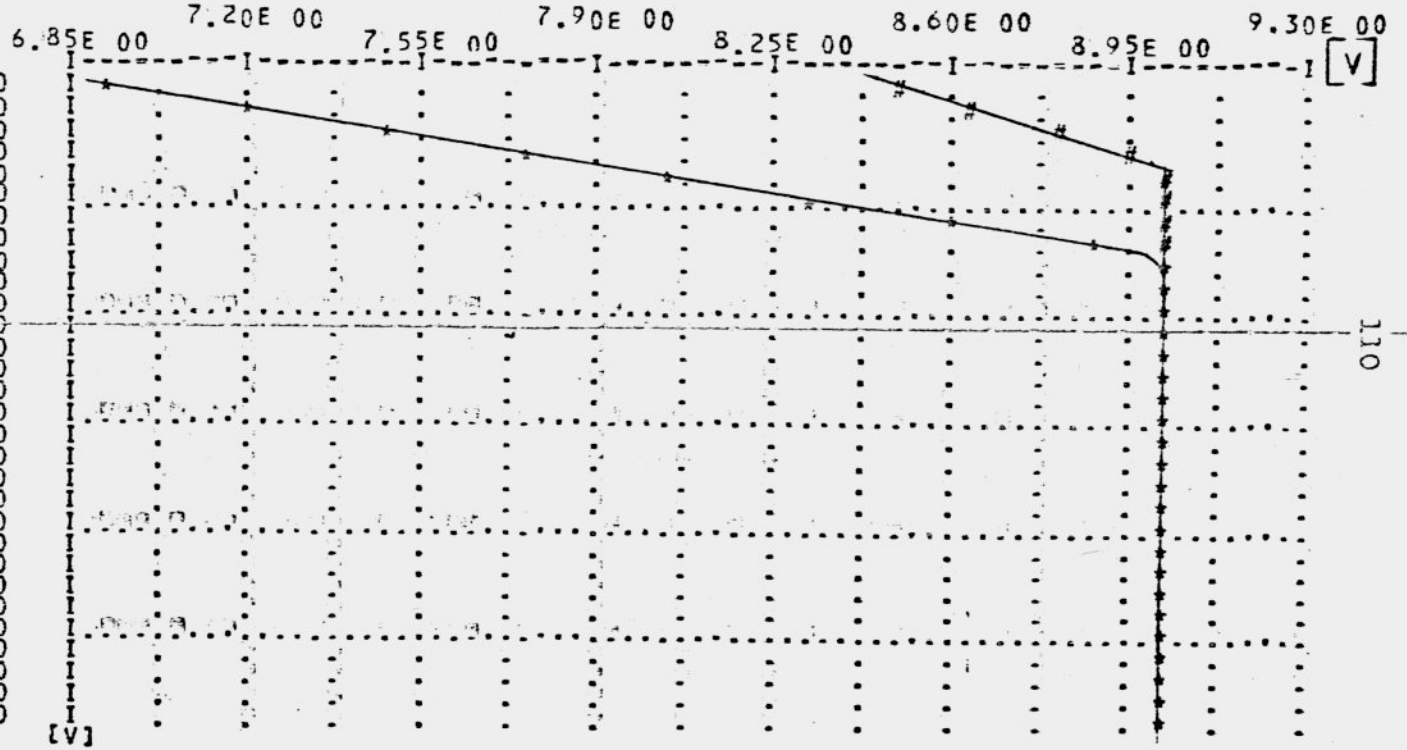
#-CHARAKTERYSTYKA ZADANA

+--CHARAKTERYSTYKA REALIZOWANA

W	7.	92	33	E	00
W	2.	23	30	E	00
W	2.	53	75	E	00
W	8.	44	88	E	00
W	0.	15	90	E	00
W	4.	59	22	E	00
W	0.	76	64	E	00
W	1.	00	74	E	01
W	1.	03	82	E	01
W	1.	06	92	E	01
W	1.	10	03	E	01
W	1.	13	13	E	01
W	1.	16	23	E	01
W	1.	19	34	E	01
W	1.	22	44	E	01
W	1.	25	55	E	01
W	1.	28	66	E	01
W	1.	31	77	E	01
W	1.	34	88	E	01
W	1.	37	99	E	01
W	1.	41	06	E	01
W	1.	44	16	E	01
W	1.	47	26	E	01
W	1.	50	37	E	01
W	1.	53	47	E	01
W	1.	56	57	E	01
W	1.	59	68	E	01
W	1.	62	78	E	01
W	1.	65	88	E	01
W	1.	68	99	E	01

W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0
W	Y	-	0

6.	87	77	E	00
7.	15	75	E	00
7.	43	73	E	00
7.	71	71	E	00
7.	99	70	E	00
8.	27	69	E	00
8.	55	67	E	00
8.	84	65	E	00
9.	07	62	E	00
9.	35	59	E	00
9.	64	56	E	00
9.	92	54	E	00
1.	21	51	E	00
1.	49	49	E	00
1.	77	47	E	00
1.	06	45	E	00
1.	34	43	E	00
1.	62	41	E	00
1.	90	39	E	00
1.	18	37	E	00
1.	46	35	E	00
1.	74	33	E	00
1.	02	31	E	00
1.	30	29	E	00
1.	58	27	E	00
1.	86	25	E	00
1.	14	23	E	00
1.	42	21	E	00
1.	70	19	E	00
1.	98	17	E	00
2.	26	15	E	00



Charakterystyka $U_{WY} = f_1(U_{WE})$ stabilizatora po optymalizacji.

naruszono dla $U_{WE}=17$ V. Została przekroczona o 1,4 mW maksymalna moc tracona w tranzystorze T1/ $P_{C \max}=100$ mW/.

Wyniki obliczeń zebrano w tabeli 12.4

TABELA 12.4

Rezystor	Wartość optymalna	FC(g0)	CX(g0)	FCN(g*)	CX(g*)
R2	57,91 Ω				
R3	80,00k Ω	1,954	0,0	1,704	$2,90 \times 10^{-3}$
R4	1,00 k Ω				
R5	5,00 k Ω				

II. Optymalizacja charakterystyki $U_{WY}=f_2(R_L)$, $U_{WE}=\text{const.}=12$ V.

Parametry procedury optymalizacyjnej pozostają bez zmian. Charakterystykę $U_{WY}=f_2(R_L)$ dla $R_L=(3 \div 27)\Omega$ w punkcie startowym procedury optymalizacyjnej przedstawiono na rys.12.4. Charakterystyka zadana składa się z jednego odcinka. Obliczenia trwały około 5 minut. Charakterystykę f_2 po optymalizacji przedstawiono na rys. 12.5. Minimum funkcji celu znaleziono po 4 iteracjach metody Fletcher'a-Powell'a. Wartość funkcji celu w punkcie startowym wynosiła $FC(g_0)=13,594$, wartość funkcji ograniczającej $CX(g_0)=4,687$. W punkcie optymalnym: $FC(g^*)=6,498$ i $CX(g^*)=2,145 \times 10^{-2}$.

W punkcie startowym zostały naruszone ograniczenia. W celu obliczenia współrzędnych nowego punktu startowego posłużono się pierwszym algorytmem wyboru punktu startowego/rozdział 7/. Założono, że zwiększaniu będą ulegały wartości rezystorów R2, R4 i R5.

Naruszenie ograniczeń miało miejsce dla $R_L=3\Omega$ i dla $R_L=3,8\Omega$. W obu przypadkach przekroczona została maksymalna wartość traconej mocy w tranzystorze T2. Dla $R_L=3\Omega$ wynosiła ona $P_C=9,52$ W, dla $R_L=3,8\Omega$ - $P_C=8,47$ W / $P_{C \max}=8$ W /.

W punkcie optymalnym ograniczenia zostały naruszone dla $R_L=3\Omega$. Przekroczona została maksymalna moc tracona w tranzystorze T2. Wynosiła ona $P_C=8,25$ W.

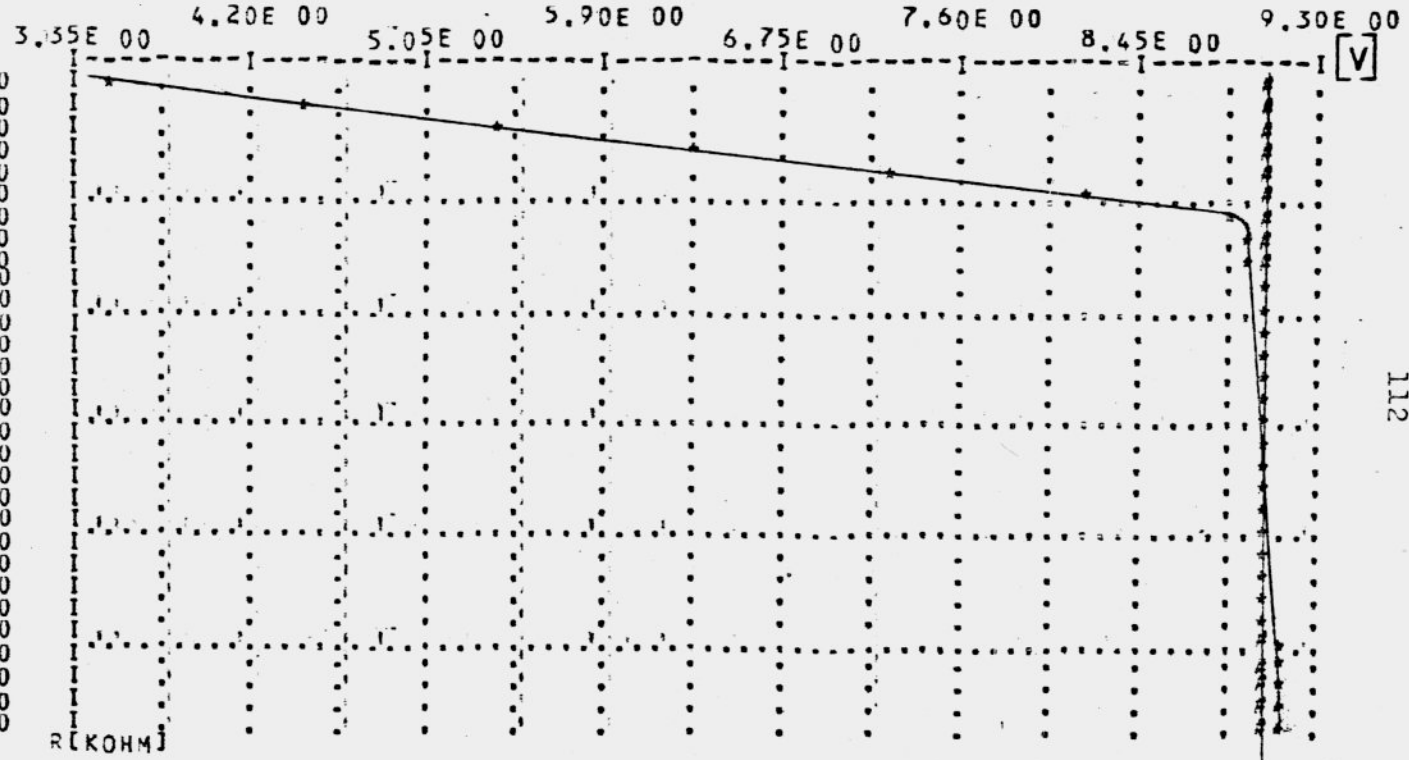
Należy zwrócić uwagę na fakt, że niewielkie naruszenie ograniczeń w punkcie optymalnym wynika z istoty przedstawionej metody optymalizacyjnej.

Wyniki przeprowadzonych obliczeń zawiera tabela 12.5

#-CHARAKTERYSTYKA ZADANA

*-CHARAKTERYSTYKA REALIZOWANA

3	00000E-03	WY-0	3	3947E 00
3	8276E-03	WY-0	4	3303E 00
3	6552E-03	WY-0	5	2663E 00
3	4820E-03	WY-0	6	2016E 00
3	3103E-03	WY-0	7	1365E 00
3	1379E-03	WY-0	8	0712E 00
3	9635E-03	WY-0	8	8201E 00
3	7931E-03	WY-0	8	8820E 00
3	6207E-03	WY-0	8	9074E 00
3	4488E-03	WY-0	8	9242E 00
3	2766E-03	WY-0	8	9368E 00
3	1033E-03	WY-0	8	9468E 00
3	2931E-03	WY-0	8	9551E 00
3	1273E-03	WY-0	8	9621E 00
3	5414E-03	WY-0	8	9681E 00
3	6241E-03	WY-0	8	9733E 00
3	7069E-03	WY-0	8	9780E 00
3	7897E-03	WY-0	8	9821E 00
3	8724E-03	WY-0	8	9857E 00
3	9552E-03	WY-0	8	9891E 00
3	0379E-03	WY-0	8	9921E 00
3	1207E-03	WY-0	8	9948E 00
3	2034E-03	WY-0	8	9973E 00
3	2862E-03	WY-0	8	9996E 00
3	3690E-03	WY-0	9	0017E 00
3	4517E-03	WY-0	9	0037E 00
3	5345E-03	WY-0	9	0055E 00
3	6172E-03	WY-0	9	0072E 00
3	7000E-03	WY-0	9	0088E 00
3		WY-0	9	0102E 00



PUNKT STARTOWY LEZY POZA ZBIOREM ROZWIAZAN DOPUSZCZALNYCH

WARTOSC FUNKCJI CELU FC = 1.35943E 01

WARTOSC FUNKCJI OGRANICZEN CX = 4.68704E 00

Charakterystyka $U_{WY}=f_2(R_L), U_{WE}=const.$ przed optymalizacją

rys. 12.4

TABELA 12.5

Rezystor	Wartość optymalna	FC(g0)	CX(g0)	FC(g ^x)	CX(g ^x)
R2	100 Ω	13,594	4,687	6,498	2,145×10 ⁻²
R3	80kΩ				
R4	1,5kΩ				
R5	7,5kΩ				

Otrzymane wartości rezystorów R2-R5 są w tym przykładzie inne aniżeli wartości optymalne uzyskane w poprzednim przykładzie obliczeniowym.

III. Jednoczesna optymalizacja charakterystyk $U_{WY}=f_1(U_{WE})$, $R_L=9\Omega = \text{const.}$ i $U_{WY}=f_2(R_L)$, $U_{WE}=12\text{ V} = \text{const.}$

Parametry procedury optymalizacyjnej pozostają bez zmian. Ze względu na optymalizację dwóch charakterystyk wprowadzono ich współczynniki wagowe. I tak, dla charakterystyki $f_1: WF_1=1,0$ i dla charakterystyki $f_2: WF_2=100,0$.

W punkcie startowym procedury optymalizacyjnej, w poprzednim przykładzie obliczeniowym, zostały naruszone ograniczenia. Ponadto, z rys. 12.5 wynika, że dla $U_{WE}=12\text{V}$ oraz $R_L \approx 9\Omega$ $U_{WY} \approx 8\text{V}$. Nie są zatem spełnione wymagania dotyczące nominalnych wartości parametrów elektrycznych stabilizatora. W związku z tym zmieniono wymagania sformułowane w punkcie 2 zadania optymalizacyjnego. Zmniejszono maksymalną wartość prądu wyjściowego stabilizatora do $I_{WY}=2\text{ A}$. Odpowiada to minimalnej wartości rezystancji $R_L=6\Omega$. Przyjęto zatem, że R_L będzie się zmieniała od $R_L=6\Omega$ do $R_L=30\Omega$. Tak więc, jednoczesnej optymalizacji zostały poddane charakterystyki:

1. $U_{WY}=f_1(U_{WE})$, $R_L=9\Omega$, $U_{WE}=(7\div 17)\text{V}$,
2. $U_{WY}=f_2(R_L)$, $U_{WE}=12\text{V}$, $R_L=(6\div 30)\Omega$.

Charakterystykę f_1 w punkcie startowym przedstawia rys.12.2, natomiast charakterystykę f_2 - rys.12.6.

Obliczenia trwały około 24 minut. Algorytm wykonał 4 iteracje metodą Fletcher'a-Powell'a i 2 iteracje metodą Newton'a. Wartość funkcji celu w punkcie startowym wynosiła $FC(g_0)=2,796$, wartość funkcji ograniczającej $CX(g_0)=0$. W punkcie optymalnym $FCN(g^x)=2,118$ oraz $CX(g^x)=1,595 \times 10^{-2}$. Ograniczenia zostały naruszone dla $R_L=6,8\Omega$ i $R_L=7,7\Omega$. Przekroczona została maksymalna moc tracona w rezystorze

R_L , Wynosiła ona odpowiednio 10,19 W i 10,15 W/ $P_{r \max} = 10W/$.

Wyniki obliczeń zebrano w tabeli 12.6 i na rys.12.7 , 12.8.

TABELA 12.6

Rezystor	Wartość optymalna	FC(g0)	CX(g0)	FCN(g [*])	CX(g [*])
R2	73,94 Ω	2,796	0,0	2,116	1,593 10^{-2}
R3	80,00k Ω				
R4	971,60 Ω				
R5	5,00k Ω				

W trzech przedstawionych przykładach obliczeniowych otrzymano całkowicie odmienne wartości rezystorów R2-R5. Każdorazowo wartość funkcji celu uległa zmniejszeniu. Zatem, w sensie kryterium aproksymacyjnego, otrzymane charakterystyki mają lepszy kształt aniżeli charakterystyki przed optymalizacją.

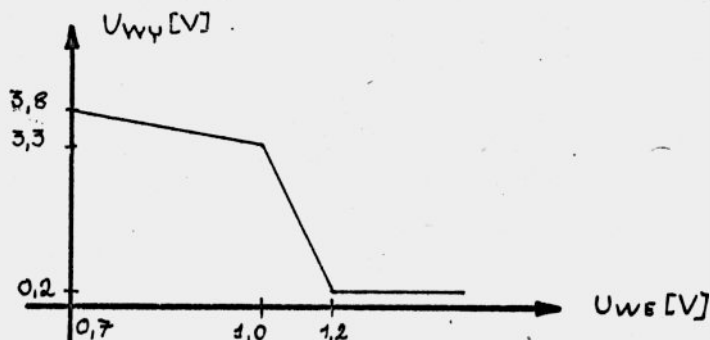
Różne wartości rezystorów otrzymane przy optymalizacji charakterystyki f_1 a następnie charakterystyki f_2 świadczą o sprzeczności narzuconych wymagań odnośnie ich kształtu. Dowodzą tego wyniki jednoczesnej optymalizacji charakterystyk f_1 i f_2 . Otrzymane w tym przykładzie krzywe wykazują gorsze położenie w stosunku do charakterystyk zadanych, aniżeli charakterystyki f_1 i f_2 zrealizowane w niezależnych cyklach optymalizacyjnych.

Przedstawione przykłady obliczeń świadczą o konieczności starannego sformułowania wymagań projektowo-optymalizacyjnych i wyważeniu odpowiednich proporcji pomiędzy nimi. Z tego względu autor zdecydował się na określanie wartości współczynników wagowych przez projektanta a nie w drodze ich automatycznego obliczania, jak to ma miejsce w pracy [62]. Przedstawione przykłady ilustrują także fakt, że dla uzyskania zadawalających wyników może się okazać rzeczą niezbędną wykonanie kilku cykli obliczeń z różnymi wartościami parametrów metody optymalizacyjnej.

12.2 UKŁAD O STRUKTURZE BRAMKI NAND

Zadanie optymalizacyjne jest następujące:

Dany jest układ elektroniczny o strukturze bramki NAND/TTL/, przedstawiony na rys. 12.9. Należy obliczyć wartości rezystorów R_2, R_3, R_4 i R_7 tak, aby układ realizował charakterystykę pokazaną na rys. 12.10.



Charakterystyka zadana układu o strukturze bramki NAND

rys. 12.10

Tranzystory w układzie mają parametry odpowiadające parametrom tranzystora BC 109. Parametry modelu Ebers'a-Moll'a tego tranzystora zaczerpnięto z [172]. Są one następujące/ $T=298,16K$ /:

$$\alpha_n = 0,996, \alpha_i = 0,836, I_{CS} = 4,48 \times 10^{-14} [A], I_{ES} = 3,78 \times 10^{-14} [A], m_c = 1,295, \\ m_e = 1,036$$

Dioda D odpowiada diodzie BAP 855 o parametrach modelu [172]:

$$I_S(298,16) = 2,98 \times 10^{-9} [A], m = 1,887$$

Założono, że układ znajduje się w temperaturze $298,16K/25^\circ C$.

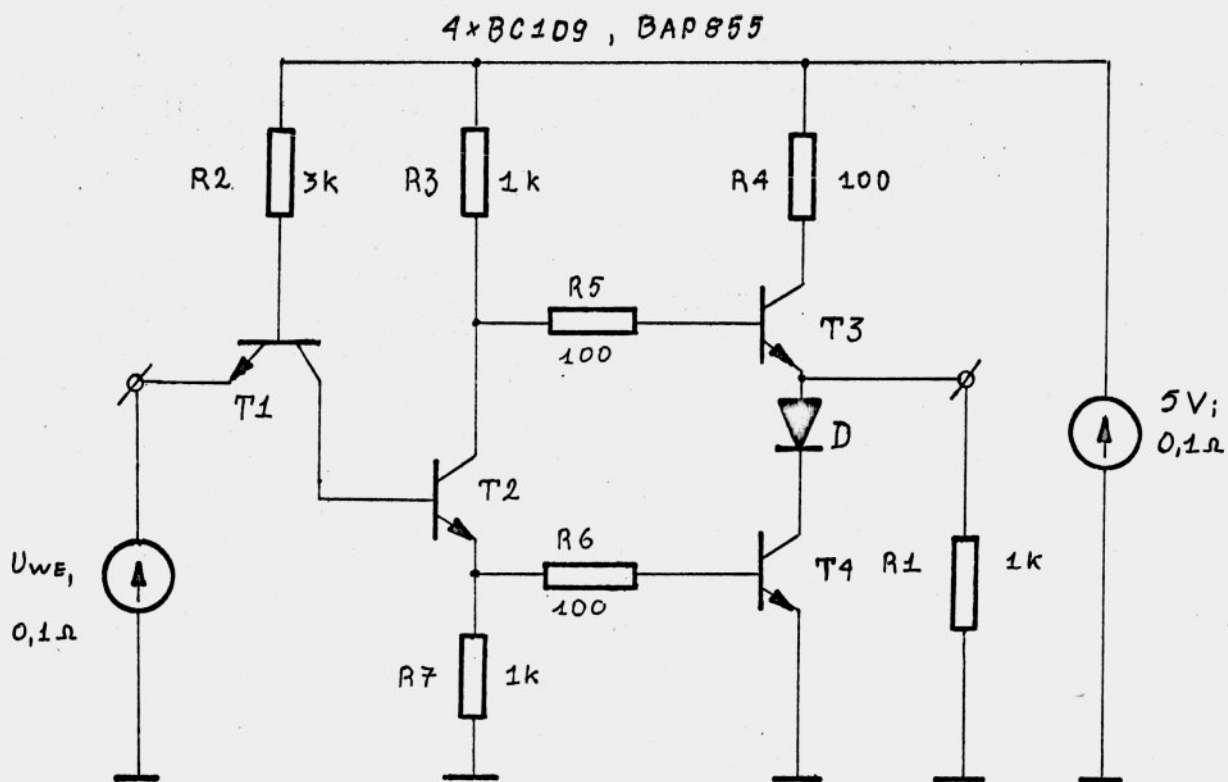
Wybrano wartości parametrów procedury optymalizacyjnej:

1. Wykładnik potęgi we wzorze określającym FC: $p=4$,
2. Błąd obliczenia minimum funkcji celu: $\epsilon_2=0,01$
3. Maksymalna liczba iteracji: $ITMAX=20$
4. Wartości współczynników wagowych poziomych odcinków charakterystyki zadanej - 1, odcinka środkowego - 1000.
4. Wartości początkowe rezystorów: $R_2=3k\Omega, R_3=1k\Omega, R_4=100\Omega, R_7=1k\Omega$.

Na wartości parametrów elektrycznych układu nie nałożono ograniczeń.

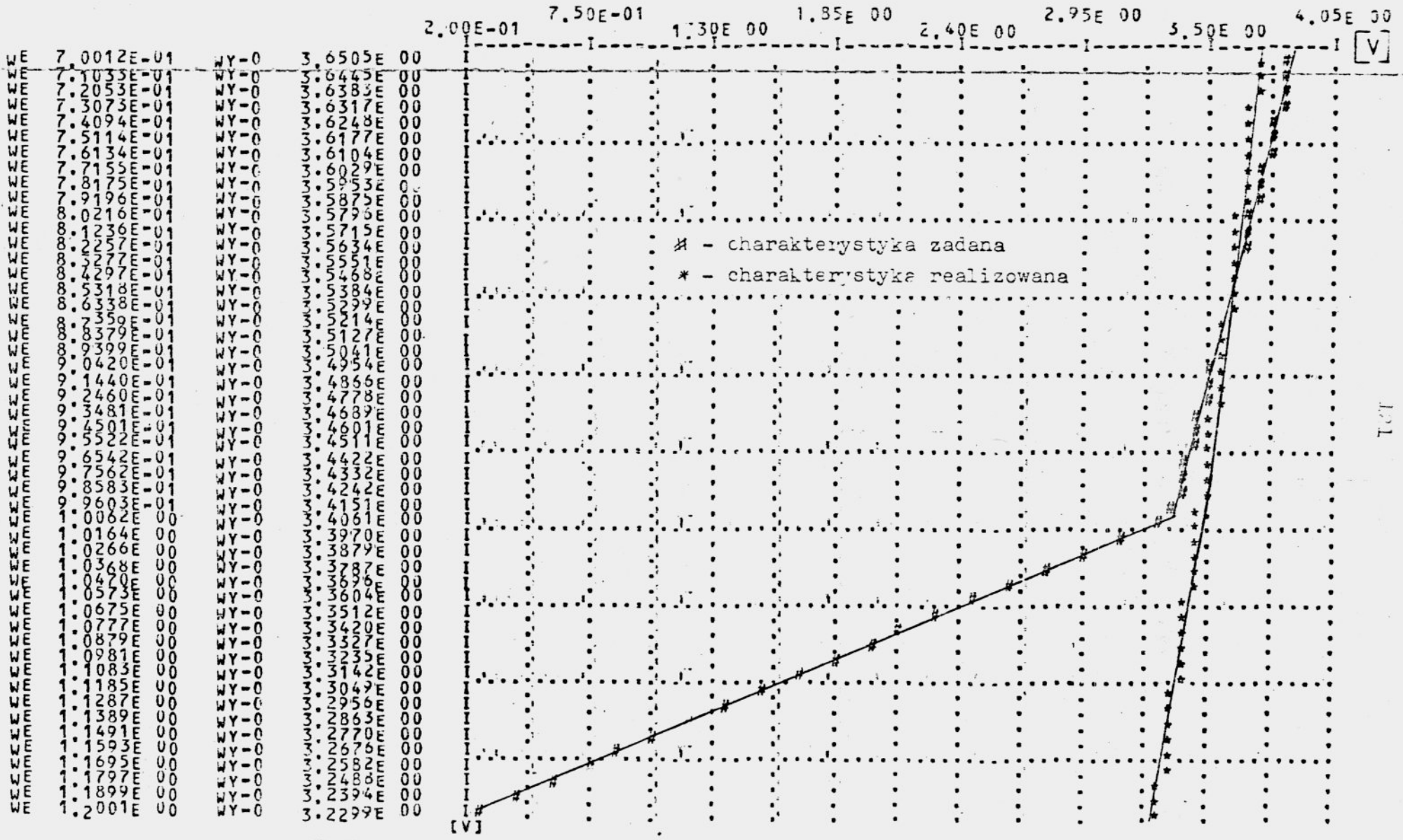
Obliczenia przeprowadzono dwukrotnie:

- a. bez transformacji charakterystyk T/rozdział 4/,
- b. z transformacją charakterystyk T, przyjmując wartości parametrów transformacji T: $a=1,0, b=0,0$.



Układ o strukturze bramki logicznej TTL

rys. 12.9



Charakterystyka układu z rys. 12.10 przed optymalizacją
 rys. 12.11

W obu przypadkach obliczenia trwały około 11 minut. Charakterystykę układu przed optymalizacją przedstawiono na rys. 12.11, charakterystykę układu po optymalizacji na rys. 12.12 /bez transformacji T/ i na rys. 12.13 /z transformacją T/. W obu przypadkach algorytm wykonał 6 iteracji, w tym 4 iteracje metodą Fletcher'a-Powell'a i 2 iteracje metodą Newton'a. Otrzymane wyniki zebrano w tabeli 12.7.

TABELA 12.7

Parametr	Wartość bez transformacji T	Wartość z transformacją T
R2	1,74k Ω	2,07k Ω
R3	826,60 Ω	1,14k Ω
R4	1,00k Ω	1,00k Ω
R7	133,30 Ω	187,40 Ω
FC(g0)	11,121	23,302
FCN(g*)	3,669	7,697

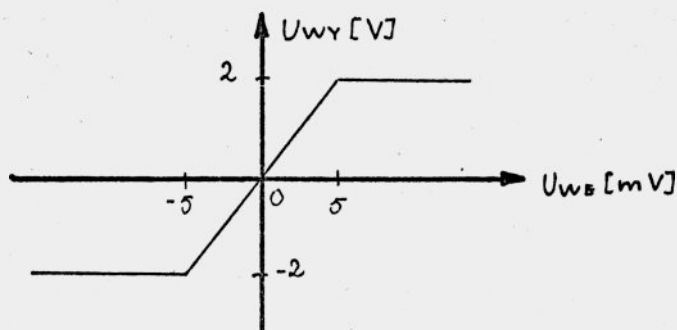
W obu przypadkach nie udało się zrealizować założonej charakterystyki, aczkolwiek otrzymane krzywe aproksymują charakterystykę zadaną z większą dokładnością aniżeli charakterystyki początkowe. Zastosowanie transformacji T w minimalnym stopniu zmieniło kształt charakterystyki realizowanej na rys. 12.13 w porównaniu z charakterystyką z rys. 12.12. Jest to spowodowane przyjęciem dużej wartości współczynnika wagowego środkowego odcinka charakterystyki zadanej/1000/ w porównaniu ze współczynnikami wagowymi pozostałych jej fragmentów/1,0/.

Pomimo, że charakterystyki realizowane są niemal identyczne, to jednak obliczone wartości rezystorów znacznie się, w obu tych przypadkach, różnią. Zjawisko to jest ilustracją niejednoznaczności rozwiązania zadania optymalizacyjnego.

12.3 PROSTY WZMACNIACZ PRĄDU STAŁEGO

Zadanie optymalizacyjne jest następujące:

Dany jest wzmacniacz prądu stałego, którego schemat przedstawia rys. 12.14. Należy obliczyć wartości rezystorów $R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8$ i R_9 tak, aby wzmacniacz realizował charakterystykę pokazaną na rys. 12.15.



Charakterystyka zadana wzmacniacza z rys. 12.14 .

rys. 12.15

Wzmocnienie układu w liniowym zakresie wynosi $K_U=400$. Wzmacniacz sterowany jest sygnałem różnicowym ze źródła o rezystancji wewnętrznej $0,1\Omega$. Ograniczenie dynamiki sygnału wyjściowego do zakresu -2 V do $+2\text{ V}$ nastąpiło po wstępnym oszacowaniu możliwego do uzyskania wzmocnienia. Wynosiło ono około 100.

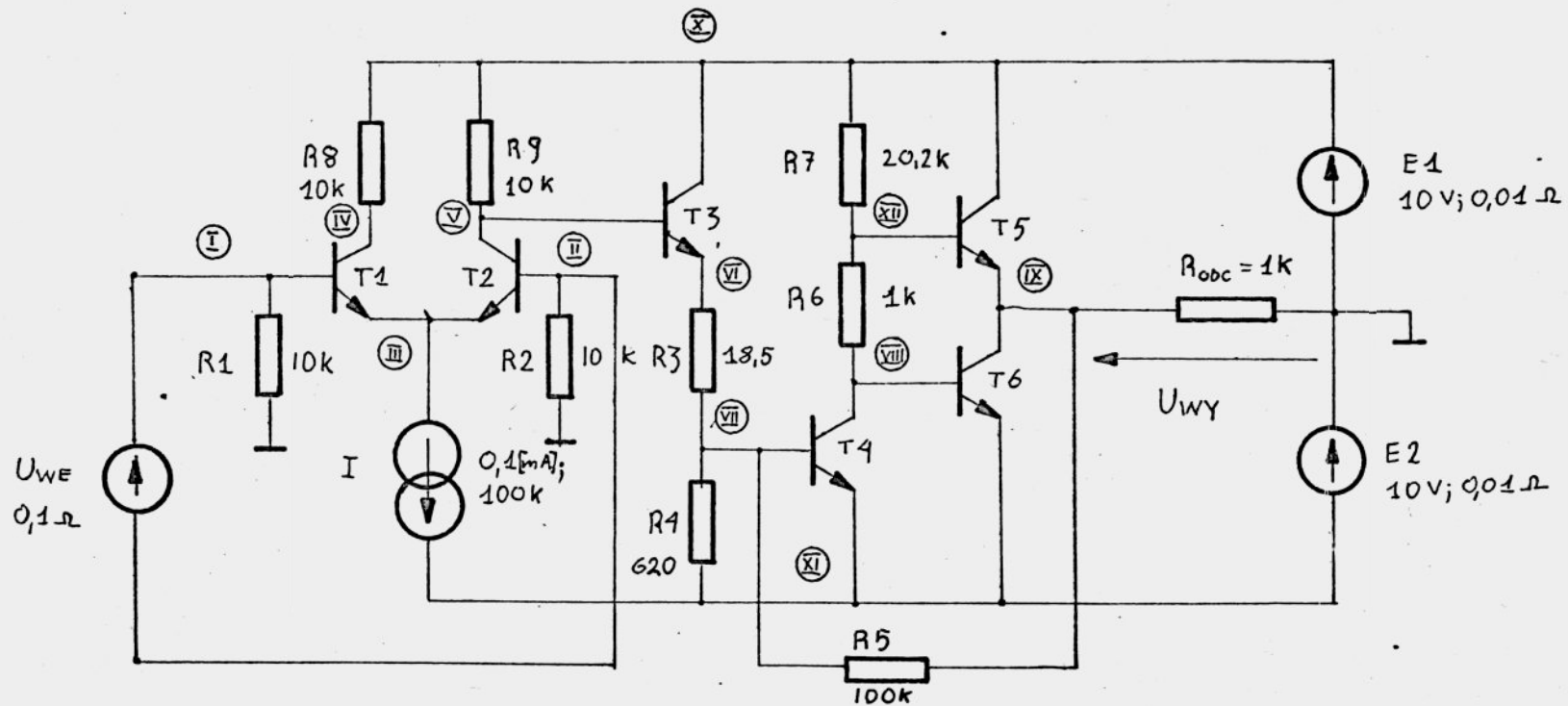
Tranzystory T1-T6 są jednakowe. Założono, że ich parametry odpowiadają parametrom tranzystora BC 109, tak jak w poprzednich przykładach obliczeniowych.

Założono, że układ znajduje się w temperaturze $T=298,16\text{ K}$.

Przyjęto następujące dane procedury optymalizacyjnej:

1. Wykładnik potęgi: $p=10$,
2. Współczynnik poziomego błędu funkcji ograniczającej C_A : $A=10,0$,
3. Parametry metody dokładnej funkcji kary: $h=1,0$, $\rho=0,99$,
4. Błąd obliczenia minimum funkcji celu: $\epsilon_2=0,001$,
5. Maksymalna liczba iteracji: $ITMAX=20$,
6. Współczynniki wagi poziomych odcinków charakterystyki zadanej - 1, współczynnik wagi odcinka o nachyleniu $\Delta U_{WY}/\Delta U_{WE}=400 - 1000$
6. Wartości początkowe rezystorów: $R_3=18,5\text{k}\Omega$, $R_4=620\Omega$, $R_5=100\text{k}\Omega$, $R_6=1\text{k}\Omega$, $R_7=20,2\text{k}\Omega$, $R_8=R_9=10\text{k}\Omega$.

Na wartości parametrów układu nałożono następujące ograniczenia, ujęte w tabelach 12.8 i 12.9:



Wzmacniacz różnicowy prądu stałego

rys. 12.14

TABELA 12.8 - Rezystory

Rezystor	Wartość minimalna	Wartość maksymalna	Maksymalna moc
R1	—	—	100 mW
R2	—	—	100 mW
R3	10 Ω	30k Ω	100 mW
R4	10 Ω	30k Ω	100 mW
R5	10 Ω	200k Ω	100 mW
R6	10 Ω	30k Ω	100 mW
R7	10 Ω	30k Ω	100 mW
R8	10 Ω	30k Ω	100 mW
R9	10	30k Ω	100 mW
R _{obc}	—	—	100 mW

TABELA 12.9 - Tranzystory

Tranzystor	P _C max	U _{CE} max	I _C max	U _{BE} min
T1	20 mW	10 V	1 mA	-5 V
T2	20 mW	10 V	1 mA	-5 V
T3	50 mW	20 V	3 mA	-5 V
T4	50 mW	20 V	3 mA	-5 V
T5	100 mW	20 V	15 mA	-10 V
T6	100 mW	20 V	15 mA	-10 V

Obliczenia trwały około 35 minut. Charakterystykę dla początkowych wartości rezystorów R3-R9 pokazano na rys. 12.16. Charakterystykę $U_{WY}=f(U_{WE})$ po optymalizacji - na rys. 12.17. Wartość funkcji celu w punkcie startowym wynosiła $FC(g_0)=1,671 \cdot 10^9$, wartość funkcji ograniczającej $CX(g_0)=4,038 \cdot 10^4$. Przekroczone zostały ograniczenia dotyczące wartości parametrów elektrycznych tranzystorów T5 i T6. Największe naruszenie ograniczeń miało miejsce dla $U_{WE}=-25mV$ i wynosiło:

Dla tranzystora T5:

$$P_C=303,70 \text{ mW}, U_{CE}=15,09 \text{ V}, I_C=20,13 \text{ mA}$$

Dla tranzystora T6:

$$P_C=123,50 \text{ mW}, U_C=25,15 \text{ mA}$$

Posłużono się pierwszym algorytmem wyboru punktu startowego/rozdział 7/, zakładając, że zwiększaniu będą ulegały wartości rezystorów R3, R8 i R9. Wartość funkcji celu w obliczonym punkcie startowym wyniosła $FC(g_0)=22,250$, wartość funkcji $CX(g_0)=0,0$.

Po optymalizacji: $FCN(g^*)=3,391$ i $CK(g^*)=0,0$. Algorytm wykonał 7 iteracji metodą Fletcher'a-Powell'a i 1 iterację metodą Newton'a.

Wyniki obliczeń zebrano w tabeli 12.10

TABELA 12.10

Rezystor	Wartość optymalna	FC (g0)	CK (g0)	FCN (g*)	CK (g*)
R3	27,78k				
R4	858,10				
R5	100,00k	1,671×	4,088×	3,391	0,0
R6	2,60k	$\times 10^9$	$\times 10^4$		
R7	20,20k				
R8	15,00k				
R9	15,01k				

Uzyskane wzmocnienie układu w liniowym zakresie jego pracy wynosi, na podstawie rys. 12.17 $K_U \approx 54$.

12.4 DWÓJNIK O UJEMNEJ REZYSTANCJI

Zadanie projektowe sformułowano następująco:

Dany jest dwójnik o strukturze przedstawionej na rys. 12.18. Obliczyć wartości rezystorów R_1, R_2 i R_3 tak, by charakterystyka $I_{WY} = f(U_{WE})$ miała liniowy fragment o nachyleniu odpowiadającemu rezystancji -500Ω .

Założono, że diodami Zener'a są diody typu BZP611 C6V8, natomiast tranzystory T1 i T2 są komplementarne, o parametrach tranzystora BC 109. Rezystancja dynamiczna diod wynosi $r_z = 5\Omega$.

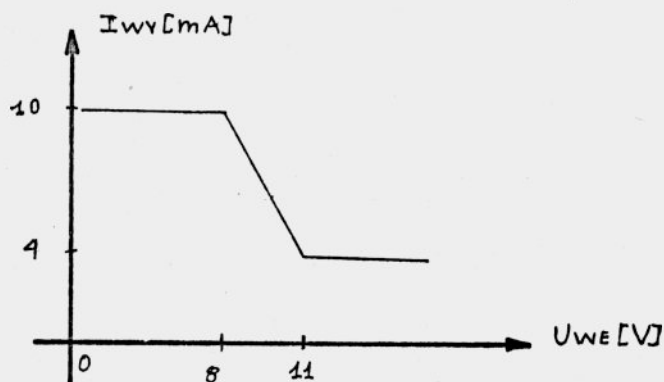
Przyjęto następujące wartości parametrów procedury optymalizacyjnej:

1. Wykładnik potęgi: $p=4$
2. Błąd obliczenia minimum funkcji celu: $\epsilon = 0,00001$
3. Maksymalna liczba iteracji: $ITMAX=20$
4. Wartości początkowe rezystorów: $R_1=R_3=2k\Omega, R_2=1k\Omega$.

Na podstawie parametrów elementów układu oszacowano, że dwójnik powinien realizować charakterystykę o ujemnym nachyleniu dla $U_{WE} \geq 8$ V. Wartość prądu I_{WY} dla tego napięcia powinna wynosić około 10 mA.

Na podstawie danych o układzie przyjęto charakterystkę zadaną o kształcie przedstawionym na rys. 12.19. Współczynniki wagowe poziomych odcinków charakterystyki zadanej są równe 0. Współczynnik wagowy odcinka o ujemnym nachyleniu/równym -500Ω wynosi 1.

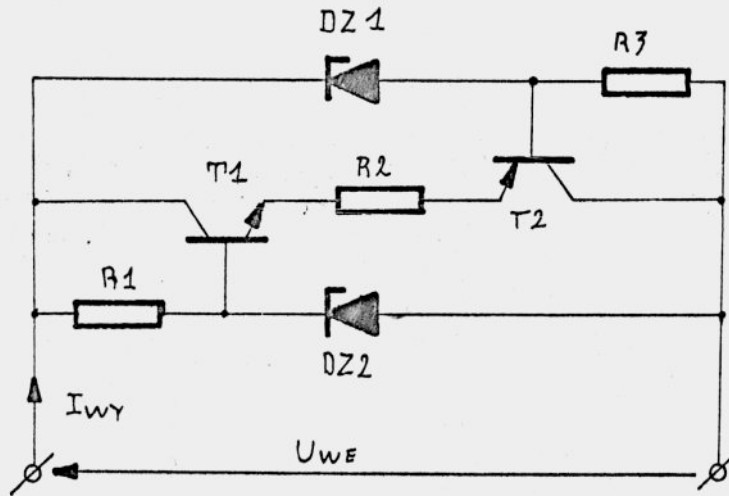
Na wartości parametrów elektrycznych układu nie nałożono ograniczeń.



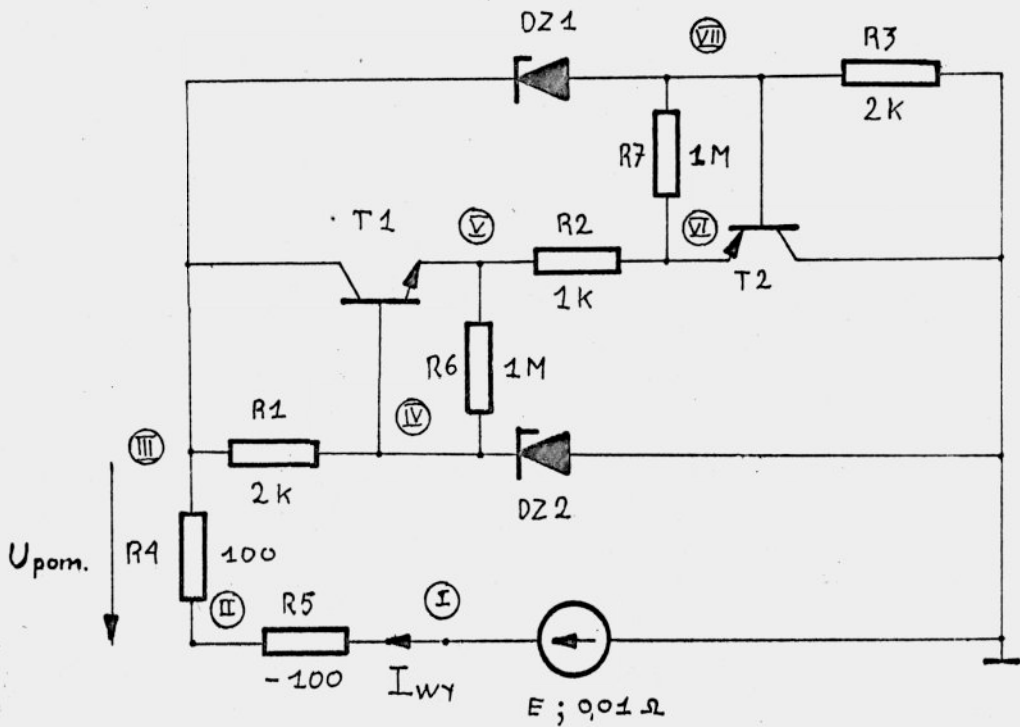
Charakterystyka zadana dwójnika z rys. 12.18

rys. 12.19

Schemat ideowy dwójnika, wprowadzony do pamięci komputera, pokazano na rys. 12.20. Rezystory R_6 i R_7 wprowadzono w celu uniknięcia nieoznaczoności zlinearyzowanej macierzy konduktancyjnej



Dwójnik o ujemnej rezystancji dynamicznej
rys. 12.18



Schemat dwójnika o ujemnej rezystancji dynamicznej,
wprowadzony do pamięci komputera

rys. 12.20

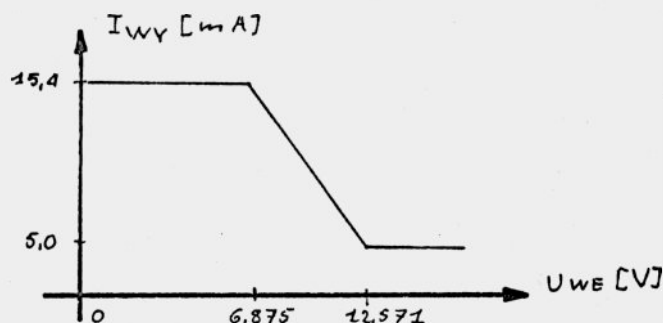
układu, w sytuacji gdy tranzystory są zatykane. Rezystor $R_4=100\Omega$ wprowadzono dla pomiaru płynącego prądu I_{wy} . Rezystor $R_5=100\Omega$ eliminuje wpływ rezystora R_4 na pracę układu. Rezystancja wewnętrzna źródła napięcia U wynosi $0,01\Omega$.

Na rys.12.21 pokazano charakterystykę dwójnika dla wartości początkowych rezystancji R_1-R_3 . Charakterystykę po trwających około 8 minut obliczeniach zamieszczono na rysunku 12.22. Algorytm wykonał 6 iteracji metodą Fletcher'a-Powell'a i 7 iteracji metodą Newton'a. Wyniki obliczeń ujęto w formie tabeli 12.11.

TABELA 12.11

Punkt startowy	Punkt optymalny
$R_1=2,0k\Omega$	$R_1=3,711k\Omega$
$R_2=1,0k\Omega$	$R_2=487,0\Omega$
$R_3=2,0k\Omega$	$R_3=3,711k\Omega$
$FCN(g_0)=4,721$	$FCN(g^*)=0,982$

Zrealizowana wartość ujemnej rezystancji, oszacowana na podstawie rys.12.22, wynosi $R_x=770\Omega$. Wartość ta różni się od wartości zadanej o ponad 50%. Zdecydowano się zatem na powtórzenie obliczeń, przyjmując jako punkt startowy otrzymane wartości rezystorów. Dokonano także zmiany położenia charakterystyki zadanej, tak by zbliżyć jej kształt do kształtu charakterystyki rzeczywiście realizowanej/zachowując niezmiennie nachylenie/. Nową charakterystykę zadano pokazano na rys. 12.23.



Nowa charakterystyka zadana dwójnika z rys.12.18

rys. 12.23

Pozostała parametry procedury optymalizacyjnej nie zmieniają się. Algorytm wykonał 6 iteracji metodą Fletcher'a-Powell'a i 5 iteracji metodą Newton'a. Metoda Newton'a doprowadziła do rozbieżności procedury optymalizacyjnej.

Na rys.12.24 przedstawiono wyniki optymalizacji uzyskane w punkcie przełączania metod optymalizacyjnych. Dane liczbowe

zamieszczono w tabeli 12.12.

TABELA 12.12

Punkt startowy	Punkt optymalny
$R1=3,711k\Omega$	$R1=3,560k\Omega$
$R2=487,0\Omega$	$R2=311,7\Omega$
$R3=3,711k\Omega$	$R3=3,560k\Omega$
$FC(g_0)=7,528$	$FC(g)=2,964$

Zrealizowana wartość ujemnej rezystancji wynosi, na podstawie rys. 12.24, $R_x=445\Omega$.

12.5 PODSUMOWANIE ROZDZIAŁU 12

W niniejszym rozdziale przedstawiono cztery przykłady obliczeniowo-projektowe. Autor starał się przy ich pomocy wykazać poprawność i przydatność opracowanego algorytmu optymalizacyjnego. Otrzymane po optymalizacji charakterystyki w większym lub w mniejszym stopniu spełniają oczekiwania projektanta. W praktyce, jak wcześniej wspomniano, może zajść potrzeba kilkukrotnego uruchomienia procedury optymalizacyjnej, ze zmieniającymi się jej parametrami.

Najszybciej uzyskuje się zadowalające rozwiązanie, jeżeli zadanie optymalizacyjne polega na optymalizacji kształtu jednej charakterystyki. W przypadku jednoczesnego projektowania kilku charakterystyk niezbędne jest dokładne i przemyślane sformułowanie wymagań. W przeciwnym razie uzyskane wyniki mogą być dalekie od oczekiwanych. Nie jest to wadą opracowanego algorytmu lecz cechą wszystkich metod optymalizacyjnych.

Wprowadzone w dwóch przykładach ograniczenia, dotyczące wartości maksymalnych niektórych parametrów elektrycznych elementów układu elektronicznego, mogą być przedmiotem dyskusji, dlatego wybrano takie, a nie inne, ich wartości. Przesłanką jaka kierowała autorem przy określaniu tych wartości było zaprezentowanie działania opracowanego algorytmu w sytuacji naruszenia ograniczeń. Wybór wartości ekstremalnych parametrów elektrycznych elementów układu elektronicznego, przeprowadzony np. w oparciu o ich dane katalogowe, spowodowałby, że w żadnym z przedstawionych przykładów ograniczenia nie zostałyby naruszone.

W każdym z zaprezentowanych przykładów zaproponowany algorytm doprowadza do minimalizacji funkcji celu. Potwierdza to jego matematyczną poprawność. Obliczone minimum może być przy tym minimum lokalnym lub globalnym.

Przedstawiony w niniejszej pracy algorytm optymalizacji charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych może stanowić znaczną pomoc w pracy konstruktora, jednakże należy stwierdzić, że jego efektywność w znacznym stopniu zależy od projektanta.

13. WNIOSKI I UWAGI KOŃCOWE

Cel niniejszej pracy został osiągnięty. Opracowano algorytm optymalizacji podstawowych charakterystyk nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych/NBUE/, złożonych z diod zwykłych, diod Zener'a, tranzystorów bipolarnych p-n-p i n-p-n oraz źródeł prądowych autonomicznych i sterowanych. W oparciu o ten algorytm napisano eksperymentalny program komputerowy: DCOP.

Według oceny autora jest on pierwszym w Polsce i w świecie programem, umożliwiającym kompleksową optymalizację jednocześnie kilku wybranych charakterystyk NBUE.

Realizacja też niniejszej rozprawy została przeprowadzona etapami.

W rozdziale 4 zdefiniowano funkcję kryterialną F /wzory 4.4 i 4.5/, będącą miernikiem aproksymacji charakterystyk zadanych przez charakterystyki realizowane. Wykorzystano przy tym normę z przestrzeni funkcyjnej Holder'a, która dzięki swym granicznym właściwościom aproksymuje kryterium minimaksowe. Nowym elementem, nie występującym w znanej autorowi literaturze jest zastosowanie transformacji T /wzory 4.7 i 4.8/ charakterystyk zadanych i realizowanych, umożliwiającej poprawę efektywności całej procedury optymalizacyjnej.

Na wartości parametrów elektrycznych układu elektronicznego są nałożone, z różnych względów ograniczenia. Ich uwzględnienie wymaga posłużenia się efektywną metodą optymalizacji w obecności ograniczeń. Autor, po przeanalizowaniu różnych metod optymalizacji warunkowej, doszedł do wniosku, że najefektywniejszą będzie metoda wykorzystująca funkcje kary. Dążono przy tym do opracowania takiej funkcji celu, która, uwzględniając ograniczenia, umożliwiłaby jednokrotne wykorzystanie efektywnych, gradientowych algorytmów optymalizacji. Funkcja taka została przedstawiona w rozdziałach 5.2 i 5.3. W jej konstrukcji wykorzystano opracowania [22] i [41]. Wadą literaturowych pierwowzorów była nieróżniczkowalność pokazanych tam funkcji. Ograniczenia były przy tym formułowane w postaci pojedynczych wyrażeń. W przypadku dużej ich ilości, jak to ma miejsce przy projektowaniu NBUE/rozdział 5/, uwzględnianie każdego z nich oddzielnie w znacznym stopniu komplikuje algorytm i wydłuża czas obliczeń.

Zaproponowana przez autora funkcja celu FC/def. 5.5/ posiada ciągle pochodne cząstkowe pierwszego rzędu oraz ujmuje wszystkie, nałożone na NBUE ograniczenia pod postacią jednej funkcji ograniczającej $C_A(g)$ /def. 5.8/. Funkcja CX ma ciągle pochodne cząstkowe drugiego rzędu. Autor wykazał szereg własności funkcji celu FC. Jej wykorzystanie umożliwia obliczenie minimum w wyniku tylko jednokrotnego użycia algorytmu minimalizacji bezwarunkowej.

Dla poprawienia efektywności zaproponowanej metody optymalizacji połączono dwa algorytmy optymalizacji statycznej: Fletcher'a-Powell'a [18] i Newton'a [10,17]. Zostało to przedstawione w rozdziale 8. Procedury Fletcher'a-Powell'a użyto do obliczenia minimum funkcji FC. Punkt ten jest następnie punktem startowym w metodzie Newton'a. Wymaga ona funkcji celu mającej ciągle pochodne mieszane. Funkcja FC nie spełnia tego warunku. W związku z tym autor zaproponował utworzenie nowej funkcji celu FCN/wzór 8.1/. Ma ona ciągle pochodne mieszane. Udowodniono, że jej minimum /lokalne/ należy do zbioru rozwiązań dopuszczalnych L/tw. 8.1/. Sformułowano także kryterium przełączania metod optymalizacyjnych/wzór 8.10/ oraz kryterium zakończenia obliczeń/wzór 8.12/.

Utworzenie nowej funkcji FCN jest oryginalnym rozwiązaniem autora.

Jak wiadomo, metoda Newton'a może prowadzić do rozbieżności procedury optymalizacyjnej. Aby się uchronić przed skutkami jej rozbieżności autor wprowadził zmianę granicznych wartości parametrów optymalizowanych, dzięki czemu przedział ich zmienności został zawężony /wzór 8.11/.

Określeniu punktu startowego procedury optymalizacyjnej był poświęcony rozdział 7. Przedstawiono w nim dwa algorytmy wyboru tego punktu. Na szczególną uwagę zasługuje pierwszy z nich, który pomimo swej prostoty daje zadawalające wyniki.

Elementem składowym większości procedur optymalizacyjnych jest poszukiwanie minimum funkcji celu w kierunku pewnego wektora d . Zagadnieniu temu poświęcono rozdział 9. Do znalezienia ekstremum kierunkowego funkcji FC wykorzystano jej aproksymację w kierunku wektora d wielomianem trzeciego stopnia/rys. 9.1/, aproksymację jej pochodnej wielomianem pierwszego stopnia/rys. 9.2/ lub podział odcinka w pewnym stosunku/wzór 9.8/. Opracowane zostały kryteria

wyboru sposobu obliczania kolejnego przybliżenia minimum kierunkowego/wzory 9.7 i 9.9/. Pokazano sposób obliczenia pierwszego przybliżenia minimum kierunkowego/9.5/ i, drogą testowych obliczeń, określono wartości stałych współczynników. Należy zaznaczyć, że opracowany w ten sposób algorytm minimalizacji kierunkowej jest dostosowany do charakteru zmienności funkcji celu w kierunku wektora d . Autor dokonał wyboru metody aproksymacji funkcji FC wielomianem po przeprowadzeniu testów z użyciem aproksymacji funkcją wymierną oraz wielomianem, w skład którego wchodziła eksponenta. W obu przypadkach malała efektywność minimalizacji kierunkowej.

Reasumując, można stwierdzić, że połączenie opracowanego przez autora algorytmu dokładnej funkcji kary/r.5/ z metodą Newton'a oraz opracowanie procedur obliczania punktu startowego, uwzględnienie w sposób syntetyczny ograniczeń nakładanych na układ i zastosowanie zmiany postaci funkcji celu przy przejściu do metody Newton'a złożyło się na efektywny algorytm optymalizacji bezinercyjnych, nieliniowych układów elektronicznych.

W związku z uzyskanymi w rozdziałach 4-9 wynikami oraz przeprowadzonym podsumowaniem, stwierdzono, że pierwsza teza niniejszej rozprawy została spełniona.

Teza druga dotyczyła obliczania pochodnych mieszanych funkcji opisujących NEUE. Zagadnieniu temu poświęcono rozdział 11. Autor przedstawił w nim oryginalną metodę obliczania wrażliwości drugiego rzędu w oparciu o równania potencjałów węzłowych, opisujących układ nieliniowy, oraz o metodę układu dołączonego. Opracowany algorytm jest prosty, wykorzystuje informacje topologiczne o układzie.

Jego efektywność potwierdzają przeprowadzone testy obliczeniowe.

Tak więc, druga teza niniejszej rozprawy została spełniona.

Opracowany algorytm został zrealizowany w formie eksperymentalnego programu komputerowego DCOP, napisanego w języku FORTRAN 1900, w wersji dla maszyn z serii ODRA 1300. Program zajmuje ok. 40k pamięci operacyjnej maszyny. Umożliwia jednoczesną optymalizację pięciu charakterystyk trzydziestowęzłowego, bezinercyjnego, nieliniowego układu elektronicznego. Liczba optymalizowanych wartości konduktancji wynosi dwadzieścia. Program dostarcza konstruktorowi wielu informacji o projektowanym układzie/wyprowadzane są wartości wszystkich parametrów układu poddanych ograniczaniu we wszystkich punktach optymalizowanych charakterystyk/. Dzięki temu konstruktor może

z dużym prawdopodobieństwem powodzenia dokonać, jeżeli zachodzi potrzeba, odpowiednich korekt wartości parametrów procedury optymalizacyjnej.

Przeprowadzone eksperymenty komputerowe wykazały, że na ogół zachodzi potrzeba ingerencji konstruktora w działanie opisanego algorytmu.

Stosunkowo nieduża wymagana pamięć maszyny, umiarkowane czasy obliczeń oraz względna prostota w posługiwaniu się przedstawionym programem optymalizacji sprawiają, że opracowany algorytm może stanowić wygodne narzędzie, ułatwiające projektowanie nieliniowych, bezinercyjnych układów elektronicznych.

Na podstawie uzyskanych w rozdziałach 4-12 wyników oraz na podstawie przeprowadzonego podsumowania stwierdzono, że niniejsza praca spełnia cel oraz tezy, sformułowane w rozdziale 3.3.

W DODATKU 2 załączono pełny tabulogram programu DCOP. Jest on zaopatrzony w komentarze, mające na celu wskazanie na te fragmenty, które są wynikiem przeprowadzonych rozważań. Pozostałe części/niektóre podprogramy lub ich elementy/ zaczerpnięto z programu TRAP, napisanego przez dr B. Rodańskiego [196,198].

1. LITERATURA DOTYCZĄCA OGÓLNIIE METOD OPTYMALIZACYJNYCH

1. Bandler J., W., Charalambous C.
THEORY OF GENERALIZED LEAST P-TH APPROXIMATION, IEEE Trans. on
Circuit Theory, vol. CT-19, nr. 3, str. 287-289.
2. Beltrami E.J.
AN ALGORITHMIC APPROACH TO NONLINEAR ANALYSIS AND OPTIMIZATION
Academic Press, New York 1970.
3. Boczarow A.N., Feldbaum A.A.
AVTOMATICZESKIJ OPTIMIZATOR DLA POISKA NAJMNIEJSZEGO IZ NIE-
SKOLKICH MINIMUMOW Avtomatika i Telemekhanika t. 22, nr. 3, 1968,
str. 289-301.
4. Brooks S. H.
A DISCUSSION FOR RANDOM METHOD FOR SEEKING MAXIMA, Operation
Research, vol. 6, 1958r, str. 224-251.
5. Brooks S. H.
A COMPARISON OF MAXIMUM-SEEKING METHODS Operation Research,
vol. 17, 1958, str. 434-457.
6. Briskin L.E.
A METHOD OF UNIFYING MULTIPLE OBJECTIVE FUNCTIONS Management
Science, vol. 12, nr. 10, 1966, str. 406-416.
7. Broyden G.C.
QUASI NEWTON METHODS AND THEIR APPLICATIONS TO FUNCTION MINIMI-
ZATION, Math. Comp., vol. 19, str. 368-381, 1967r.
8. Bubnicki Z.
MODELE MATEMATYCZNE I IDENTYFIKACJA PROCESÓW, Archiwum Automatyki
i Telemekhaniki, t. 28, z. 2, 1973, str. 189-198.
9. Carrol C.W.
THE CERATED RESPONSE SURFACE TECHNIQUE FOR OPTIMIZING NONLINEAR
RESTRANIED SYSTEMS, Operations Research, vol. 9, 1961, str. 169
10. Cea J.P.
OPTYMALIZACJA. TEORIA I ALGORYTMY, PWN, Warszawa 1976r.
11. Chichinadze V.K.
THE Ψ -TRANSFORM FOR SOLVING LINEAR AND NONLINEAR PROGRAMING
PRCBLEMS, Automatica, vol. 5, 1969, str. 447-355.
12. Davison E.J., Wong
AN ROBUST CONJUGATE-GRADIENT ALGORITHM WHICH MINIMIZES L-FUNCTIONS
Automatica, vol. 11, nr. 2, str. 297-308.
13. Diemianov W.F., Małoziemov W.N.
WWIEDIENIE W MINIMAX, Wyd. Nauka, Moskwa 1972.

14. Dixon L.W.C.
ON THE CONVERGENCE OF THE VARIABLE METRIC METHOD WITH NUMERICAL DERIVATIVES AND THE EFFECT OF NOISE IN THE FUNCTION CALCULATION Optimization and Operations Research. Proceedings of Conference Held at Oberwolfach, July 27-August 2, 1975, Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1976, str. 35-53.
15. Fiacco A.V., McCormic G.P.
NONLINEAR PROGRAMING. SEQUENTIAL UNCONSTRAINED MINIMIZATION TECHNIQUES, John Willey and Sons Inc., New York, 1968.
16. Fiacco A.V., McCormic G.P.
THE SEQUENTIAL UNCONSTRAINED MINIMIZATION TECHNIQUES FOR NONLINEAR PROGRAMING, A PRIMAL-DUAL METHOD, Management Science, vol. 10, nr. 2, str. 360-366, 1964.
17. Findeisen W., Szymanowski J., Wierzbicki A.
TEORIA I METODY OBLICZENICOWE OPTIMALIZACJI, PWN, Warszawa 1980 wyd. 2.
18. Fletcher R., Powell M.J.
A RAPIDLY CONVERGENT DESCENT METHOD FOR MINIMIZATION, The Computer Journal, vol. 6, 1963, str. 163-168.
19. Fletcher R., Reeves C.M.
FUNCTION MINIMIZATION BY CONJUGATE GRADIENTS, The Computer Journal, vol. 7, 1964, str. 149-154.
20. Garabarov S.B.
ALGORITHM POLSKA USLOWNOWO MINIMUMA CIELOWOJ FUNKCJI, Izd. Wuzow SSSR, Radioelektronika, t21, nr. 6, 1968
21. Gill P.E., Murray W.
CZISLENNYE METODY USLOWNOJ OPTIMALIZACJI, Wyd. MIR, Moskwa 1977
22. Gasing W., Davison E.J.
AN EXACT PENALTY FUNCTION ALGORITHM FOR SOLVING GENERAL CONSTRAINED OPTIMIZATION PROBLEMS, Automatica, vol. 15, January 1977, str. 175-178.
23. Gasing W., Davison E.J.
IMPROVEMENTS ON A ROBUST CONJUGATE GRADIENT ALGORITHM WHICH MINIMIZES L-FUNCTIONS, Automatica, vol. 14, 1978, str. 515-516.
24. Hepp H.H.
DIACOPTIKA I ELEKTRICZESKIJE CIEPII, tłum. z ang., Wyd. MIR, Moskwa 1974.
25. Jacoby S.L.S., Kowalik J.S., Pizzo J.T.
ITERATIVE METHODS FOR NONLINEAR OPTIMIZATION PROBLEMS, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 1972.

26. Kowalik J.D., Osborne M.R.
METHODS FOR UNCONSTRAINED OPTIMIZATION PROBLEMS, American Elsevier Publishing Company Inc., New York, 1968.
27. Lavi A., Vollt P.
RECENT ADVANCES IN OPTIMIZATION TECHNIQUES, John Willey and Sons Inc., New York, 1966
28. Laurent P.J.
APROKSYMACJA I OPTIMIZACJA, tłum. z francuskiego, wyd. MIR, Moskwa 1975.
29. Lunenberger D.G.
OPTIMIZATION BY VECTOR SPACE METHODS, John Willey and Sons Inc., New York, 1969
30. Lunenberger D.G.
TEORIA OPTIMALIZACJI, PWN Warszawa 1974.
31. Mulawa A.
PRZEGLĄD METOD SZUKANIA EKSTREMUM FUNKCJI WIELU ZMIENNYCH, Algorytmy, t.9, nr.15, 1972, str.19-63.
32. Osborne M.R., Watson G.A.
AN ALGORITHM FOR MINIMAX APPROXIMATION IN NONLINEAR CASE, Comp. Journal, vol.12, February 1969, str.63-68.
33. Pierre D.A.
OPTIMIZATION THEORY WITH APPLICATIONS, John Willey and Sons Inc. New York 1969.
34. Powell M.D.J.
A SURVEY OF NUMERICAL METHODS FOR UNCONSTRAINED OPTIMIZATION, SIAM Review, nr.12, str.79, 1970r.
35. Rastrygin L.A.
STATYCZESKIJE MIETODY POISKA, Izd. NAUKA, Moskwa 1968.
36. Rastrygin L.A.
NIEKOTORYJE STATYCZESKIJE ALGORITMY GLOBALNOGO POISKA, Avtomatika i Wyczislennaja Technika, nr10, Ryga, str.103-123.
37. Ridders C.F.J.
• DETERMINATION OF $F(x)=0$ BY MEANS OF $-A+B\exp(Cx)$, Appl. Math. Modelling, nr 2, 1978
38. Ridders C.F.J.
THREE-POINT ITERATIONS DERIVED FOR EXPONENTIAL CURVE FITTING, IEEE Trans. on Circuit and Systems, vol.CAS
39. Rosen J.B.
THE GRADIENT PROJECTION METHOD FOR NONLINEAR PROGRAMING. PART I. LINEAR CONSTRAINED, Journal of Soc. Ind. Appl. Methods, nr.8, 1960

40. Rosen J.B.
THE GRADIENT PROJECTION METHOD FOR NONLINEAR PROGRAMING.PART II.
NONLINERA CONSTRAINED,ibid.
41. Rosenbrock H.H.
AN AUTOMATIC METHOD FOR FINDING THE GREATEST OR LEAST VALUE
OF FUNCTIONS,Computer Journal,vol. 3,October 1960,str.175-184.
42. Seidler J.,Badach A.,Molisz W.
METODY ROZWIĄZYWANIA ZADAN OPTYMALIZACJI,WNT,Warszawa 1981r.
43. Spang A.H.
A REVIEV OF MINIMIZATION TECHNIQUES FOR NONLINEAR FUNCTIONS,
SIAM Reviev,vol.4,October 1962,str.345-365.
44. Szymanowski J.,Jastrzębski S.
PORÓWNANIE GRADIENTOWYCH METOD OPTYMALIZACJI STATYCZNEJ,Archiwum
Automatyki I Telemechaniki,t.16,z.2,1971r.,str.171-183.
45. Szymanowski J.
PRZEGLĄD METOD OPTYMALIZACJI Z OGRANICZENIAMI,ibid.,str.1.
46. Szymanowski i inni
BIBLIOTEKA PROGRAMÓW OPTYMALIZACJI STATYCZNEJ,Wyd. Politechniki
Warszawskiej,Warszawa 1970.
47. Temes G.C.,Zai D.Y.F.
LEAST P-TH APPROXIMATION,IEEE Trans. on Circuit Theory,vol.CT
16,May 1969,str 235-237.
48. Wierzbicki A.
A PENALTY FUNCTION SHIFTING METHOD IN CONSTRAINED STATIC OPTI-
MIZATION AND ITS CONVERGENCE PROPERTIES,Archiwum Automatyki
i Telemechnaiki,nr.4,1971.
49. Wierzbicki A.,Szymanowski J.,Rogowski T.
METODY POSZUKIWANIA MINIMUM W KIERUNKU,VI Krajowa Konferencja
Automatyki,Poznań 1977r.
50. Zangwill W.I.
NONLINEAR PROGRAMING.AN UNIFIED APPRCACH,Prentice Hall Inc.,
Englewood Clifss,New Yersey 1969.
51. Zangwill W.I.
NONLINEAR PROGRAMING VIA PENALTY FUNCTIONS,Management Science
vol.13,1967,str.344.
52. Zangwill W.I.
Programowanie nieliniowe,WNT Warszawa 1974r.

53. Zieliński R.
Metody Monte-Carlo, WNT, Warszawa, 1970r.
54. Zieliński R.
ON CONVERGENCE OF A RANDOMIZED OPTIMIZATION PROCEDURE, Algorytmy,
VII, nr.12, 1970, str.29-32.
55. Wolfe P.
ON CONVERGENCE OF GRADIENT METHODS UNDER CONSTRAINTS, IBM Journal
of Research and Development, vol 16, nr.4, July 1972
56. Winnicki A.
NIEKTÓRE WŁASNOŚCI METOD GRADIENTÓW SPRZEŻONYCH I ZMIENNYCH
OPERATORÓW DO MINIMALIZACJI FUNKCJONAŁÓW W RZECZYWISTEJ PRZES-
TRZENI HILBERTA, Archiwum Automatyki i Telemechaniki, t.19, z.3,
1974r., str.315-333.
57. Powell M.D.J.
ASM/SIAM SYMPOSIUM ON NONLINEAR PROGRAMING C.S.S. 15, A.E.R.E.
Harwell 1975r.

II LITERATURA DOTYCZĄCA ZASTOSOWANIA METOD OPTYMALIZACYJNYCH
W PROJEKTOWANIU UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH

58. Aron M.R.
THE USE OF LEAST SQUARES IN SYSTEM DESIGN, IRE Trans. on Circuit Theory, ^{December} December, 1956, str. 224-231.
59. Agnew D.
EFFICIENT METHOD OF THE HESSIAN MATRIX FOR CIRCUIT OPTIMIZATION, IEEE Proc. ICAS/76, str. 324-327.
60. Balik F.
ZASTOSOWANIE UOGÓLNIONEJ FUNKCJI KARNY W METODZIE PUNKTU ZEWNĘTRZNEGO DO ROZWIĄZANIA PROBLEMU OGRANICZEN W ZADANIACH PROJEKTOWANIA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, VI krajowe Sympozjum: Metody Matematyczne w Elektrotechnice MME-6, Zakopane 16-20 maja 1977, str. 141-151.
61. Balik F., Bielenik E.
PORÓWNANIE METOD ANALIZY CZUŁOŚCIOWEJ UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, Komunikat ITA Politechniki Wrocławskiej, nr 18, Wrocław 1973.
62. Balik F.
KOMPUTEROWA METODA OPTYMALIZACJI LINIOWYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, PRZYSTOSOWANA DO PROJEKTOWANIA I IDENTYFIKACJI, Rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Komunikat nr. I28/K-169/77, Wrocław 1977r.
63. Balik F.
IDENTYFIKACJA MODELU CEWKI CIENKOWARSTWOWEJ METODĄ OPTYMALIZACYJNĄ, Elektronika nr. 12, 1977r., str. 485-487.
64. Bandler J.W., Charalambous C.
PRACTICAL LEAST P-TH OPTIMIZATION OF NETWORKS, IEEE Trans. MTT, vol. MTT-20, December 1972, str. 834-840.
65. Bandler J.W.
OPTIMIZATION METHODS FOR COMPUTER-AIDED DESIGN, Ieee Trans. on MTT, vol. MTT-17, nr. 8, August 1969, str. 533-552
66. Bandler J.W., Charalambous C., Chen J.H., Chu W.Y.
NEW RESULTS IN THE LEAST P-TH APPROACH TO MINIMAX DESIGN, IEEE trans. on MTT, vol. MTT-24, nr. 2, February 1976, str. 116-119.
67. Bandler J.W., Seviara R.E.
CURRENT TRENDS IN NETWORK OPTIMIZATION, IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-18, December 1972, str. 1159-1170.
68. Bandler J.W., McDonald P.A.
OPTIMIZATION OF MICROWAVE NETWORKS BY RAZOR SEARCH, IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-17, nr. 8, August 1969

69. Bandler J.W., Liu P.C.
AUTOMATED NETWORK DESIGN WITH OPTIMAL TOLERANCES, IEEE Trans. on Circuit and Systems, vol. CAS-21, nr. 2, March 1974, str. 219-222.
70. Batiszczew D.I.
OPTIMALNOJE PROJEKTIRWANIE RADIOTECHNICZESKICH CIEPIEJ, Izd. WUZOW SSSR, Radioelektronika, t. 15, nr. 7, 1972, str. 1016-1025.
71. Batiszczew D.I.
MATEMATICZESKOJE MIETODY OPTIMALNOGO RASCZIOTA ELEKTRONNYCH SCHIEM, Izd. WUZOW SSSR, Radioelektronika, t. 13, nr. 6, 1970, str. 675-685
72. Dobin W.W.
MIETOD OPTIMIZACJI PRI RESZENI ZADANIJ APROKSIMACJI AMPLI-TUDNC-CZASTOTNYCH CHARAKTIERYSTYK, Avtomatizacija Projektirovanija w Elektronike, nr. 7, 1973, str. 18-24.
73. Bown G.C., Geiger G.V.
DESIGN AND OPTIMIZATION OF CIRCUIT BY COMPUTER, Proc. IEE, vol. 118, nr. 5, May 1971, str. 649-661.
74. Brodersen a.J., Director S.W., Bristol W.A.
SIMULTANEOUS AUTOMATED AC AND DC DESIGN OF LINEAR INTEGRATED CIRCUIT AMPLIFIERS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-18, January 1971, str. 50-58.
75. Calahan A.D.
COMPUTER AIDED NETWORK DESIGN, McGraww Hill Book Co., New York, Toronto, London, Sydney 1968.
76. Calahan D.A.
PROJEKTOWANIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZA POMOCĄ MASZYNY CYF-ROWEJ, WNT Warszawa, 1978
78. Charalambous C., Bandler W.H.
NEW ALGORITHM FOR NETWORK OPTIMIZATION, IEEE Trans. on MTT, vol. MTT-21, nr. 12, December 1973, str. 815-818.
79. Curtis A.R., Powell M.D.J.
NECESSARY CONDITIONS FOR A MINIMAX APPROKSIMATION, Computer Journal, vol. 8, str. 358-361.
80. Czeredniczenko W.N.
AKTUALNYJE WOPROSY OPTIMALNOGO MASZINNOGO PROJEKTIROWANIA INTIEGRALNYCH SCHIEM, Avtomatizacija Projektirovanija w Elektromnie, nr. 16, Izd. TIECHNIKA, kijów, 1974, str. 3-23

82. Director S.W., Rohrer R.A.
AUTOMATED NETWORK DESIGN-THE FREQUENCY DOMAIN CASE, IEEE Trans on Circuit Theory, vol. CT-16, nt. 3, August 1969, str. 330-337
83. Director S.W.
SURVEY OF CIRCUIT ORIENTED TECHNIQUES, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-18, January 1971, str. 3-10.
84. Director S.W., Bristol W.A., Brodersen A.J.
FABRICATION-BASED OPTIMIZATION OF LINEAR INTEGRATED CIRCUITS, IEEE trans. on CT, vol. CT-20, nr, 6, 1973, str. 690-697.
85. Director S.W., Rohrer R.A.
ON THE DESIGN OF RESISTANCE N-PORT NETWORK BY DIGITAL COMPUTER IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-16, nr, 3, 1969, str. 337-346.
86. Dowell R.I., Rohrer R.A.
AUTOMATED DESIGN OF BIASING CIRCUITS, IEEE Trans. on CT, vol. CT-18, January 1971, str. 85-86.
87. Director S.W.
OPTIMIZATION OF FORCED NONLINEAR PERIODIC CIRCUITS, IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-23, nr 6, June 1976, str. 329-335.
88. Geher K.
ITERATIVE SYNTHESIS, rozdział 8 w: Theory of Network Tolerances, Akademiai Kiado, Budapest 1971r.
89. Gotkin L.S.
PROBLEMY OPTIMIZACJI RADIOSISTEM, Radiotekhnika, t26, nr 5, str. 690-697.
90. Hathel G.D., Rohrer R.A.
TECHNIQUES FOR THE OPTIMAL DESIGN AND SYNTHESIS OF SWITCHING CIRCUITS, Proc. of IEEE, vol. 55, November 1967, str. 1864
91. Ischizaki Y., Watanabe H.
AN ITERATIVE CHEBYSHEV APPROXIMATION METHOD FOR NETWORK DESIGN IEEE Trans. on Circuit Theory, vol CT-15, str. 326-336.
92. Kazimierski T.
LOSOWO-SYSTEMATYCZNA METODA KOMPUTEROWEJ OPTIMALIZACJI WZMACNIACZY SZEROKOPASMOWYCH BARDZO WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI Z ZASTOSOWANIEM UNIWERSALNEGO ALGORYTMU REDUKCJI SIECI CZWÓRNIKÓW, Rozprawa doktorska, WAT, Warszawa 1976.
93. Kunicki T.
KOMPUTEROWO WSPOMAGANA SYNTEZA KOREKTORÓW KANAŁÓW TRANSMISJI DANYCH, Praca doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław 1975

93. Leśnicki A.
ZASTOSOWANIE METODY NAJMNIEJSZYCH KWADRATÓW DO MASZYNOWEGO
PROJEKTOWANIA WZMACNIACZA WSTĘPNEGO P.CZ 70 MHz, LINII RA-
DIOWEJ F.M., Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki
Politechniki Wrocławskiej, nr.23, seria: Konferencje, nr5,
Wrocław 1976, str.194-198,
94. Golinski J.
METODY OPTIMALIZACYJNE STOSOWANE W TECHNICIE PROJEKTOWEJ,
Informatyka , nr.3, 1971, str.20-24.
95. Madsen K., Schjaer-Jacobsen H.
AUTOMATED MINIMAX DESIGN OF NETWORKS, IEEE Trans. on CAS, vol.
CAS-22, nr.10, October 1975, str.791-795.
96. Madsen K., Nielsen O., Jacobsen H.S., Thrane L.
EFFICIENT MINIMAX DESIGN OF NETWORKS WITHOUT USING DERIVATI-
VES, IEEE Trans. on MTT, vol.MTT-23, nr.10, October 1973.
97. Madsen K., Schjaer- Jacobsen H.
SINGULARITIES IN MINIMAX OPTIMIZATION OF NETWORKS, IEEE Proc.
ICAS, 1976, str.94-97.
98. Mankatala V.K.
OPTIMIZATION OF ELECTRICAL NETWORKS USING NONLINEAR PROGRAMING,
Journal of The Franklin Institute, vol.293, 1972, nr.5, str.312-
324.
99. Matacz J.
MINIMALIZACJA FUNKCJI KOSZTU DWÓJKÓW PASYWNYCH RC, Rozprawa
doktorska, Politechnika Wrocławska, Instytut Telekomunikacji
i Akustyki, Wrocław 1975.
100. Murata T.
THE USE OF ADAPTATIVE CONSTRAINED DESCENT IN SYSTEM DESIGN,
IEEE International Convention Record, March 1964, str.196-306.
101. Marshal F., C., Temes G.C.
GENERALIZED MINIMAX APPROXIMATION OF SYSTEM FUNCTIONS WITH
CONSTRAINTS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-20, str.429-
431.
102. Pietrenko A.I.
AVTOMATIZIROWANNYYE SISTIEMY PROJEKTIRIWANIJA ELEKTRONNYCH
SCHIEM, Izd. WUZOW SSSR, Radioelektronika, t.16, nr.6, str.5-14
1973.
103. Pietrosjanc K.C., Szilin W.A.
EFIEKTYWNYJ ALGORITM OPTIMIZACJI ELEKTRONNYCH SCHIEM, Izd.
WUZOW SSSR, Radioelektronika t.16, nt.6, str.94-99, 1973

104. Polak E.
ALGORITHM FOR A CLASS OF COMPUTER-AIDED DESIGN PROBLEMS. A REVIEW, Automatica, vol.15, nr.5, July 1979, str.531-538
105. Rohrer R.A.
FULLY AUTOMATED NETWORK DESIGN BY DIGITAL COMPUTER. PRELIMINARY CONSIDERATIONS, Proc. IEEE, vol.55, November 1967, str.1929-1939.
106. Ryżko J., Syta A., Podmiotko W.
NUMERYCZNA OPTIMALIZACJA OPISU CHARAKTERYSTYK PRĄDOWO - NAPIĘCIOWYCH TRANZYSTORA MOS, Prace ITE, IX, nr.7, 1976, Warszawa
107. Stabrowski M.
ALGORYTMY APROKSYMACJI NISKOCZĘSTOTLIWOŚCIOWYCH CHARAKTERYSTYK TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH Archiwum Elektrotechniki, t.24, 1975r., z.3, str.547-556.
108. Stanclik J.
METODA MODELOWANIA TRANZYSTORA BIPOLARNEGO W LINIOWYM OBSZARZE PRACY, Archiwum Elektrotechniki, t.23, z.2, str 313-324.
109. Stanclik J., Błasiak S.
IDENTYFIKACJA STAŁOPRĄDOWEGO MODELU DIODY UWZGLĘDNIAJĄCA EFEKT SAMONAGRZEWANIA, Raport nr.128/PRE-034/79, Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1979
110. Temes G.C., Calahan D.A.
COMPUTER-AIDED NETWORK DESIGN THE STATE - OF - THE-ART, Proc.IEEE, vol.55, November 1967, str.1832-1863.
111. Temes G.C., Bingham J.A.C.
ITERATIVE CHEBYSHEV APPROXIMATION TECHNIQUE FOR NETWORK SYNTHESIS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol.CT-14, March 1967, str.31-37.
112. Trochimienko JA., Kaszirskij I.S., Djużajew L.P.
METOD OPTIMIZACJI ELEKTRONNYCH SCHEM, Izd. WUZOW SSSR, Radioelektronika, t.16, nr.6, 1973, str.100-107.
113. Trochimienko JA., Kaszirskij I.S., Łowkij W.K.
PROJEKTIROWANNIE RADIOTECHNICZESKICH SCHEM NA EWCM, Izd. WUZOW SSSR,
114. Wing O., Behar J.V.
CIRCUIT DESIGN BY MINIMIZATION USING THE HESSIAN MATRIX. IEEE Trans. on Circuit and Systems, vol.CAS-21, September 1974, str.643 - 649.

115. Wooley B.A.

AUTOMATED DESIGN OF DC-COUPLED MONOLITIC BROAD-BAND AMPLIFIERS,
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-6, nr. 1, February
1971, str. 24-34

115a. Stybliński M.

METODY ANALIZY I OPTYMALIZACJI TOLERANCJI PARAMETROW
UKŁADOW ELEKTRONICZNYCH, WNT Warszawa 1981r.

III LITERATURA DOTYCZĄCA WRAŻLIWOŚCI I POCHODNYCH W UKŁADACH ELEKTRONICZNYCH

116. Balik F.
 METODA OBLICZANIA POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH PIERWSZEGO I DRUGIEGO RZĘDU DLA POTRZEB PROJEKTOWANIA LINIOWYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, Prace Naukowe ITA Politechniki Wrocławskiej, nr. 23, Seria: Konferencji nr. 5, IX 1976, str. 216-237.
117. Balik F.
 ALGORYTMY EFEKTYWNEGO OBLICZANIA POCHODNYCH CZĄSTKOWYCH PIERWSZEGO I DRUGIEGO RZĘDU FUNKCJI OPISUJĄCYCH CZWÓRNIK LINIOWY, Komunikat Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej nr. I28/K-116/76, Wrocław 1976.
118. Balik F., Bielenik E.
 PORÓWNANIE METOD ANALIZY CZUŁOŚCIOWEJ UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, Komunikat ITA Politechniki Wrocławskiej nr. 18, Wrocław 1973.
119. Bandler J.W.
 NETWORK SENSITIVITY AND NOISE ANALYSIS SIMPLIFIED, IEEE Trans. on Circuit and Theory, vol. CT-20, nr. 3, May 1973, str. 285-288
120. Bandler J.W.
 COMPUTATION OF SENSITIVITIES FOR NONCONMENSURATE NETWORKS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-18, January 1971, str. 174-179.
121. Buter W.J., Haykin S.S.
 MULTIPARAMETER SENSITIVITY PROBLEMS IN NETWORK THEORY, Proc. IEEE vol. 117, nr. 2, December 1970, str. 2228-2236.
122. Director S.W., Rohrer R.A.
 THE GENERALIZED ADJOINT NETWORK AND NETWORK SENSITIVITIES, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-16, nr. 3, August 1969, str. 318-323.
123. Director S.W.
 LU FACTORIZATION IN NETWORK SENSITIVITY COMPUTATIONS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-18, January 1971, str. 134-135.
124. Durous J.
 AN EFFICIENT METHOD FOR THE COMPUTATION OF SECOND-ORDER NETWORK SENSITIVITY FUNCTIONS, Computer Aided Design, vol. 2, nr. 1, Aut. 1969, str. 37-42.
125. Goddard P.J., Spence R.
 EFFICIENT METHOD FOR THE CALCULATION OF FIRST AND SECOND ORDER NETWORK SENSITIVITIES, Electronics Letters, vol. 5, 1969, str. 351-352.
126. Wolszak B.
 ANALIZA CZUŁOŚCIOWA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZA POMOCĄ EMC, Archiwum Elektrotechniki t. 23, z. 1, 1974, str. 191-198.

127. Jezierski A.
KOMPUTEROWA METODA WYZNACZANIA CZUŁOŚCI FUNKCJI CZWÓRNIKOWEJ,
Rozprawy Elektrotechniczne, z.1, 1977r.
128. Karwan A.
ANALIZA WRAŻLIWOŚCI UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH METODA DEKOMPOZYCJI,
Rozprawa doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice 1976.
129. Laksberg E.A.
ON THE SENSITIVITY ANALYSIS OF LINEAR ACTIVE NETWORKS, Electronics Letters,
vol.14, nr.7, March 1978, str.221-224.
130. Leeds J.V., Urgan G.I.
SIMPLIFIED MULTIPARAMETER SENSITIVITY CALCULATION AND CONTINUOUSLY EQUIVALENT NETWORKS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-14, str.188-191.
131. Geher K.
TEORIA TOLERANCJI I WRAŻLIWOŚCI UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, WNT, Warszawa 1976.
132. Neil T.B.M.
SECOND-ORDER SENSITIVITY ANALYSIS OF A LINEAR SYSTEM, Electronics Letters,
vol.5, 1969, str.212-213.
133. Neil T.B.M.
SECOND-ORDER SENSITIVITY ANALYSIS OF A NONLINEAR SYSTEM, ibid, str.213-214.
134. Ozimek S.
PROGRAM ANALIZY STATYCZNEJ I CZUŁOŚCIOWEJ OBWODU ELEKTRYCZNEGO
Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej,
nr.23, seria: Konferencji nr.5, Automatyzacja Projektowania Układów Elektronicznych,
Wrocław 1976, str.115-120.
135. Reszka G.S.
DERIVATION OF THE SECOND-ORDER SENSITIVITIES COEFFICIENT BASED ON THE ADJOINT NETWORK CONCEPT,
Bul. de L'Academie Polonaise des Sciences, 11 Serie des Sciences Techniques,
vol.24, nr.6, 1976, str.39-44.
136. Reszka G.S.
GENERAL FORMULAE FOR THE SENSITIVITY COEFFICIENTS IN DC ANALYSIS OF NETWORKS,
ibid, vol.21, nr.7, 1973, str.611.
137. Parker S.R.
SENSITIVITY: OLD QUESTIONS, SOME NEW ANSWERS, IEEE Trans. on CT, vol. CT-18,
nr.1, January 1971, str.27-35.

IV LITERATURA DOTYCZĄCA ANALIZY I PROJEKTOWANIA UKŁADÓW
ELEKTRONICZNYCH

138. Bachov W.A.
MODYFIKACJA METODA PRODOŁŻENIJA PO PARAMETRZU PRI RASCZOTIE
STATICZESKOGO REŻIMA, Izd, WUZOW SSSR, Radioelektronika, t26,
nr.6, 1978r.
139. Abdallah A.A.
DC SOLUTION OF BIPOLAR TRANSISTOR CIRCUITS, Electron. Letters,
nr.13, 1978, str.396-397.
140. Bellert S.
ZARYS TEORII SYNTEZY LINIOWYCH UKŁADÓW ELEKTRYCZNYCH, Wydawnictwo
Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1964.
141. Białko M.
ELEMENTY SYNTEZY LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH, WKiŁ Warszawa 1973
142. Białko M.
UKŁADY MIKROELEKTRONICZNE, WKiŁ, Warszawa 1969.
143. Branin F.H.
COMPUTER METHODS FOR NETWORK ANALYSIS, PROC. of IEE, vol.55, nr.11,
str.1787-1811, 1967r.
144. Branin F.H., Wang
ITERATION METHOD FOR DC ANALYSIS, Proc. of IEE, vol.55, nr11, Novem-
ber 1967.
145. Branin F.H., Hoysett G.R., Lunder L., Kugel L.E.
ECAP II. A NEW ELECTRONIC CIRCUIT ANALYSIS PROGRAM IEEE Journal
of Solid-State Circuits, vol.SC-6, August 1971, nr.4, str.146.
146. Budzisz H.
ANALIZA STAŁOPRĄDOWA UKŁADU SCALONEGO METODĄ NUMERYCZNĄ, Rozpra-
wy Elektrotechniczne, 1976r., z.1, str.205-211.
147. Budzisz H.
METODA PRZYSPIESZENIA KOMPUTEROWEJ ANALIZY UKŁADÓW ELEKTRONICZ-
NYCH W ZAKRESIE PRĄDU STAŁEGO, Archiwum Elektrotechniki, t.26,
z.3, 1977, str.621-634.
148. Chua L.O.
ANALYSIS AND SYNTHESIS OF MULTIVALUED MEMORYLESS NONLINEAR NET-
WORKS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol.CT-14, June 1967, str.
192-209.
149. Chua L.C.
EFFICIENT COMPUTER ALGORITHM FOR PICE-WISE LINEAR ANALYSIS,
OF RESISTIVE NONLINEAR NETWORKS, IEEE trans. on CT, vol.CT-13,
nr.1, January 1971, str.73-85.

150. Czahahazjan E.A., Barmakov JU.U., Goldenberg A.Z.
MASZYNNYJ ANALIZ INTIEGRALNYCH SCHIEM ,Wyd. Sovietskoje Radio,
Moskwa 1974.
151. Donaldson R.W.
REALIZATION OF PICEWISE-LINEAR DRIVING POINT AND TRANSFER
CHARACTERISTICS BY RDS NETWORKS,IEEE Trans. on Circuit Theory,
vol. CT-14,nr.1, March 1967.ctr.52-56.
152. Chua L.O.
KOMPUTEROWA ANALIZA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH,WNT, Warszawa 1981r.
153. Białko M.
Filtry AKTYWNE RC,WNT,Warszawa 1974r.
154. Ebers J.J,Moll J.L.
LARGE-SIGNAL BEHAVIOUR OF JUNCTION TRANSISTORS,PROC. Of IRE,
1954,str.1761.
155. Filipkowski A.
MIKROELEKTRONICZNE UKŁADY SCALONE,WNT,Warszawa 1966.
156. Filipkowski A.
PROJEKTOWANIE ELEKTRYCZNE ANALOGOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH,Wyd.
Politechniki Warszawskiej,Warszawa 1978r.
157. Golde W.
WZMACNIACZE TRANZYSTOROWE,WNT ,Warszawa 1967.
158. Golde W.
TRANZYSTOROWE WZMACNIACZE MAŁEJ CZESTOTLIWOŚCI,WNT Warszawa 1967
159. Grobelny M.
Zarys LINIOWEJ TEORII UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH,WKiŁ,Warszawa
1976r.
160. Grobelny M.
PROJEKTOWANIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZA POMOCĄ KOMPUTERÓW,
WKiŁ,Warszawa 1973r.
- 161..Grobelny M.
ZARYS PROGNOZY ZAUTOMATYZOWANEGO PROJEKTOWANIA URZĄDZEN ELEKTRO-
NICZNYCH,Materiały konferencji Naukowej:Prognozowanie i Pla-
nowanei Rozwoju Nauki i Techniki,Wrocław,łuty 1971r.
162. Grobelny M.
AUTOMATYCZNE PROJEKTOWANIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH,Politechnika
Wrocławska,Wrocław 1973r.
163. Grobelny M.
ZARYS STANU OBECNEGO I PERSPEKTYW ROZWOJU AUTOMATYCZNEGO PRO-
JEKTOWANIA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH,Prace naukowe Instytutu Tele-
KOMUNIKACJI I Akustyki Politechnik Wrocławskiej,nr.23,Seria:Kon-
ferencje,nr.5,Wrocław 1976,str.11-26.

164. Grobelny M
KOMPUTEROWA ANALIZA I SYNTEZA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZA POMOCĄ PROGRAMU DICRA-REDS, Wyd. Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1971.
165. Grobelny M., Pytel B.
KOMPUTEROWA IDENTYFIKACJA LINIOWYCH MODELI ELEMENTÓW UKŁADU FONICZNEGO APARATU TELEFONICZNEGO, Przegląd Telekomunikacyjny, 1971, z. 9-10, str. 273-277.
166. Grobelny M., Rodański B.
AUTOMATYCZNE WYZNACZANIE CHARAKTERYSTYK STAŁOPRĄDOWYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, W pracy [163], str. 192-197.
167. Guziński A.
PROJEKTOWANIE I KONSTRUOWANIE UKŁADÓW WARSTWOWYCH, WKiŁ, Warszawa, 1973r.
168. Hamilton D.J., Howard W.G.
BASIC INTEGRATED CIRCUIT ENGINEERING, McGraw Hill Comp., 1975r.
169. Herskowitz G.J., Schilling R.B.
SEMICONDUCTOR DEVICE MODELLING FOR COMPUTER DESIGN, McGraw Hill Comp., New York, 1972r.
170. Herskowitz G.J.
COMPUTER-AIDED INTEGRATED CIRCUIT DESIGN, McGraw Hill Comp., New York 1968.
171. Grobelny M.
PROJEKTOWANIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH Z ZASTOSOWANIEM KOMPUTERÓW, I Sympozjum: Problemy Projektowania Obwodów elektrycznych Przy Zastosowaniu Maszyn Cyfrowych, Gliwice, 22-23 listopada 1973r.
172. Grobelny M.
PROJEKT WSTĘPNY PILOTOWEGO SYSTEMU PROJEKTOWANIA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH DLA POTRZEB DYDAKTYKI, Raport ITA Politechniki Wrocławskiej nr. 128/R-146/76, Wrocław 1976r.
173. Grobelny M./red./
UKŁADY ELEKTRONICZNE. CZĘŚĆ I. MATERIAŁY DO ZAJĘĆ Z KOMPUTEROWEGO PROJEKTOWANIA, Skrypt Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1980r.
174. Góral A.
WSPÓŁCZESNE PRZYRZĄDY PÓLPRZEWODNIKOWE, WNT, Warszawa 1979r.
175. Idelman T.E., Jenkins F.S., McCalla W.J., Pederson D.O.
SLIC-ASIMULATOR FOR LINEAR INTEGRATED CIRCUITS, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-6, August 1971, str. 188-203.

176. Ilin W.N.
PROJEKTOWANIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH PRZY UŻYCIU MASZYN CYF-
ROWYCH, WNT, Warszawa 1975r.
177. Ilin W.N., Frotkin W.T.
SOSTOJANIE I ZADACI I PERSPIEKTIWY RAZWITJA AVTOMATIZACJI
SCHEMOTIECHNICZESKOGO PROJEKTIROWANIA, Izd. WUZOW SSSR, Radio-
elektronika, nr. 6, t. 19, str. 10-32.
178. Jeleniewski T., Sielicki A.
METODOLOGIA I KOMPUTEROWE WSPOMAGANIE PROJEKTOWANIA TECHNICZ-
NEGO, Wyd. Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1975r.
179. Katzenelson J.
AN ALGORITHM FOR SOLVING NONLINEAR RESISTIVE NETWORKS, Bell Sys-
tem Technology Journal, November 1965, vol. 44, str. 1605-1620.
180. Kassur A., Perkowski P.
OBLICZENIOWE ASPEKTY PROJEKTOWANIA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH,
WNT, Warszawa 1979r.
181. Korzec Z.
UKŁADY PÓLPRZEWODNIKOWE, WNT, Warszawa 1979r.
182. Kuh E.S., Hajj I.J.
NONLINEAR CIRCUIT THEORY: RESISTIVE NETWORKS, Proc. of IEEE, vol.
59, nr. 3, march 1971
183. Kulka Z., Nadachowski M.
LINIOWE UKŁADY SCALONE I ICH ZASTOSOWANIE, wyd. 2, WKiŁ, Warszawa,
1979r.
184. Kuo F., Magnuson W.
COMPUTER-ORIENTED CIRCUIT DESIGN, McGraw Hill, New York 1969r.
185. Kwaśniok P.
ANALIZA I MODELOWANIE PASOŻYTNICZYCH SPRZĘŻEN TERMICZNYCH
W BIPOLARNYCH UKŁADACH SCALONYCH, ^{STAN DOPRAWOWYCH} Raport ITA Politechniki
Wrocławskiej nr. 128/PRE-032/81. Rozprawa doktorska.
186. Macura A.
ANALIZA OBWODÓW ELEKTRONICZNYCH Z ZASTOSOWANIEM MASZINY CYFRO-
WEJ, I Sympozjum: Problemy projektowania obwodów elektrycznych
Przy Zastosowaniu Maszyn Cyfrowych, Gliwice 22-23 XI, 1973r.
187. McCalla W.J., Pederson D.C.
ELEMENTS OF COMPUTER-AIDED CIRCUIT DESIGN, IEEE Trans. on Circuit
Theory, vol. CT-18, January 1971, str. 14-26.
188. Marciniak W.
PRZYRZĄDY PÓLPRZEWODNIKOWE I UKŁADY SCALONE, WNT Warszawa 1979

189. Nagel L., Rohrer R.A.
COMPUTER ANALYSIS OF NONLINEAR CIRCUITS EXCLUDING RADIATION/
CANCER/, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-6, nr. 4,
August. 1971, str. 166-181.
190. Pawłowski J.
Podstawowe UKŁADY ELEKTRONICZNE. WZMACNIACZE I GENERATORY, WKiŁ,
Warszawa 1975r.
191. Pawłowski J.
PODSTAWOWE UKŁADY ELEKTRONICZNE. NIELINIOWE UKŁADY ANALOGOWE,
WKiŁ, Warszawa 1979r.
192. Pierzchała M.
METODA AUTOMATYCZNEGO FORMUŁOWANIA RÓWNAŃ STANU NIELINIOWYCH,
DYNAMICZNYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, ITA Politechniki
Wrocławskiej, komunikat nr. 19, Wrocław 1975r.
193. Pierzchała M., Grobelny M.
GENERACJA STRUKTUR ELEKTRONICZNYCH ROZGAŁEZNIKÓW SYGNAŁÓW,
ITA Politechniki Wrocławskiej, raport nt. I28/PRE-063/80, Wrocław
1980.
194. Ramey R.L., White E.J.
ZASTOSOWANIE MACIERZY W MASZYNOWEJ ANALIZIE UKŁADÓW ELEKTRYCZ-
NYCH, PWN, Warszawa 1974r.
195. Reszka G.S.
ANALIZA MASZYNOWA PEWNEJ KLASY OBWODÓW ELEKTRONICZNYCH Z UW-
ZGLĘDNIENIEM NIELINIOWEGO MODELU ZŁĄCZ P-N, Rozprawa doktorska,
Politechnika Śląska, Gliwice 1974r.
196. Rodański B.
FORMUŁOWANIE I ROZWIĄZYWANIE RÓWNAŃ POTENCJAŁÓW WĘZŁOWYCH
NIELINIOWYCH, DYNAMICZNYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, Rozprawy
Elektrotechniczne, t. 25, z. 2, str. 543-552, 1979r.
197. Rodański B.
PROGRAM ANALIZY NIELINIOWYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH NIEZA-
WIERAJĄCYCH ELEMENTÓW GROMADZĄCYCH ENERGIĘ, Praca magisterska,
Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej,
Wrocław 1975r.
198. Rodański B.
FORMUŁOWANIE I ROZWIĄZYWANIE W DZIEDZINIE CZASU RÓWNAŃ POTEN-
CJAŁÓW WĘZŁOWYCH W KOMPUTEROWEJ ANALIZIE NIELINIOWYCH, DYNAMICZ-
NYCH SIECI ELEKTRONICZNYCH, Rozprawa doktorska, Raport ITA Po-
litechniki Wrocławskiej nr. I28/9/PRE-C08/79.
199. Roszkiewicz J., Borys A., Wojtyna R.
KOMPUTEROWA ANALIZA LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH METODĄ MACIERZY
RZADKICH, Rozprawy Elektrotechniczne, t. , z. 2, str. 321-333, 1977r.

200. Roszkiewicz J., Borys A.
 MAŁOSYGNAŁOWA, KOMPUTEROWA ANALIZA NIELINIOWYCH UKŁADÓW ANALOGOWYCH. CZĘŚĆ I. PODSTAWY ANALIZY I PROGRAMU MAN,
 CZĘŚĆ II. ALGORYTMY ANALIZY I PROGRAMU MAN, Rozprawy Elektrotechniczne, t.25, z.1, str.199-240, 1979r.
201. Ryżko A., Syta A.
 ZASTOSOWANIE EMC W ANALIZIE STAŁOPRĄDOWEJ ELEMENTARNYCH KOMÓREK TYPU MOS UKŁADÓW SCALONYCH, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej Seria: Konferencje, nr.5, Wrocław 1976r. str.111-114.
202. Sandberg I.W., Willson A.N.
 EXISTENCE OF SOLUTIONS FOR THE EQUATIONS OF TRANSISTOR-RESISTOR-VOLTAGE SOURCE NETWORKS, IEEE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-18, January 1971, nr.6, str.619-625.
203. Sigorski W.P.
 ANALIZ ELEKTRONNYCH SCHEM, G.I.T.L., USSR, Kijów, 1963r.
204. Sigorski W.P., Pietrenko A.T.
 ALGORYTMY ANALIZY ELEKTRONNYCH SCHEM, Wyd. Technika, Kijów 1970
205. Sigorski W.P., Pietrenko A.T.
 ALGORYTMY ANALIZY ELEKTRONNYCH SCHEM, Wyd. Sovietskoje Radio, Moskwa 1976 r.
206. Skugariev W.W.
 LOGICZESKIY PRINCIP FORMIROWANIIA MATRICY UZŁOWYCH PROWODIMOS-TIEJ, IZD. WUZOW SSSR, Radioelektronika, t.16, nr.6, 1973r., str. 50-53.
207. Slipczienko W.G., Tabarnyj W.G.
 MASZYNNYJE ALGORYTMY MODELIROWANIIA ELEKTRONNYCH SCHEM, Wyd. Technika, Kijów 1976r.
208. Stanclik J.
 MODELOWANIE ELEMENTÓW DLA POTRZEB PROJEKTOWANIA TRANZYSTOROWYCH, BEZTRANSFORMATOROWYCH WZMACNIACZY AKUSTYCZNYCH ZA POMOCĄ PROGRAMÓW LINIOWEJ ANALIZY CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ, Rozprawa doktorska Komunikat ITA Politechniki Wrocławskiej nr.17, Wrocław 1974r.
209. Stanclik J.
 MODELOWANIE FUNKCJONALNE ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej Seria: Konferencje nr.5, Wrocław, str.253-288.
210. Stanclik J.
 METODA MODELOWANIE TRANZYSTORA BIPOLARNEGO W LINIOWYM OBSZARZE PRACY, Archiwum Elektrotechniki, t.24, z.2, 1974, str.313-324.

211. Swit A., Pułtorak J.
PRZYRZĄDY PÓLPRZEWODNIKOWE, WNT, Warszawa 1975r.
212. Syta A.
ANALIZA STAŁOPRĄDOWA LINEARYZOWANYCH UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH Z WYKORZYSTANIEM MASZYN CYFROWYCH, Archiwum Elektrotechnik, t.21 z.2, str.269-274, 1972r.
213. Tadeusiewicz M.
OBliczanie obwodów elektrycznych zawierających oporniki nielinowe, Rozprawy Elektrotechniczne, z.2, t. , str.255-256, 1974r.
214. Tadeusiewicz M.
OBliczanie obwodów rezystancyjnych zawierających diody, Rozprawy Elektrotechniczne, z4, str.807-820, 1974r.
215. Tatara I.
WYKORZYSTANIE CZUŁOŚCI DRUGIEGO RZĘDU DO ANALIZY ZMIAN PARAMETRÓW FILTRÓW AKTYWNYCH, Rozprawy Elektrotechniczne, t25, z.1, str. 129-144, 1979r.
216. Tietze U., Schenk Ch.
UKŁADY PÓLPRZEWODNIKOWE , WNT, Warszawa 1975r.
217. Trochimienko JA.K., Kaszirskij N.S., Łovkij W.K.
PROJEKTOWANIE RADIOTECHNICZESKICH SCHEM NA INŻINIERNYCH ECM, Wyd. Technika, Kijów, 1976r.
218. Wolszczak B.
MODELOWANIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH NA ECM W DZIEDZINIE PRĄDU STAŁEGO, Rozprawy Elektrotechniczne, z4, 1977, str.927-940.
219. Wolszczak B.
EFEKTYWNOŚĆ ZMODYFIKOWANYCH METOD NEWTONA W ANALIZIE STANU USTALONEGO UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, Rozprawy Elektrotechniczne, t. , z. , str.253-264.
220. Wolszczak B.
UNIWERSALNY MODEL TRANZYSTORA BIPOLARNEGO W PROGRAMACH ANALIZY UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, Elektronika nr.7, 1973, str.306-308.
221. Wolszczak B.
ANALIZA PEWNEJ KLASY UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH JAKO OGNIWO PROCESU PROJEKTOWANIA WSPOMAGANEGO KOMPUTEREM, Rozprawa doktorska, komunikat ITA Politechniki Wrocławskiej nr.31, Wrocław 1975r.
222. Wolszczak B., Stanclik J.
MODEL TRANZYSTORA STOSOWANY W ANALIZIE UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH ZA POMOCĄ MASZYN CYFROWYCH, Elektronika 1972, nr.4, str.166-168.
223. Zagajewski T.
UKŁADY ELEKTRONIKI PRZEMYSŁOWEJ , WNT, Warszawa 1973r.

224. Żarkiewicz R.

NIELINIOWY MODEL TRANZYSTORA BIPOLARNEGO, Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, nr.23, str. 285-291.

225. Chua L.O., Pen-Min L.

KOMPUTEROWA ANALIZA UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH, WNT, Warszawa 1981r.

226. Lanne A.A

OPIMALNYJ SINTIEZ LINIEJNYCH, ELEKTRICZESKICH CIEPIEJ, Moskwa 1969r.

Dodatek 1

Struktura danych wejściowych do programu DCOP

Struktura danych wejściowych do programu DCOP.

OPT

a b

N

LK

P	K	R/kohm/	} × LK
•	•	•	
•	•	•	

LD

A	K	IS/A/	t/°C/	m	} × LD
•	•	•	•	•	
•	•	•	•	•	

LDZ

A	K	$U_z/V/$	$r_z/ohm/$	} × LDZ
•	•	•	•	
•	•	•	•	

LZN

'-'	'+'	wydajność/V lub mA/	rezystancja wewnętrzna/ohm/	} × LZN
•	•	•	•	
•	•	•	•	

ITR

K	B	E	typ	n	i	$I_{CS}/A/$	$I_{ES}/A/$	m_c	m_e	t/ C/	} × ITR
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	

NOPT

we+	we-	wy+	wy-	typ we.	typ wy.	lp	we min	we max	rw
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•

nr

LXM

nr.1 nr.2 ... nr.LXM

ILP

x1 x2 x3 ... xILP

y1 y2 y3 ... yILP

WZF1 WZF2 ... WZF/ILP-1/

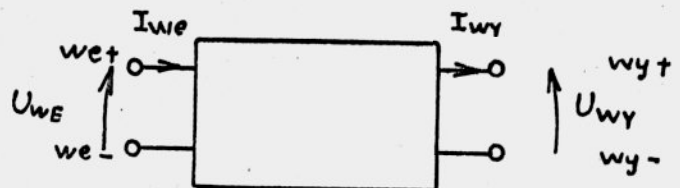
WF1 WF2 ... WF NOPT p

EPSOPT

ITMAX

y2 y3 ... yNOPT

y1 y3 ... yNOPT



rys. D1

$y_1 y_2 \dots y_{NOPT-1}$
 $V_1 V_2 V_3 \dots V_N$ /V/
 LIM
 A
 $R_{l_{min}} \dots R_{LXM_{min}}$ /kohm/
 $R_{l_{max}} \dots R_{LXM_{max}}$ /kohm/
 $P_{r1} P_{r2} \dots P_{rLK}$ /mW/
 $P_{C_{max}} U_{CE_{max}} I_{C_{max}} U_{BE_{min}}$
 $\begin{matrix} \circ & \circ & \circ & \circ \\ \circ & \circ & \circ & \circ \end{matrix} \quad \} * ITR$
 $U_d_{max} I_F_{max}$
 $\begin{matrix} \circ & \circ \\ \circ & \circ \end{matrix} \quad \} * LD$
 I_z_{max}
 $\begin{matrix} \circ \\ \circ \end{matrix} \quad \} * LDZ$
 IA
 $k_1 k_2 k_3 k_{LXM}$

Objaśnienia

- OPT stała całkowita, równa 1 przy optymalizacji z funkcją celu bez transformacji T; równa 2 przy transformacji T; równa 0 przy analizie DC bez optymalizacji.
 a, b parametry transformacji T; pomijane dla OPT=2.
 N liczba węzłów układu, bez węzła odniesienia ≤ 30 .
 LK liczba rezystorów w układzie, z wyjątkiem rezystancji wewnętrznych źródeł zasilających i wymuszających przebieg ch/k.
 P, K numery węzłów do których jest dołączona dana konduktancja.
 R wartość rezystancji w kiloomach.
 LD liczba diod zwykłych ≤ 10 .
 A, K węzeł anody, węzeł katody
 IS prąd nasycenia złącza w amperach.
 t temperatura złącza w °C.
 m współczynnik emisyjności złącza w jego modelu.
 $V_1 \dots$ wektor zerowy potencjałów węzłowych.

LDZ	liczba diod Zener`a / $\leq 10\%$
A,K	węzeł anody, węzeł katody.
U_z	napięcie stabilizowane w woltach /ujemne/.
r_z	rezystancja dynamiczna diody Zener`a w omach.
LZN	liczba źródeł niezależnych / $\leq 10\%$
`-`, `+`	węzeł - , węzeł +
	Uwaga: jeżeli rezystancja wewnętrzna równa się zero - wydajność w miliamperach/źródło prądowe idealne/.
ITR	liczba tranzystorów / $\leq 20\%$
K,B,E	węzeł kolektora, węzeł bazy, węzeł emitera.
typ	stała całkowita; równa 0 dla tranzystora n-p-n, równa 1 dla tranzystora p-n-p.
NOPT	liczba optymalizowanych/analizowanych/ charakterystyk / $\leq 5\%$
we+, we-	patrz rys. D1
typ we.	stała całkowita; równa 0 - parametrem wejściowym jest prąd/w miliamperach/ dopływający do węzła +; równa 1 - parametrem wejściowym jest napięcie pomiędzy węzłami we+ i we-; równa 2 - parametrem wejściowym jest rezystancja; - numery węzłów wejściowych nie mają znaczenia.
typ wy.	stała całkowita; równa 1 - parametrem wyjściowym jest napięcie pomiędzy węzłami wy+ i wy-/rys.D1/; równa 0 - parametrem wyjściowym jest prąd .
lp	liczba punktów charakterystyki / $\leq 50\%$
we min	minimalna wartość parametru wejściowego .
we max	maksymalna wartość parametru wejściowego .
rw	rezystancja wewnętrzna źródła wymuszającego przebieg charakterystyki w omach.
	Uwaga: jeżeli $rw=0$ - źródłem wymuszającym jest idealne źródło prądowe, jeżeli $typ\ we.=2$ /rezystancja jest zmienną niezależną/ to $rw=numer\ tej\ rezystancji\ na\ liście\ danych\ dotyczących\ rezystorów\ w\ układzie.$
nr	stała całkowita, określająca numer rezystancji na liście danych w której płynie prąd wyjściowy I_{wy} ; pomijany dla $typ\ wy. \neq 1$.
LAM	liczba optymalizowanych parametrów, pomijana dla $OPT=0$.
nr.1, nr.2	numery optymalizowanych rezystancji na liście danych.
ILP	ilość punktów łamanej charakterystyki zadanej / $\leq 10\%$ / .
x1, x2	wartości zmiennej niezależnej ch/ki zadanej.
y1, y2	wymagane odpowiedzi w punktach x1, x2 ch/ki zadanej.
WZF1, ...	współczynniki wagi odcinków charakterystyki zadanej.
p	wykładnik potęgi we wzorze określającym FC .

- WF1,WF2 współczynniki wagowe charakterystyk .
- EPSOPT błąd obliczenia minimum funkcji celu.
- ITMAX maksymalna liczba iteracji.
- y2,y3 wartości niezależnych parametrów charakterystyk.
- Uwaga: przy obliczaniu kilku charakterystyk należy określić wartości parametrów niezależnych/zmiennych niezależnych/ tych charakterystyk, które nie są aktualnie obliczane. Np. jeżeli optymalizacji poddawane są trzy charakterystyki, wówczas przy obliczaniu ch/ki drugiej, należy podać wartość wymuszeń niezależnych ch/k pierwszej i trzeciej. Zerowa wartość takiego wymuszenia, gdy jest ono wymuszeniem prądowym lub napięciowym oznacza fizyczne odłączenie źródła od układu. Chcąc aby jego rezystancja wewnętrzna nie była pomijana, należy podać jego wartość małą lecz różną od zera. Kolejne wiersze parametrów y1,y2 odpowiadają wartościom tych wymuszeń przy analizie lub optymalizacji kolejnych charakterystyk, w kolejności podanej po stałej NOPT.
- LIM stała całkowita równa 1 gdy są nakładane ograniczenia, równa zero gdy ich brak.
- A stała poziomu błędu funkcji ograniczającej CK.
- Rl_{min}... minimalne wartości optymalizowanych rezystancji.
- Rl_{max}... maksymalne wartości optymalizowanych rezystancji.
- P_{rl} ... maksymalne moce strat wszystkich rezystorów w układzie, w miliwatach.
- P_C max... parametry maksymalne tranzystorów.
- U_d max... parametry maksymalne diod zwykłych.
- I_z maks maksymalna wartość prądu diody Zener'a.
- IA stała całkowita; równa 0 - pierwszy algorytm wyboru punktu startowego, równa 1 - wybór punktu startowego metodą optymalizacyjną.
- k1 k2... współczynniki całkowite równe: -1 gdy daną konduktancję należy zmniejszyć, 0 gdy należy ją pozostawić bez zmian i równe +1 gdy należy ją zwiększyć/w pierwszym algorytmie wyboru punktu startowego. Wiersz pomijany dla IA=1.

Uwaga: wszystkie rezystancje, z wyjątkiem rezystancji wewnętrznych źródeł wyrażone są w kiloomach, moce w miliwatach i prądy w miliamperach.

Przykładowe dane wejściowe dla optymalizacji charakterystyk

$U_{WY}=f_1(U_{WE})$ i $U_{WY}=f_2(R_L)$ stabilizatora z rys.12.1 .

```

1          /OPT/
7          /N /
6          /LK/
3 0 2.0
1 4 0.08
4 0 80.0
2 6 1.0
6 0 5.0
2 0 .009
0          /LD/
2          /LDZ/
3 1 1.5 10.0
0 7 6.8 5.0
0          /LZN/
3          /ITR/
5 3 4 1 .996 .836 3.78E-14 4.78E-14 1.295 1.036 25.0
1 5 2 0 .99 .5 7.32E-10 7.41E-11 0.998 0.973 25.0
5 6 7 0 .996 .836 3.78E-14 4.48E-14 1.295 1.036 25.0
2          /NOPT/
1 0 2 0 1 1 30 8.0 17.0 0.1
2 0 2 0 2 1 30 0.006 0.030 6.
4          /LXM/
2 3 4 5
3          /ILP /
7. 9. 17. /x1 x2 x3/
8. 9. 9. /y1 y2 y3/
1. 100. /WZF1 WZF2 /
2          /ILP /
.003 .027 /x1 x2 /
9. 9. /y1 y2 /
1. 10. 10. /WF1 WF2 p /
1.E-2 /EPSOPT /
10 /ITMAX /
.009 /y2 /
12. /y1 /
8. 8. 6.6 8. 7. 4. 6.
1          /LIM /
10. /A/

```

.01 .01 .01 .01	minimalne wartości rezystorów .
.5 100. 10. 10.	maksymalne wartości rezystorów .
1E3 1E3 1E3 1E3 1E3 1E4	moce w rezystorach .
100. 50. 50. 20.	
8E3 20. 3E3 20.	parametry maksymalne tranzystorów .
100. 50. 50. 20.	
20.	parametry maksymalne diod Zener'a .
20.	
1. .999	stałe h i ξ .
0	IA
1 0 1 1	k1 k2 k3 k4

DODATEK 2

Tabulogram programu optymalizacji bezinercyjnych
nieliniowych układów elektronicznych DCOP.

Wersja I

```

0 LIST
1 PROGRAM (DCOP)
2 COMPRESS INTEGER AND LOGICAL
3 EXTENDED DATA
4 INPUT1=TR1
5 OUTPUT 2=LP1/160
6 TRACE 1
7 END
8 MASTER CHARAKTERYSTYKA
9 INTEGER P,S,7PSPW(20,4),7PNW(10,2),KONW(30,2),DIODAK(50,2),
10 3PAR(5,8),KIERUNEK(20),ZENDAK(10,2),OPT,LP(5)
11 INTEGER ICH(50),X(20),ZX(20)
12 REAL D1(50,2),G(30,31),G1(30,31),7PN1(10,2),KONR(30),
13 1UO(30),ZFN(10,7),U1(30),U(30),CHAR(50,2),Y(5,4),KON(30),
14 2ZPN(10,2),DTR(20,7),PARY(5,2),DIOD(50,2),WM(50)
15 REAL PGR2(20),TRA(20,4),DIO(50,2),DGA(50),DUGR(50),DIS(50)
16 REAL ILS1,ILS2,H1(20,20),GR1(20),GR0(20),D0(20),S0(20),PGR0(20),
17 1PGR1(20),WAGX(5,9),POT,KOND(20,2),WAG(5),W
18 REAL RW(5),GRC(20),HC(20,20),PARY1(5,2),Y2(5,4)
19 REAL WPXMIN(20),VK(20)
20 REAL PIZ(10),CEL(5,10,2),WPX1(20),H(20,21)
21 REAL UCE(20),PRM(30),PCE(20),ICE(20),UD(50),PID(50),UEB(20)
22 LOGICAL START,NFC,TEST,TESTOGR,START1
23 COMMON/TFSTB/TEST/TESTB1/TESTOGR/LOG1/START1
24 COMMON/PARAM/PCE,UCE,ICE,UD,PID,UEB,PIZ,PRM
25 COMMON/AB/LK,LZN,KONW,ZPNW
26 COMMON/BR/KON,ZPN/CB/G/DB/LD,DIODAK/EB/D1/GB/G1
27 COMMON/HR/ITR,ZPSPW/IB/DTR
28 COMMON/LR/LXM,X,H/PB/ICH
29 COMMON/LOG/START/LIMB/TRA,DIO,KOND,LIM,HA,EPS,EM,ES,FR
30 COMMON/JR/MOS/KB/DIOD,WM,DGA,DUGR,DIS
31 COMMON/MB/CHAR,Y,PARY
32 COMMON/OR/NOPT,PAR/NOWA/A0,B0,NFC
33 COMMON/NR/WAGX,POT,WAG,CEL,GR1,LP,FC
34 COMMON/XR1/RU/ZENB/LDZ,ZENDAK,ZEN
35 COMMON/XB/OPT/LIMBA/GRC,HC,CX,RG,FCO
36 COMMON/PRB/A/AB1/KONR
37 COMMON/FPD/H1
38 READ(1,10)A
39 READ(1,1)OPT
40 NFC=.FALSE.
41 TESTOGR,TEST=.FALSE.
42 IF(OPT.EQ.2.OR.OPT.EQ.3)NFC=.TRUE.
43 IF(NFC)READ(1,10)A0,B0
44 IF(OPT.EQ.3.OR.OPT.EQ.4)TEST=.TRUE.
45 IF(OPT.NE.0)OPT=1
46 START=.FALSE.
47 START1=.FALSE.
48 LIM,LXM,NOPT,LK,LZN,LD,ITR,ITMAX,ITO=0
49 EM,ER=0
50 READ(1,1)N
51 1
52 FORMAT(I0)
53 READ(1,1)LK
54 DO 5 I=1,LK
55 READ(1,2)KONW(I,1),KONW(I,2),KONR(I)

```



```

55 5 KON(I)=1/KONR(I)
56 2 FORMAT(2I0,3E0,0)
57 READ(1,1)LD
58 IF(LD.EQ.0)GO TO 34
59 DO 6I=1,LD
60 6 READ(1,2)DIODAK(I,1),DIODAK(I,2),DIOD(I,1),DIOD(I,2),WM(I)
61 34 READ(1,1)LDZ
62 IF(LDZ.EQ.0)GO TO 16
63 DO 37 I=1,LDZ
64 READ(1,2)(ZENDAK(I,J),J=1,2),ZEN(I,1),ZEN(I,2)
65 37 ZEN(I,1)=-ABS(ZEN(I,1))
66 16 READ(1,1)LZN
67 IF(LZN.EQ.0)GO TO 23
68 DO 7 I=1,LZN
69 READ(1,2)ZPNW(I,1),ZPNW(I,2),ZPN1(I,1),ZPN1(I,2)
70 R=ZPN1(I,2)
71 IF(R.EQ.0)R=1000
72 ZPN(I,1)=ZPN1(I,1)*1000/R
73 ZPN(I,2)=0
74 IF(ZPN1(I,2).NE.0)ZPN(I,2)=1000/ZPN1(I,2)
75 7 CONTINUE
76 23 READ(1,1)ITR
77 IF(LD+2*ITR.GT.50)GO TO 1000
78 IF(ITR.EQ.0)GO TO 30
79 DO 8 I=1,ITR
80 8 READ(1,3)(ZPSPW(I,J),J=1,4),(DTR(I,J),J=1,7)
81 NU=LD
82 DO 401 I=1,ITR
83 NU=NU+1
84 IF(ZPSPW(I,4).EQ.1)GO TO 400
85 C SYNTEZA ZLACZA E-B
86 DIODAK(NU,1)=ZPSPW(I,2)
87 DIODAK(NU,2)=ZPSPW(I,3)
88 DIOD(NU,1)=DTR(I,4)/(1-DTR(I,1)*DTR(I,2))
89 DIOD(NU,2)=DTR(I,7)
90 WM(NU)=DTR(I,6)
91 NU=NU+1
92 C SYNTEZA ZLACZA KOLEKTORA
93 DIODAK(NU,1)=ZPSPW(I,2)
94 DIODAK(NU,2)=ZPSPW(I,1)
95 DIOD(NU,1)=DTR(I,3)/(1-DTR(I,2)*DTR(I,1))
96 DIOD(NU,2)=DTR(I,7)
97 WM(NU)=DTR(I,5)
98 GO TO 401
99 C ZLACZE EMITERA P-N-P
100 400 DIODAK(NU,1)=ZPSPW(I,3)
101 DIODAK(NU,2)=ZPSPW(I,2)
102 DIOD(NU,1)=DTR(I,4)/(1-DTR(I,1)*DTR(I,2))
103
104 DIOD(NU,2)=DTR(I,7)
105 WM(NU)=DTR(I,6)
106 NU=NU+1
107 C ZLACZE KOLEKTORA
108 DIODAK(NU,1)=ZPSPW(I,1)
109 DIODAK(NU,2)=ZPSPW(I,2)
110 DIOD(NU,1)=DTR(I,3)/(1-DTR(I,1)*DTR(I,2))

```

```

111 DIOD(NU,2)=DTR(I,7)
112 WM(NU)=DTR(I,5)
113 401 CONTINUE
114 GO TO 30
115 1000 WRITE(2,101)
116 101 FORMAT(/,10X,'ZA DUZO DIOD LUB TRANZYSTOROW',//)
117 STOP
118 3 FORMAT(4I0,7E0.0)
119 30 READ(1,1)NOPT
120 DO 13 I=1,NOPT
121 READ(1,4)(PAR(I,J),J=1,7),PARY1(I,2),PARY1(I,1),RW(I)
122 IF(PAR(I,6)NEQ.1)READ(1,1)PAR(I,8)
123 4 FORMAT(7I0,3E0.0)
124 R=RW(I)
125 IF(RW(I)EQ.0.)R=1000.
126 R=1000./R
127 IF(PAR(I,5)EQ.2)R=1.
128 PARY(I,1)=PARY1(I,1)*R
129 13 PARY(I,2)=PARY1(I,2)*R
130 IF(OPT.EQ.0)GO TO 35
131 READ(1,1)LXM
132 READ(1,40)(X(I),I=1,LXM)
133 40 FORMAT(20I0)
134 DO 299 NOC=1,NOPT
135 READ(1,2)LP(NOC)
136 K=2
137 303 READ(1,9)(CEL(NOC,I,K),I=1,LP(NOC))
138 IF(KEQ.1)GO TO 300
139 K=1
140 GO TO 303
141 300 IF(LP(NOC)LE.2)GO TO 299
142 READ(1,9)(WAGX(NOC,I),I=1,LP(NOC)-1)
143 299 CONTINUE
144 READ(1,9)(WAG(I),I=1,NOPT),POT
145 READ(1,9)EPS0
146 READ(1,1)ITMAX
147 35 IF(NOPT.EQ.1)GO TO 27
148 DO 25 I=1,NOPT
149 25 READ(1,9)(Y2(I,J),J=1,NOPT-1)
150 DO 11 NOC=1,NOPT
151 DO 12 I=1,NOPT-1
152 L=I
153 IF(I.GE.LP(NOC))L=I+1
154 R=RW(L)
155 IF(R.EQ.0.)R=1000.
156 IF(PAR(L,5)EQ.2)R=1000.
157 12 Y(NOC,I)=Y2(NOC,I)*1000./R
158 11 CONTINUE
159 9 FORMAT(100E0.0)
160 27 IF(LD+ITR+LD.EQ.0)GO TO 328
161 READ(1,10)(U(I),I=1,N)
162 328 IF(OPT.EQ.0)GO TO 28
163 READ(1,1)LIM
164 IF(LIM.EQ.0)GO TO 28
165 START=.TRUE.

```

```

166 IA=0
167 READ(1,10)(KOND(I,1),I=1,LXM)
168 READ(1,10)(KOND(I,2),I=1,LXM)
169 READ(1,10)(PRM(I),I=1,LK)
170 IF(ITR.EQ.0)GO TO 96
171 DO 92 I=1,ITR
172 92 READ(1,10)(TRA(I,J),J=1,4)
173 96 IF(LD.EQ.0)GO TO 97
174 DO 93 I=1,LD
175 READ(1,10)(DIO(I,J),J=1,2)
176 93 DIO(I,1)=-ABS(DIO(I,1))
177 97 IF(LDZ.EQ.0)GO TO 98
178 DO 99 I=1,LDZ
179 READ(1,10)ZEN(I,7)
180 99 ZEN(I,7)=-ABS(ZEN(I,7))
181 98 READ(1,10)HA,EPS
182 READ(1,1)IA
183 IF(IA.NE.0)GO TO 28
184 READ(1,40)(KIERUNEK(I),I=1,LXM)
185 C DRUKOWANIE DANYCH
186 28 WRITE(2,17)
187 17 FORMAT(20X,'PROGRAM OPTYMALIZACJI',
188 * 'NIE LINIOWYCH, '//20X,'BEZINERCYJNYCH'
189 * 'UKLEDOWELEKTRONICZNYCH OPT1'//,
190 * 20X,'#### DANE WEJSCIOWE #####'//)
191 WRITE(2,309)A
192 WRITE(2,18)OPT
193 IF(NFC)WRITE(2,309)A0,B0
194 WRITE(2,18)N
195 18 FORMAT(/10X,I2)
196 WRITE(2,18)LK
197 DO 19 I=1,LK
198 WRITE(2,20)KONW(I,1),KONW(I,2),KONR(I)
199 20 FORMAT(/10X,I2,2X,I2,2X,F10.4,2X,F10.4/)
200 10 FORMAT(100E0.0)
201 19 CONTINUE
202 WRITE(2,18)LD
203 IF(LD.EQ.0)GO TO 38
204 DO 22 I=1,LD
205 WRITE(2,21)(DIOAK(I,J),J=1,2),(DIOD(I,J),J=1,2),WM(I)
206 21 FORMAT(/10X,I2,2X,I2,2X,1PE10.4,2X,2PE11.2,2X,1PE9.2)
207 22 CONTINUE
208 38 IF(LDZ.EQ.0)GO TO 31
209 WRITE(2,2012)LDZ
210 DO 39 I=1,LDZ
211 39 WRITE(2,2013)ZENDAK(I,1),ZENDAK(I,2),ZEN(I,1),ZEN(I,2)
212 2012 FORMAT(/10X,100(1H*))//20X,'LICZBA DIOD ZENERA ',I2//15X,
213 * 'ANODA',4X,'KATODA',4X,'UZ[V]',4X,'RD[OHM]')
214 2013 FORMAT(16X,I2,8X,I2,3X,1PE9.1,2X,1PE9.3)
215 31 WRITE(2,18)LZN
216 IF(LZN.EQ.0)GO TO 44
217 DO 32 I=1,LZN
218 32 WRITE(2,20)ZPNW(I,1),ZPNW(I,2),ZPN1(I,1),ZPN1(I,2)
219 44 WRITE(2,18)ITR
220 IF(ITR.EQ.0)GO TO 45
221 DO 46 I=1,ITR
222 46 WRITE(2,47)(7PSPW(I,J),J=1,4),(DTR(I,J),J=1,7)
223 47 FORMAT(/10X,4(I2,2X),E10.4,2X,E10.4,2X,
224 * 1PE10.4,2X,1PE10.4,2X,1PE9.2,3X,1PE9.2,3X,2PE11.2)

```

```

225 45 WRITE(2,18)NOPT
226 DO 53 I=1,NOPT
227 WRITE(2,54)(PAR(I,J),J=1,7),PARY1(I,2),PARY1(I,1),RW(I)
228 IF(PAR(1,6).NE.1)WRITE(2,18)PAR(1,8)
229 53 CONTINUE
230 54 FORMAT(/10X,7(I2,1X),1X,1PE10.3,2X,1PE10.3,2X,1PE10.3)
231 IF(OPT.EQ.0)GO TO 36
232 WRITE(2,18)LXM
233 WRITE(2,41)(X(I),I=1,LXM)
234 41 FORMAT(/10X,20(I2,1X))
235 DO 305 NOC=1,NOPT
236 K=2
237 WRITE(2,21)LP(NOC)
238 308 WRITE(2,309)(CEL(NOC,I,K),I=1,LP(NOC))
239 300 FORMAT(/10X,30(1PE11.4,4X))
240 IF(K.EQ.1)GO TO 301
241 K=1
242 GO TO 308
243 301 IF(LP(NOC).LE.2)GO TO 305
244 WRITE(2,309)(WAGX(NOC,I),I=1,LP(NOC)-1)
245 305 CONTINUE
246 WRITE(2,309)(WAG(I),I=1,NOPT),POT
247 WRITE(2,309)EPS0
248 WRITE(2,18)ITMAX
249 36 IF(NOPT.EQ.1)GO TO 29
250 DO 26 I=1,NOPT
251 26 WRITE(2,50)(Y2(I,J),J=1,NOPT-1)
252 50 FORMAT(/10X,30(F10.4,1X))
253 29 IF(LD+ITR+LDZ.EQ.0)GO TO 333
254 WRITE(2,50)(UO(I),I=1,N)
255 333 IF(OPT.EQ.0)GO TO 33
256 IF(LIM.EQ.0)GO TO 33
257 WRITE(2,2003)
258 2003 FORMAT(/10X,100(1H*)//20X,,OGRANICZENIA WYSTĘPUJACE W UKŁADZIE,/)
259 WRITE(2,2022)
260 2022 FORMAT(15X,,REZYSTOR,,5X,,RMIN[KOH],,3X,,RMAX[KOHM],/)
261 DO 94 I=1,LXM
262 94 WRITE(2,2023)X(I),KOND(I,1),KOND(I,2)
263 2023 FORMAT(17X,'R',I2,8X,1PE10.3,2X,1PE10.3)
264 WRITE(2,2038)
265 2038 FORMAT(/15X,'REZYSTOR',10X,'PMAX[MW]'/)
266 DO 408 I=1,LK
267 408 WRITE(2,2039)I,PRH(I)
268 2039 FORMAT(17X,,R',I2,13X,1PE10.3)
269 IF(ITR.EQ.0)GO TO 404
270 WRITE(2,2004)
271 2004 FORMAT(/16X,,TRANZYSTOR PA[MW],,6X,,UCE[V],,5X,,ICE[MA],
272 *,5X,,UBE[V]'/)
273 DO 402 I=1,ITR
274 WRITE(2,2005)I,(TRA(I,J),J=1,4)
275 TRA(IT,4)=-ABS(TRA(IT,4))
276 402 CONTINUE
277 2005 FORMAT(18X,'T',I2,6X,2PE10.1,2X,2PE10.1,2X,2PE10.1
278 *,2X,2PE10.1)
279 404 IF(LD.EQ.0)GO TO 405
280 WRITE(2,2006)
281 2006 FORMAT(/15X,,DIODA,,5X,,UBR[V],,7X,,ID[MA],/)
282 DO 403 I=1,LD

```

```

2883 407 WRITE(2,2007)I,(DIO(I,J),J=1,2)
2884 2007 FORMAT(16X,'D',I2,3X,2PE10.1,4X,3PE10.1)
2885 405 IF(LDZ.EQ.0)GO TO 406
2886 WRITE(2,2019)
2887 2019 FORMAT(/,15X,'DIODA GENERA',5X,'IZ[MA]')
2888 DO 407 I=1,LDZ
2889 WRITE(2,2020)I,ZEN(I,7)
2890 ZEN(I,7)=-ABS(ZEN(I,7))
2891 CONTINUE
2892 407 FORMAT(19X,'DZ',I2,7X,1PE10.1)
2893 2020 WRITE(2,2008)HA,EPS
2894 406 FORMAT(/,15X,'SZEROKOSC DOPUSZCZALNEGO OBSZARU H= ',
2895 *1X,1PE9.2,/,15X,'ZAELOZONA TOLERANCJA EPS=(0,1)',
2896 *3X,'EPS= ',1PE10.3)
2897 55 FORMAT(/,20X,'##### KONIEC DANYCH #####',/,10X,100(1H*),
2898 *//,24X,'##### W Y N I K I O B L I C Z E N I A #####',/,)
2899 2040 FORMAT(15X,'C H A R A K T E R S T Y K I P R Z E D ',
3000 *'O P T Y M A L I Z A C J A ',/,)
3001 IF(IA.NE.0)WRITE(2,2024)
3002 2024 FORMAT(/,10X,'AUTOMATYCZNY WYBOR PUNKTU STARTOWEGO')
3003 IF(IA.NE.0)GO TO 33
3004 WRITE(2,315)
3005 315 FORMAT(/,20X,'KIERUNEK ZMIAN PARAMETROW DLA OKRESLENIA OBSZARU',
3006 *' DOPUSZCZALNEGO',/15X,'POZYCJA NA LISCIE DANYCH',2X,
3007 *'KIERUNEK ZMIAN',/)
3008 DO 316 I=1,LXM
3009 NU=X(I)
3010 316 WRITE(2,2014)NU,KIERUNEK(I)
3011 2014 FORMAT(24X,I2,20X,I2)
3012 33 WRITE(2,55)
3013 IF(OPT.NF.0)WRITE(2,2040)
3014 IF(OPT.EQ.0)WRITE(2,2041)
3015 2041 FORMAT(15X,'A N A L I Z A B E Z I N E R C Y J N E G O',
3016 *' U K L A D U N I E L I N I O W E G O',/,)
3017 IPLOT=1
3018 LD=LD+2*ITR
3019 IF(LXM.EQ.0)GO TO 60
3020 IF(OPT.EQ.0)GO TO 60
3021 IPLOT=2
3022 IW,IW1,ITO=0
3023 III1=1
3024 EM=0
3025 PI=3.1415926535897932385
3026 C ZAPAMIETANIE WEKTORA PAR. POCZATKOWYCH
3027 IF(LIM.NF.0)GO TO 213
3028 CX,HA,ES=0
3029 DO 105 I=1,LXM
3030 KOND(I,1)=KONR(X(I))/100
3031 105 KOND(I,2)=KONR(X(I))*10
3032 213 IF(LIM.NF.0)TESTOGR=.TRUE.
3033 IF(LIM.NF.0)CALL ANALIZA(N,UO,WPMIN,2,876)
3034 IF(LIM.NF.0)TESTOGR=.FALSE.
3035 IF(LIM.NF.0)IPLOT=0
3036 LXM1=LXM
3037 DO 214 I=1,LXM
3038 214 ZX(I)=X(I)
3039 212 DO 250 I=1,LXM
3040 DO 249 J=1,LXM

```

```

341 240 HC(I,J),H(I,J)=0
342 GMX=1/KOND(I,1)
343 GMN=1/KOND(I,2)
344 GI=KON(X(I))
345 WPX1(I),WPXMIN(I)=TAN(PI*(2*GI-GMX-GMN)/(2*(GMX-GMN)))
346 250 GRC(I),GR1(I),GRO(I)=0
347 CX,FC=0
348 CALL ANALIZA(N,UO,WPXMIN,IPL0T,876)
349 C MODYFIKACJA MAXU I MIN. WARTOSCI PARAMETROW
350 C PO WYBORZE PUNKTU STARTOWEGO
351 IF(IIII.FQ.1)GO TO 261
352 IIII=1
353 III=0
354 DO 260 I=1,LXM
355 GX=KON(X(I))
356 GMN=1./KOND(I,2)
357 GMX=1./KOND(I,1)
358 IF((GX.LF.1.2*GMN).AND.(GR1(I).LT.0))KOND(I,2)=KOND(I,2)*10
359 IF((GX.LF.1.2*GMN).AND.(GR1(I).LT.0))III=1
360 IF((GX.GT.1.8*GMX).AND.(GR1(I).GT.0))KOND(I,1)=KOND(I,1)/10
361 IF((GX.GT.1.8*GMX).AND.(GR1(I).GT.0))III=1
362 260 CONTINUE
363 IF(IIII.EQ.1)GO TO 212
364 261 DO 61 I=1,LXM
365 61 GRO(I)=GR1(I)
366 89 IPL0T=0
367 IF(OPT.EQ.2)GO TO 254
368 IF(.NOT.START)GO TO 100
369 IF((CX.GT.(HA*(1-EPS))).AND.LIM.NE.0)GO TO 210
370 100 START=.FALSE.
371 OPT=1
372 IF(EM.EQ.0)EM=2*FC
373 FMIN=FC
374 ZFMIN1,ZFMIN2=FMIN
375 C OBLICZENIE KIERUNKU POSZUKIWAN
376 GO TO 65
377 C METODA NEWTON'A
378 254 DO 251 I=1,LXM
379 251 H(I,LXM+1)=-GR1(I)
380 MOS=0
381 DO 310 I=1,LXM
382 GRO(I)=GR1(I)
383 DO 310 J=1,LXM
384 310 H1(I,J)=H(I,J)
385 WRITE(2,2002)
386 2002 FORMAT(10X,'HESSIAN FUNKCJI CELU:')
387 DO 3000 I=1,LXM
388 3000 WRITE(2,2000)(H(I,J),J=1,LXM+1)
389 CALL SOLVH(D0)
390 IF(MOS.EQ.1)GO TO 255
391 WRITE(2,2000)(D0(I),I=1,LXM)
392 R1,R2,R=0
393 DO 256 I=1,LXM
394 R1=R1+D0(I)*D0(I)
395 R2=R2+GRO(I)*GRO(I)
396 256 R=R+D0(I)*GRO(I)
397 R=R/SQRT(R1+R2)
398 IF(R.GT.-.05)GO TO 257

```

wiersz 345 transformacja przestrzeni parametrów
wiersze 349, ..., 362 modyfikacja wartości granicznych para-
metrów optymalizowanych
wiersze 378, ..., 432 metoda optymalizacyjna Newton'a

```

399 EPSOPT=0
400 ITO=ITO+1
401 R=0
402 DO 252 I=1,LXM
403 GMX=1/KOND(I,1)
404 GMN=1/KOND(I,2)
405 GI=KON(X(I))
406 WPXMIN(I),WPX1(I)=WPX1(I)+D0(I)
407 R=R+D0(I)*D0(I)
408 KON(X(I))=(GMX+GMN)/2+((GMX-GMN)/PI)*ATAN(WPXMIN(I))
409 GR1(I),GRC(I)=0
410 DO 253 J=1,LXM
411 253 HC(I,J),H(I,J)=0
412 252 EPSOPT=EPSOPT+ABS(D0(I))
413 R=SQRT(R)
414 WRITE(2,2026)ITO, EPSOPT, FC, CX
415 2026 FORMAT(/10X, 'NUMER ITERACJI ', I2, ' BLAD=', 1PE13.6, ' FC=', 1PE12.5,
416 * 'CX=', 1PF12.5)
417 IF(EPSOPT.LE.EPS0)GO TO 80
418 IF(IW1.EQ.1)GO TO 83
419 CX, FC=0
420 ZFMIN2=ZFMIN1
421 ZFMIN1=FMIN
422 CALL ANALIZA(N,U0,WPXMIN,0,876)
423 FMIN=FC
424 PRZYROST=ABS(ZFMIN2-ZFMIN1)+ABS(ZFMIN1-FMIN)
425 IF(PRZYROST.LE.1.E-1.AND.ITO.GE.2)IW1=1
426 IF(ITO.LE.ITMAX)GO TO 254
427 IF(IW1.EQ.1)GO TO 104
428 IW=1
429 ITMAX=ITMAX+5
430 EPS0=5*EPS0
431 WRITE(2,2011),ITMAX, EPS0
432 GO TO 254
433 C MODYFIKACJA MACIERZY H PRZEZ DODANIE DO ELEMENTOW
434 C DIAGONALNYCH JEJ SLADU
435 257 WRITE(2,2042)
436 2042 FORMAT(/10X, 'MODYFIKACJA MACIERZY H'//)
437 SLAD=0
438 DO 258 I=1,LXM
439 258 SLAD=SLAD+ABS(H1(I,I))
440 DO 259 I=1,LXM
441 GR1(I)=GRC(I)
442 DO 259 J=1,LXM
443 H(I,J)=H1(I,J)
444 IF(I.EQ.J)H(I,I)=H(I,I)+SLAD
445 259 CONTINUE
446 GO TO 254
447 255 WRITE(2,2027)
448 2027 FORMAT(/10X,100(1H*)//15X, 'MACIERZ [H] JEST NIEOZNACZONA')
449 GO TO 72
450 104 WRITE(2,2017)
451 2017 FORMAT(/10X,100(1H*)//15X,
452 * 'PRZEKROCZONA MAKSYMALNA LICZBA ITERACJI.')
453 GO TO 72
454 C OKRESLENIE PUNKTU STARTOWEGO
455 210 WRITE(2,2050)FC, CX
456 2050 FORMAT(/10X, 'PUNKT STARTOWY LEZY POZA ZBIOREM',

```

```

457 *' ROZWIAZAN DOPUSZCZALNYCH'///10X,
458 *' WARTOSC FUNKCJI CELU FC = ',1PE14.5///10X,
459 *' WARTOSC FUNKCJI OGRANICZEN CX = ',1PE14.5///)
460 III1=0
461 OPT=2
462 CALL PUNKTX0(IA,N,UO,WPX1,&212,&76,&102,&255)
463 OPT=1
464 LIM1=0
465 LIMY=LXM
466 DO 504 I=1,LXM
467 GMN=1/KOND(I,2)
468 GMX=1/KOND(I,1)
469 IF(KIERUNEK(I).GT.0)GO TO 500
470 IF(KIERUNEK(I).LT.0)GO TO 502
471 LIMX=LIMX-1
472 504 CONTINUE
473 IF(LIM1.LT.LIMX)GO TO 212
474 TESTOGR=TRUE.
475 WRITE(2,2025)
476 2025 FORMAT(100(1H*)//15X,'PARAMETRY OPTYMALIZOWANE OSAGNEFY,
477 *' SWF WARTOSCI GRANICZNE'//15X,'W PROCESIE POSZUKIWANIA',
478 *' PUNKTU STARTOWEGO')
479 IPLOT=2
480 GO TO 84
481 500 KON(X(I))=KON(X(I))/1.5
482 IF(KON(X(I)).GT.GMN)GO TO 504
483 KON(X(I))=1.01*GMN
484 LIM1=LIM1+1
485 GO TO 504
486 502 KON(X(I))=KON(X(I))*1.5
487 IF(KON(X(I)).LT.GMX)GO TO 504
488 KON(X(I))=.99*GMX
489 LIM1=LIM1+1
490 GO TO 504
491 C METODA FIETCHERA-POWELLA-DAVIDONA
492 65 DO 62 I=1,LXM
493 DO 62 J=1,LXM
494 IF(I.NE.Q.J)GO TO 63
495 H1(I,J)=0
496 GO TO 62
497 63 H1(I,I)=1
498 62 CONTINUE
499 ITL=0
500 90 DO 64 I=1,LXM
501 DO(I)=0
502 DO 64 J=1,LXM
503 64 DO(I)=DO(I)-H1(I,J)*GR1(J)
504 C ORLICZENIE BLEDU APROKSYMACJI I SPRAWDZENIE WAPUNKU TW WOLFEA
505 EPSOPT,R,R1,R2=0
506 DO 66 I=1,LXM
507 R1=R1+DO(I)*GR1(I)
508 R2=R2+GR1(I)*GR1(I)
509 66 R=R+DO(I)*DO(I)
510 R2=SQRT(R2)
511 R=SQRT(R)
512 IF(-R1.LT.0.1*R*R2)GO TO 111
513 WRITE(2,2026)ITO,R,FC,CX
514 168 IF(R.NE.EPSOPT AND ITL.EQ.LXM)GO TO 80

```



```

515 C KRYTERIUM PRZELACZANIA METOD OPTYMALIZACYJNYCH
516 IF (LIM.EQ.0) HA=1.
517 ES=(FM/HA)*CX
518 IF(((PRZYROST.LE.1E-1).AND.(ITL.EQ.LXM)).
519 *AND.(FC.GE.ES))GO TO 103
520 IF (ITL.EQ.LXM)GO TO 65
521 FO=FC
522 C OBLICZENIE POCHODNEJ KIERUNKOWEJ
523 FO1=0
524 DO 75 I=1,LXM
525 75 FO1=FO1+GR1(I)*DO(I)
526 FO1=FO1/R
527 ZFMIN2=ZFMIN1
528 ZFMIN1=FMIN
529 ITO=ITO+1
530 C MINIMALIZACJA KIERUNKOWA
531 CALL MIN(FO,FO1,WPX1,DO,R,ALOPT,WPXMIN,UO,N,ITL,876,872,880)
532 IF (LXM.EQ.1)GO TO 70
533 C APROKSYMACJA MACIERZY H-1 DLA LICZBY ZMIENNYCH
534 C OPTYMALIZOWANYCH WIEKSZEJ OD JEDNOSCI
535 91 DO 67 I=1,LXM
536 SO(I)=ALOPT*DO(I)/R
537 67 PGR0(I)=GR1(I)-GR0(I)
538 DO 68 I=1,LXM
539 PGR1(I)=0
540 PGR2(I)=0
541 DO 68 J=1,LXM
542 PGR2(I)=PGR0(J)*H1(J,I)+PGR2(I)
543 68 PGR1(I)=PGR1(I)+H1(I,J)*PGR2(J)
544 ILS1,ILS2=0
545 DO 70 I=1,LXM
546 ILS1=ILS1+SO(I)+PGR0(I)
547 70 ILS2=ILS2+PGR0(I)*PGR1(I)
548 DO 110 I=1,LXM
549 VK(I)=SO(I)/ILS1
550 DO 110 J=1,LXM
551 110 VK(I)=VK(I)-H1(I,J)*PGR0(J)/ILS2
552 DO 69 I=1,LXM
553 DO 69 J=1,LXM
554 A1=SO(J)*SO(I)
555 B1=PGR1(I)*PGR2(J)
556 C1=ILS2*VK(I)*VK(J)
557 H1(I,J)=H1(I,J)+A1/ILS1-B1/ILS2
558 69 FMIN=FC
559 70 PRZYROST=ABS((ZFMIN2-ZFMIN1)/ZFMIN1)+ABS((ZFMIN1-FMIN)/FMIN)
560 ITL=ITL+1
561 2000 FORMAT(/10X,21(E15.5,2X))
562 2001 FORMAT(/10X,F15.5,5X,E15.5)
563 IF (ITO.LE.ITMAX)GO TO 71
564 IF (IW.EQ.1)GO TO 72
565 EPS0=5*EPS0
566 IW=1
567 ITMAX=ITMAX+10
568 WRITE(2,2011)ITMAX,EPS0
569 2011 FORMAT(/10X,100(1H*)/15X,1MAKSYMALNA LICZBA ITERACJI=1,12/
570 *15X,1ZWIEKSZONY PIECIOKROTNIE BŁĄD APROKSYMACJI=1,1PF11.3)
571 DO 73 I=1,LXM
572 73

```

wiersze 464, ..., 490 pierwszy algorytm wyboru punktu startowego
wiersze 491, ..., 583 metoda optymalizacyjna Fletcher-RPowell'a
wiersze 516, ..., 519 kryterium przekazania metod optymalizacyjnych

```

573 73   GRC(I)=GR1(I)
574     GO TO 90
575 C   ZMIANA MACIERZY H1 POPRZEZ DODANIE DO ELEMENTOM NA
576 C   PRZEKATNEJ JEJ SLADU POMNOZONEGO PRZEZ STALA 0.1.
577 111   SLAD=0.
578     DO 112 I=1,LXM
579 112   SLAD=SLAD+ABS(H1(I,I))
580     DO 113 I=1,LXM
581 113   H1(I,I)=H1(I,I)+0.1*SLAD
582     GO TO 90
583 103   RGF, RG CX=0
584     DO 77 I=1,LXM
585 C   ZMIANA PRZEDZIALU ZMIENNOSCI PARAMETROW
586     GMX=1.5*KON(X(I))
587     GMN=0.5*KON(X(I))
588     IF(GMX.GT.(1/KOND(I,1)))GMX=1/KOND(I,1)
589     IF(GMN.LT.(1/KOND(I,2)))GMN=1/KOND(I,2)
590     KOND(I,1)=1/GMX
591     KOND(I,2)=1/GMN
592     RG CX=RG CX+GRC(I)*GRC(I)
593 77     RGF=RGF+GR1(I)*GR1(I)
594     RG CX=SQRT(RG CX)
595     RGF=SQRT(RGF)
596 C   PRZEACZENIE METOD OBLICZENIOWYCH
597     IF(LIM.EQ.0)WRITE(2,2009)ITO,FC
598 2009  FORMAT(10X,100(1H*)/15X,'PRZJSCIE DO METODY NEWTONA NASTAPOEO PD
599 * ,12, ITERACJACH /15X, WARTOSC FUNKCJI CELU FC=',1PE11.3)
600     OPT=2
601     ES=1.
602     ER=0
603     IPLOT=2
604     WRITE(2,2032)
605     DO 88 I=1,LXM
606     W=1./KON(ZX(I))
607 88     WRITE(2,2033)ZX(I),W
608 C   ELIMINACJA ZMIENNYCH NIE WPLYWAJACYCH NA WARTOSC FUNKCJI CELU
609     I1=0
610     DO 114 I=1,LXM
611     IF(ABS(GR1(I)).LT.((1.E-9)*RGF))GO TO 114
612     I1=I1+1
613     X(I1)=X(I)
614     KOND(I1,1)=KOND(I,1)
615     KOND(I1,2)=KOND(I,2)
616 114   CONTINUE
617     LXM1=LXM
618     LXM=I1
619     IF(LIM.EQ.0)GO TO 212
620 201   ER=EM/HA
621     ES=(FC-(FR*CX))/FCO
622 202   WRITE(2,2010)ITO,FC,CX,ER,ES,RGF,RG CX,FCO
623 2010  FORMAT(10X,100(1H*)/15X,'PRZEJSCIE DO METODY',
624 * , NEWTONA NASTAPOEO PO ,12, ITERACJACH , /15X, WARTOSC , ,
625 * , FUNKCJI CELU ',1PE12.5/15X,'WARTOSC FUNKCJI OGRANICZEN ',
626 * ,1PE12.5,'WSPOLCZYNNIK FUNKCJI KARY ',1PE12.5/15X,
627 * , WSPOLCZYNNIK FUNKCJI CELU S=',1PE12.5/15X,
628 * , RGF=',1PE12.5,3X,'RG CX=',1PE12.5,3X,'FCO=',1PE12.5//
629 * ,10X,100(1H*))
630     GO TO 212

```

```

631 76 WRITE(2,2029)
632 2029 FORMAT(10X,100(1H*))//15X,'BRAK ZBIEZNOSCI PROCEDURY NEWTONA-',
633 *'OPTIMALIZACJA PRZERWANA'//)
634 72 WRITE(2,2030)FC,ITO
635 IF(LIM.NF.0)WRITE(2,2015)CX
636 2030 FORMAT(10X,'OTRZYMANA WARTOSC FUNKCJI CELU ',1PE12.5/
637 *10X,'ILOSC ITERACJI ',I2)
638 IPLOT=2
639 GO TO 84
640 60 IF(LIM.NF.0)TESTOGR=TRUE
641 CALL ANALIZA(N,UO,WPXMIN,IPLOT,878)
642 78 WRITE(2,2031)
643 2031 FORMAT(//15X,'##### K O N I E C O B L I C Z E N ',
644 *'#####'//10X,100(1H*))
645 STOP
646 102 WRITE(2,2021)
647 2021 FORMAT(10X,100(1H*))//10X,'BRAK ZBIEZNOSCI PROCEDURY ',
648 *'AUTOMATYCZNEGO WYBORU PUNKTU STARTOWEGO')
649 ISTOP1=1
650 IPLOT=2
651 GO TO 84
652 80 WRITE(2,2037)ITO,FC
653 IF(LIM.NF.0)WRITE(2,2015)CX
654 IPLOT=2
655 GO TO 84
656 2037 FORMAT(10X,100(1H*))//10X,'MINIMUM FUNKCJI CELU ZNALEZIONO PO',
657 *I2,' ITERACJACH'/10X,'WARTOSC FUNKCJI CELU ',1PE12.5)
658 2015 FORMAT(/10X,'WARTOSC FUNKCJI OGRANICZAJACEJ CX=',1PE11.3)
659 84 WRITE(2,2032)
660 2032 FORMAT(15X,'WEKTOR OPTIMALIZOWANYCH PARAMETROW'//
661 *10X,'POZYCJA NA LISCIE DANYCH R[KOHM]')
662 DO 81 I=1,LXM1
663 W=1/KON(2X(I))
664 81 WRITE(2,2033)ZX(I),W
665 2033 FORMAT(18X,I2,17X,1PE10.3)
666 OPT=0
667 IPLOT=2
668 WRITE(2,2036)
669 GO TO 60
670 83 WRITE(2,2034)
671 WRITE(2,2035)FC,ITO
672 IF(LIM.NF.0)WRITE(2,2015)CX
673 2035 FORMAT(10X,'PRZYROST FUNKCJI CELU <=0.1 WARTOSC F.CELU=',
674 *1PE12.5/10X,'LICZBA WYKONANYCH ITERACJI ',I2)
675 IPLOT=2
676 GO TO 84
677 2034 FORMAT(10X,100(1H*))
678 2036 FORMAT(10X,100(1H*))//15X,'OTRZYMANE CHARAKTERYSTYKI UKLADU ',
679 *'ORAZ POTENCJARY WZROSTU'//)
680 END

```

```

681 SUBROUTINE MIN(F0,F01,WPX1,DO,NORMADO,ALOPT,WM,U0,N,ITL,*,*,*)
682 INTEGER PAR(5,8)
683 REAL CHAR(50,2),WM(20),Y(5,4),PARY(5,2)
684 INTEGER KONW(30,2),ZPNW(10,2),KLP(5),X(20)
685 REAL KON(30),ZPN(10,2),U0(30),GR(20),DO(20),WPX1(20),
686 1 POT,WAG(5),CEL(5,10,2),H(20,21),NORMADO,TRA(20,4),DIO(50,2)
687 REAL GRC(20),WAGX(5,9),H1(20,20),HC(20,20),KOND(20,2)
688 LOGICAL IT,KONT,FIND,ERR
689 COMMON/AR/LK,LZN,KOHU,ZPNW/BB/KON,ZPN
690 COMMON/NR/WAGX,POT,WAG,CEL,GR,KLP,F1/LB/LXM,X,H
691 COMMON/OR/NOPT,PAR/MB/CHAR,Y,PARY/FPD/H1
692 COMMON/LIMBA/GRC,HC,CX,PG,FCCO
693 COMMON/LIMB/TRA,DIO,KOND,LIM,HA,EPS,EM,ES,ER
694 PI=3.1415926535897932385
695 ERR=.FALSE.
696 23 FIND=.FALSE.
697 LOB=0
698 LOBM=50
699 KONT=.TRUE.
700 IT=.FALSE.
701 ALO,ZAL1,CAL1,ZF1,ZF11,F11,CF1,TF1=0.
702 A1=2
703 F00=F0
704 F001=F01
705 EPS1=1.E-3
706 EPS2=1.E-1
707 LICZ2,LICZ1,LICZ=0
708 IF(F01.GT.0)GO TO 16
709 IF(-F01.LT.10*EPS1)EPS1=-F01/10
710 FM=.5*F0
711 P=(FM-F0)/F01
712 R=(F0-FM)/A1
713 AL1=AMIN1(P,R,A1,A1/NORMADO)
714 1 CONTINUE
715 11 LOB=LOB+1
716 100 IF(ERR)WRITE(2,100)AL1
717 100 FORMAT(10X,'AL1=',1PE13.4)
718 DO 2 I=1,LXM
719 WM(I)=WPX1(I)+AL1*DO(I)/NORMADO
720 GMX=1/KOND(I,1)
721 GMN=1/KOND(I,2)
722 KON(X(I))=(GMN+GMX)/2+((GMX-GMN)/PI)*ATAN(WM(I))
723 DO 2 J=1,LXM
724 2 HC(I,J),H(I,J)=0
725 CX,F1=0
726 DO 6 I=1,LXM
727 6 GRC(I),GR(I)=0
728 CALL ANALIZA(N,U0,WM,0,21)
729 ALOPT=AL1
730 F11=0
731 DO 4 I=1,LXM
732 4 F11=F11+GR(I)*DO(I)/NORMADO
733 IF(.NOT.ERR)GO TO 22
734 WRITE(2,101)F0,F01,A10,F1,F11,AL1,ZF1,ZF11,ZAL1,CF1,CAL1,CX
735 101 FORMAT(10X,'F0=',1PE13.4,' F01=',1PE14.4,' ALO=',1PE14.4/
736 *10X,' F1=',1PE14.4,' F11=',1PE14.4,' AL1=',1PE14.4/
737 *10X,' ZF1=',1PE14.4,' ZF11=',1PE14.4,' ZAL1=',1PE14.4/
738 *10X,' CF1=',1PE14.4,' CAL1=',1PE14.4,' Cy=',1PE14.4)

```

```

739 WRITE(2,102)(KON(X(I)), I=1,LXM)
740 102 FORMAT(10X,'PARAMETRY OPTIMALIZOWANE'/10X,20(1PE14.4,1X))
741 22 IF(F1.GE.F0)GO TO 12
742 IF(ABS(F11).LE.EPS1)GO TO 17
743 IF(LXM.EQ.1)GO TO 12
744 C SPRAWDZFNIE WARUNKOW TESTU DWUSKOSNEGO
745 IF(((F0-F1).GE.-EPS2*AL1+F001).AND.
746 *((F00-F1).LE.(EPS2-1)*AL1+F001))GO TO 17
747 IF(F1.LE.EPS2)RETURN 3
748 12 IF(LOB.GE.LOBM)GO TO 10
749 IF(F11.GT.0)GO TO 7
750 IF(F1.GT.F0.AND.ABS((F1-F0)/F1).GT.1E-4)GO TO 13
751 IF(KONT)GO TO 14
752 F0=F1
753 F01=F11
754 ALO=AL1
755 IF(IT)GO TO 15
756 IF(LICZ2.GE.5)FIND=.TRUE.
757 LICZ2=0
758 LICZ1=LICZ1+1
759 F1=ZF1
760 F11=ZF11
761 AL1=7AL1
762 CF1=4
763 GO TO 8
764 7 KONT=.FALSE.
765 FIND=.TRUE.
766 LICZ1=0
767 LICZ2=LICZ2+1
768 IF(LICZ2.GE.5)FIND=.FALSE.
769 IT=.FALSE.
770 ZAL1=AL1
771 ZF1=F1
772 ZF11=F11
773 CF1=1
774 8 IF((F1.GT.10*F0.OR.F11.GT.50*ABS(F01)).AND.F11.GT.0.25)GO TO 5
775 IF(LICZ1.GE.5.OR.LICZ2.GE.5)GO TO 5
776 C TEST RODZAJU INTERPOLACJI
777 IF(LICZ.FQ.0)GO TO 24
778 IF(ABS(F11/F01).GT.2.OR.ABS(F11/F01).LT.0.5)GO TO 3
779 IF((F1/F0).GT.2.OR.(F1/F0).LT.0.5)GO TO 3
780 C INTERPOLACJA SZESCIENNA NA PUNKTACH (ALO,F0,F01,AL1,F1,F11)
781 24 AL1=AL1-ALO
782 LICZ=1
783 G2=F11-F01
784 G1=F1-F0
785 A2=(2*F01+G2)/(AL1*AL1)-2*G1/(AL1**3)
786 B2=(G2-3*(AL1**2)*A2)/(2*AL1)
787 IF(ABS((A2/B2)*AL1).LE.1E-6)GO TO 9
788 B3=SQRT((B2**2)-3*A2*F01)
789 AL1X1=(B3-B2)/(3*A2)
790 AL1X2=(-B3-B2)/(3*A2)
791 AL1X=AMAX1(AL1X1,AL1X2)
792 IF(A2.LT.0)AL1X=AMIN1(AL1X1,AL1X2)
793 AL1=AL1X+ALO
794 GO TO 1
795 C INTERPOLACJA KWADRATOWA
796 9 AL1=-F01/(2*B2)+ALO

```

```

797 GO TO 1
798 5 ALX=.3*AL1+.7*ALO
799 IF(FIND)ALX=.7*AL1+.3*ALO
800 AL1=ALX
801 CF1=6
802 GO TO 1
803 C INTERPOLACJA ZERA POCHODNEJ
804 3 AL1=(ABS(F01)*AL1+F11*ALO)/(F11+ABS(F01))
805 FIND=.TRUE.
806 LICZ=0
807 CF1=7
808 GO TO 1
809 13 IT=.TRUE.
810 CF1=2
811 CAL1=AL1
812 GO TO 5
813 14 IF(IT)GO TO 15
814 F0=F1
815 F01=F11
816 ALO=AL1
817 AL1=3.*AL1
818 CF1=3
819 GO TO 1
820 15 F0=F1
821 F01=F11
822 ALO=AL1
823 AL1=.6*CAL1+.4*ALO
824 CF1=5
825 GO TO 1
826 16 WRITE(2,103)
827 103 FORMAT(10X,'FUNKCJA CELU JEST NIEMALEJACA')
828 RETURN2
829 17 DO 18 I=1,LXM
830 18 WPX1(I)=WM(I)
831 RETURN
832 19 WRITE(2,104)
833 104 FORMAT(10X,'Z&A ZBIEZNOSC MINIMALIZACJI KIERUNKOWEJ-WYNIKI',
834 *' TESTOWF'//)
835 21 RETURN1
836 END

```

```

0338 SUBROUTINE PUNKTX0(WX0,WX1,EPSCX,U0,N,*,*,*)
0339 INTEGER X(20)
0340 REAL KON(30),KONR(30),ZPN(10,2),H(20,21),HC(20,20),GRC(20),DO(20),
0341 *WX0(20),WX1(20),U0(30),TRA(20,4),DIO(50,2),KOND(20,2)
0342 LOGICAL MCX
0343 COMMON/BB/KON,ZPN/LB/LXM,X,H/AB1/KONR/PX0/MCX
0344 COMMON/LOMBA/GRC,HC,CX,RG,FCO/LIMR/TRA,DIO,KOND,LIM,HA,EPS,
0345 *EM,ES,ER
0346 MCX=.TRUE.
0347 C METODA NAJSZYBSZEGO SPADKU.MAKSYMALNA LICZBA ITERACJI 20.
0348 IT=0
0349 2 CO1,R=0.
0350 DO 1 I=1,LXM
0351 DO(I)=-GRC(I)
0352 R=R+DO(I)*DO(I)
0353 1 CO1=CO1+DO(I)*GRC(I)
0354 R=SQRT(R)
0355 CO1=CO1/R
0356 CO=CX
0357 IT=IT+1
0358 CALL MIN(CO,CO1,WX0,WX1,U0,N,&5,&6,&3)
0359 IF(CX.LE.EPSCX)GO TO 3
0360 IF(IT.LE.20)GO TO 2
0361 6 RETURN 2
0362 3 WRITE(2,100)
0363 100 FORMAT(///10X,'WEKTOR STARTOWY PARAMETROW OPTYMALIZOWANYCH'//,
0364 *15X,'ZADANY',10X,'OBLICZONY'//)
0365 DO 4 I=1,LXM
0366 W=1./KON(X(I))
0367 4 WRITE(2,101)X(I),KONR(X(I)),W
0368 101 FORMAT(6X,'R',I2,'=',2(1PE10.3,1X),'[KOHM]')
0369 MCX=.FALSE.
0370 RETURN 1
0371 5 RETURN 3
0372 END

```

drugi algorytm obliczania punktu startowego, wykorzystujący metodę najszyszego spadku.

obliczanie wartości funkcji celu,
 jej gradientu i hessiana/ładźce
 GR i H oraz HIO/Transformacja przes-
 trzeni parametrów optymalizowanych.
 Transformacja charakterystyk/TP/.

```

944 SUBROUTINE POCHODNA(NOC,KP,N,WX,U1)
945 INTEGER KONW(30,2),PAR(5,8),ZPNW(10,2)
946 INTEGER X(20),SFN,KLP(5),W1,DIODAK(50,2)
947 INTEGER ZENDAK(10,2),PO
948 REAL ZEN(10,7),WAGX(5,9),WX(20),KOND(20,2)
949 REAL KON(30),DGX(20,2),ZPN(10,2)
950 REAL G1(30,31),GRC(20),HC(20,20),TRA(20,4),DIO(50,2)
951 INTEGER P,S,OPT
952 REAL P2(20,2),P3(20,20),H(20,21)
953 REAL H10(20,20),POT,WAG(5),CHAR(50,2),
954 1 CEL(5,10,2),GR(20),POCH(20),Y(5,4),PARY(5,2),U1(30)
955 LOGICAL START,NFC,TEST,TEST1,TESTOGR,START1
956 COMMON/TFSTB/TEST/TESTB1/TESTOGR/ZENB/LDZ,ZENDAK,ZEN
957 COMMON/AB/LK,LZN,KONW,ZPNW/LB/LXM,X,H
958 COMMON/XB/OPT/LIMB/TRA,DIO,KOND,LIM,HA,EPS,EM,ES,R
959 COMMON/BR/KON,ZPN/DB/LD,DIODAK
960 COMMON/GB/G1/LIMDA/GRC,HC,CX,GRF,F
961 COMMON/OB/NOPT,PAR/LOG/START/LOG1/START1
962 COMMON/NB/WAGX,POT,WAG,CEL,GR,KLP,FC
963 COMMON/MB/CHAR,Y,PARY/NOUA/A0,B0,NFC
964 IF(TESTOGR)CALL OGRANICZENIA(U1,WX,N)
965 IF(TFSTOGR)RETURN
966 IF(LXM.EQ.0)RETURN
967 IF(OPT.EQ.0)RETURN
968 IF(START1)CALL OGRANICZENIA(U1,WX,N)
969 IF(START1)RETURN
970 TEST1=.TRUE.
971 IF(TEST)TEST1=.FALSE.
972 IF(TEST1)GO TO 300
973 WRITE(2,100)
974 100 FORMAT(100(1H*))//10X.,SUB. POCHODNA,,//100(1H*))
975 300 PI=3.14159265358897932385
976 C OBLICZENIE BLEDU APROKSYMACJI
977 KCM=KLP,NOC)
978 W=WAG(NOC)
979 PO=IFIX(POT)
980 LP=PAR(NOC,7)
981 IF(KCM.EQ.1)GO TO 11
982 KC=2
983 X1=CFI(NOC,1,2)
984 Y1=CFI(NOC,1,1)
985 3 XK=CHAR(KP,2)
986 X2=CFI(NOC,KC,2)
987 Y2=CFI(NOC,KC,1)
988 IF(XK.LE.X2)GO TO 5
989 IF(KC.LT.KCM)GO TO 4
990 5 IF(XK.EQ.X2)GO TO 7
991 IF(XK.EQ.X1)GO TO 6
992 YK=Y1+((XK-X1)/(X2-X1))*(Y2-Y1)
993 IF(NFC)YK=SQRT((XK-A0)**2+(YK-B0)**2)
994 GO TO 8
995 4 X1=X2
996 Y1=Y2
997 KC=KC+1
998 GO TO 3
999 6 YK=Y1
1000 IF(NFC)YK=SQRT((XK-A0)**2+(YK-B0)**2)
1001 GO TO 8
    
```



```

1002 11 Y2=CFL(NOC,KP,1)
1003 7 YK=Y2
1004 IF(NFC)YK=SQRT((XK-A0)**2+(YK-B0)**2)
1005 8 ER,YKR=CHAR(KP,1)
1006 C OBLICZENIE WSPOLCZYNNIKA WAGI
1007 WIJ=1
1008 IF(KCM.GT.2)WIJ=WAGX(NOC,KC-1)
1009 W=W*WIJ
1010 IF(NFC,ER=SQRT((XK-A0)**2+(YKR-B0)**2),
1011 DX=XK-A0
1012 DY=YKR-B0
1013 A=YK-ER
1014 BAF=A**PO
1015 DBAF=A**(PO-1)
1016 C OBLICZENIE FUNKCJI CELU DLA NOC-EJ CH-KI I CALEJ FUNKCJI CELU
1017 FC=FC+W*BAF
1018 C OBLICZENIE DUWY/DG
1019 9 L=PAR(NOC,3)
1020 S=PAR(NOC,4)
1021 CALL ELA(L,S,P2,P3,POCH,U1,855)
1022 IF(LD+LD7.NE.0)GO TO 61
1023 DO 53 J=1,LXM
1024 DO 53 I=1,LXM
1025 53 H10(J,I)=P2(J,1)*P2(I,2)*P3(J,I)+
1026 1 P2(I,1)*P2(J,2)*P3(I,J)
1027 IF(NFC)GO TO 20
1028 GO TO 55
1029 61 L1=PAR(NOC,3)
1030 L2=PAR(NOC,4)
1031 CALL HESS(L1,L2,H10,P2,P3,U1,N,NOC)
1032 C OBLICZENIE HESSIANU PRADU WYJSCIOWEGO
1033 IF(PAR(NOC,6).EQ.1)GO TO 49
1034 NU=PAR(NOC,8)
1035 DO 48 K=1,LXM
1036 DO 48 LX=1,LXM
1037 H10(K,LX)=H10(K,LX)*KON(NU)
1038 IF(K.EQ.LX.AND.NU.EQ.X(K))H10(K,LX)=H10(K,LX)+POCH(K)+POCH(LX)
1039 48 CONTINUE
1040 49 IF(NFC)GO TO 20
1041 C OBLICZENIE GRADIENTU FUNKCJI CELU
1042 55 DO 17 LX=1,LXM
1043 GMX=1/KOND(LX,1)
1044 GMN=1/KOND(LX,2)
1045 DGX(LX,1)=(GMX-GMN)/PI/(1+(WX(LX)**2))
1046 DGX(LX,2)=-2*DGX(LX,1)*UX(LX)/(1+(WX(LX)**2))
1047 C OBLICZENIE GRADIENTU PRADU WYJSCIOWEGO
1048 IF(PAR(NOC,6).EQ.1)GO TO 47
1049 NU=PAR(NOC,8)
1050 POCH(LX)=POCH(LX)*KON(NU)
1051 IF(NU.EQ.X(LX))POCH(LX)=POCH(LX)+CHAR(KP,1)/KON(NU)
1052 47 DVX=POCH(LX)
1053 IF(NFC)DVX=DY*DVX/ER
1054 17 GR(LX)=GR(LX)-DBAF*W*PO*DVX
1055 IF(TEST1)GO TO 302
1056 WRITE(2,101)
1057 101 FORMAT(10X,'TABLICA DGX(I,J)')
1058 DO 200 I=1,LXM
1059 200 WRITE(2,102)DGX(I,1),DGX(I,2)

```

```

1060 107 FORMAT(10X,20(1PE12.5,2X))
1061 307 IF(LIM.NF.0)CALL OGRANICZENIA(U1,WX,N)
1062 IF(OPT.EQ.1)GO TO 56
1063 C OBLICZENIE HESSIANU FUNKCJI CELU
1064 IF(NFC)GO TO 51
1065 GO TO 52
1066 51 DO 50 I=1,LXM
1067 50 POCH(I)=DY*POCH(I)/ER
1068 52 DO 54 J=1,LXM
1069 DO 54 I=1,LXM
1070 54 H(J,I)=H(J,I)+PO*W*(PO-1)*(A**(PO-2))*POCH(J)*POCH(I)-
1071 1PO*W*DBAF*H10(J,I)
1072 IF(NOC.NF.NOPT.OR.LP.NE.KP)RETURN
1073 IF(TFST1)GO TO 303
1074 WRITE(2,103)
1075 103 FORMAT(10X,'TABLICA H(I,J) PRZED TRANSFORMACJA')
1076 DO 201 I=1,LXM
1077 201 WRITE(2,102)(H(I,J),J=1,LXM)
1078 303 PO1=1/POT
1079 DO 58 J=1,LXM
1080 DO 58 I=1,LXM
1081 IF(NOPT.EQ.1.AND.LP.EQ.1)H(J,I)=H(J,I)*DGX(I,1)*DGX(J,1)
1082 IF(NOPT.FQ.1.AND.LP.FQ.1)GO TO 58
1083 H(J,I)=(PO1*(PO1-1)*(FC**(PO1-2))*GR(J)*GR(I)+
1084 1H(J,I)*(FC**(PO1-1))*PO1)*DGX(I,1)*DGX(J,1)
1085 58 CONTINUE
1086 DO 60 I=1,LXM
1087 IF(NOPT.NE.1.OR.LP.NE.1)GR(I)=GR(I)*PO1*(FC**(PO1-1))
1088 H(I,I)=H(I,I)+GR(I)*DGX(I,2)
1089 GR(I)=GR(I)*DGX(I,1)
1090 60 CONTINUE
1091 IF(TFST1)GO TO 304
1092 WRITE(2,104)
1093 104 FORMAT(10X,'TABLICA H(I,J) PO TRANSFORMACJI')
1094 DO 202 I=1,LXM
1095 202 WRITE(2,102)(H(I,J),J=1,LXM)
1096 304 IF(NOPT.NE.1.OR.LP.NE.1)FC=FC**PO1
1097 IF(LIM.FQ.0)RETURN
1098 DO 1 J=1,LXM
1099 GR(J)=ES*GR(J)+R*GRC(J)*DGX(J,1)
1100 DO 1 I=1,LXM
1101 H(J,I)=ES*H(J,I)+R*HC(J,I)*DGX(I,1)*DGX(J,1)
1102 IF(I.EQ.J)H(I,I)=H(I,I)+R*DGX(I,2)*GRC(I)
1103 1 CONTINUE
1104 FC=ES*FC+R*CX
1105 RETURN
1106 20 DO 21 I=1,LXM
1107 DO 21 J=1,LXM
1108 21 H10(I,J)=(ER-DY)*(ER+DY)*POCH(J)*POCH(I)/ER**3+
1109 *DY/ER*H10(I,J)
1110 GO TO 55
1111 56 IF(NOC.NF.NOPT.OR.LP.NE.KP)RETURN
1112 IF(LIM.EQ.0)GO TO 13
1113 IF(CX.LE.HA*(1-EPS))GO TO 13
1114 IF(CX.GE.HA)GO TO 14
1115 KONT=1
1116 GO TO 15
1117 10 IF(CX.GE.HA*(1-EPS))RETURN

```

```

11118 13 KONT=0
11119 GO TO 15
11120 14 DO 16 I=1,LXM
11121 16 GR(I)=2*(CX-HA)*GRC(I)*DGX(I,1)
11122 FC=((CX-HA)**2)+EM
11123 RETURN
11124 15 PO1=1/POT(NOC)
11125 DO 57 I=1,LXM
11126 GRF=0
11127 GR(I)=GR(I)*DGX(I,1)
11128 IF(NOPT.NE.1.OR.LP.NE.1)GR(I)=GR(I)*(FC**(PO1-1))*PO1
11129 57 GRF=GRF+GR(I)*GR(I)
11130 GRF=SQRT(GRF)
11131 IF(NOPT.NE.1.OR.LP.NE.1)FC=FC**PO1
11132 F=FC
11133 IF(KONT.F.0)RETURN
11134 GA=-(CX**2)+2*CX*HA+HA*HA*(EPS*EPS-1)
11135 GA=GA/(HA*HA*EPS*EPS)
11136 DO 19 I=1,LXM
11137 19 GR(I)=GR(I)*(1-2*GA*GA+(GA**3))+(EM-FC)*(4-3*GA)*GA*2*((HA-CX)
11138 *(HA*HA*EPS*EPS))*GRC(I)*DGX(I,1)
11139 FC=FC+(EM-FC)*GA*GA*(2-GA)
11140 RETURN
11141 END

```

```

1142 SUBROUTINE OGRANICZENIA(U1, WX, N)
1143 INTEGER OPT, ZPSPW(20,4), DIODAK(50,2), ITRW(20), IDIW(50)
1144 INTEGER ZENDAK(10,2), KONW(30,2), ZPNW(10,2)
1145 INTEGER X(20)
1146 REAL WX(20), PR(30), KOND(20,2), H(20,21)
1147 REAL PIZ(10), KON(30), ZPIN(10,2), PRM(30), ZEN(10,7)
1148 REAL GRC(20), HC(20,20), DUCE(20), DUEB(20), PZUCE(20,2),
1149 * P3(20,20), P2UEB(20,2), UCE(20), UEB(20),
1150 * ICE(20), PCE(20), UD(50), PID(50), TRA(20,4), DIO(50,2),
1151 * DIS(50), DGA(50), DUGR(50), WM(50), DIOD(50,2), D1(50,2),
1152 * DTR(20,7), U1(30), DZUCE(20,20), DZUEB(20,20), DBP(20),
1153 * DBUCE(20), DBICE(20), DBUD(20), DBID(20), DRUEB(20)
1154 LOGICAL START, TEST, TESTOGR
1155 COMMON/LIMB/TRA, DIO, KON, LIM, HA, EPS, EM, ES, ER/ZENB/LD, ZENDAK, ZEN
1156 COMMON/LIMBA/GRC, HC, CX, DG, FCO/KB/DIOD, WM, DGA, DUGR, DIS
1157 COMMON/LOG/START/XB/OPT/PARAM/PCE, UCE, ICE, UD, PID, UEB, PIZ, PRM
1158 COMMON/DB/LD, DIODAK/HB/ITR, ZPSPW/IB/DTR
1159 COMMON/ER/D1/PRB/A/TESTR/TEST/TESTB1/TESTOGR
1160 COMMON/LB/LXM, X, H/AD/LK, LZN, KONU, ZPNW/BB/KON, ZPN
1161 C OBLICZENIE OGRANICZEN DLA TRANZYSTOROW
1162 IF (TESTOGR) TEST = .FALSE.
1163 IF (TESTOGR) WRITE(2,199)
1164 199 FORMAT(10X,100(1H*))//15X,'PARAMETRY UKLADU PODDANE '
1165 * 'OGRANICZENIA'//)
1166 IF (TEST) WRITE(2,200)
1167 200 FORMAT(100(1H*))//10X,'SUB. OGRANICZENIA',//100(1H*))
1168 WAG1, WAG2=1
1169 IF (LD-2*ITR.NE.0) WAG=LK/(LD-2.*ITR)
1170 IF (ITR.NE.0) WAG2=LK/(3.*ITR)
1171 IF (LDZ.NE.0) WAG1=1.*LK/LDZ
1172 IF (ITR.EQ.0) GO TO 40
1173 NU=LD-2*ITR-1
1174 DO 3 IT=1, ITR
1175 NU=NU+2
1176 ITRW(IT)=1
1177 IK=ZPSPW(IT,1)
1178 IB=ZPSPW(IT,2)
1179 IE=ZPSPW(IT,3)
1180 IF (IK.EQ.0) UCE(IT)=-U1(IE)
1181 IF (IF.EQ.0) UCE(IT)=U1(IK)
1182 IF (IK.NE.0 .AND. IE.NE.0) UCE(IT)=U1(IK)-U1(IE)
1183 IF (IF.EQ.0) UEB(IT)=U1(ID)
1184 IF (IB.EQ.0) UEB(IT)=-U1(IE)
1185 IF (IF.NE.0 .AND. IB.NE.0) UEB(IT)=U1(IB)-U1(IE)
1186 IF (ZPSPW(IT,4).EQ.0) GO TO 2
1187 UCE(IT)=-UCE(IT)
1188 UEB(IT)=-UEB(IT)
1189 2 ICE(IT)=DTR(IT,1)*DIS(NU)*(EXP(DGA(NU)*UEB(IT))-1)
1190 *-DIS(NU+1)*(EXP(-DGA(NU+1)*(UCE(IT)-
1191 *UEB(IT)))-1)
1192 IF (ICE(IT).LT.0) TRA(IT,3)=-ABS(TRA(IT,3))
1193 IF (UCE(IT).LT.0) TRA(IT,2)=-ABS(TRA(IT,2))
1194 PCE(IT)=ICE(IT)*UCE(IT)
1195 BP=A*(PCF(IT)/TRA(IT,1)-1)
1196 BUCE=A*(UCE(IT)/TRA(IT,2)-1)
1197 BICE=A*(ICE(IT)/TRA(IT,3)-1)
1198 BUEB=A*(UEB(IT)/TRA(IT,4)-1)
1199 CXT=0.

```

wiersze 1163, ..., 1399

obliczenie wartości funkcji ograniczającej CX,
obliczenie jej gradientu GFC i hessianu HC.

```

1200 IF(BP.GT.0)CXT=CXT+(BP**3)
1201 IF(BUCE.GT.0)CXT=CXT+(BUCE)**3
1202 IF(BICE.GT.0)CXT=CXT+(BICE)**3
1203 IF(BUEB.GT.0)CXT=CXT+(BUEB)**3
1204 IF(TFSTOGR)WRITE(2,100)PCE(IT),UCE(IT),ICE(IT),UEB(IT),CXT
1205 100 FORMAT(10X,'PCE=',E10.4,2X,'UCE=',E10.4,2X,'ICE=',E10.4,2X,
1206 *,'UEB=',E10.4,2X,'CXT=',E10.4)
1207 CX=CX+CXT*WAG2
1208 IF(CXT.EQ.0)ITRW(IT)=0
1209 3 CONTINUE
1210 C 40 OBLICZENIE OGRANICZEN DLA DIOD
1211 40 IF(LD-2*ITR.EQ.0)GO TO 6
1212 DO 4 ID=1,LD-2*ITR
1213 IDIW(ID)=1
1214 IA=DIODAK(ID,1)
1215 IK=DIODAK(ID,2)
1216 IF(IA.EQ.0)UD(ID)=-U1(IK)
1217 IF(IK.EQ.0)UD(ID)=U1(IA)
1218 IF(IA.NE.0.AND.IK.NE.0)UD(ID)=U1(IA)-U1(IK)
1219 BUD=A*(UD(ID)/DIO(ID,1)-1)
1220 PID(ID)=DIS(ID)*(EXP(DGA(ID)*UD(ID))-1)
1221 BID=A*(PID(ID)/DIO(ID,2)-1)
1222 CXD=0
1223 IF(BUD.GT.0)CXD=CXD+(BUD)**3
1224 IF(BID.GT.0)CXD=CXD+(BID)**3
1225 IF(TFSTOGR)WRITE(2,101)UD(ID),PID(ID),CXD
1226 101 FORMAT(10X,'UD=',E10.4,2X,'ID=',E10.4,19X,'CXD=',E10.5)
1227 CXD=CXD*WAG
1228 CX=CX+CXD
1229 IF(CXD.EQ.0)IDIW(ID)=0
1230 4 CONTINUE
1231 6 IF(LDZ.EQ.0)GO TO 5
1232 DO 1 I=1,LDZ
1233 IA=ZENDAK(I,1)
1234 IK=ZENDAK(I,2)
1235 IF(IA.EQ.0)UZ=-U1(IK)
1236 IF(IK.EQ.0)UZ=U1(IA)
1237 IF(IA.NE.0.AND.IK.NE.0)UZ=U1(IA)-U1(IK)
1238 IF(UZ.GT.ZEN(I,1))GO TO 1
1239 PIZ(I)=(UZ-ZFN(I,1))*ZEN(I,3)+ZEN(I,1)*ZEN(I,5)*ZEN(I,6)
1240 BIZ=A*(PIZ(I)/ZEN(I,7)-1)
1241 CXZ=0
1242 IF(BIZ.GT.0)CXZ=CXZ+(BIZ**3)
1243 IF(TFSTOGR)WRITE(2,102)UZ,PIZ(I),CXZ
1244 102 FORMAT(10X,'UZ=',E10.4,1X,'IZ=',E10.4,1X,'CXZ=',E10.4)
1245 CX=CXZ*WAG1+CX
1246 1 CONTINUE
1247 C 5 OBLICZENIE GRADIENTU OGRANICZEN DLA TRANZYSTOTOW
1248 5 IF(TFSTOGR)GO TO 31
1249 IF(ITR.EQ.0)GO TO 18
1250 IF(TFST)WRITE(2,201)
1251 201 FORMAT(10X,'TRANZYSTORY DUCE DUEB:')
1252 NU=LD-2*ITR-1
1253 DO 17 IT=1,ITR
1254 ZN=1
1255 NU=NU+2
1256 IF(ZPSPW(IT,4).EQ.1)ZN=-1
1257 IF(ITRW(IT).EQ.0)GO TO 15

```

```

1258 L1=ZPSPW(IT,1)
1259 L2=ZPSPW(IT,3)
1260 CALL ELA(L1,L2,P2UCE,P3,DUCE,U1,&7)
1261 7 L1=ZPSPW(IT,2)
1262 CALL ELA(L1,L2,P2UEB,P3,DUEB,U1,&9)
1263 9 BUEB=A*(UEB(IT)/TRA(IT,4)-1)
1264 BUCE=A*(UCE(IT)/TRA(IT,2)-1)
1265 BP=A*(PCF(IT)/TRA(IT,1)-1)
1266 BICE=A*(ICE(IT)/TRA(IT,3)-1)
1267 DO 10 LX=1,LXM
1268 IF(BP.GT.0)DRP(LX)=A/TRA(IT,1)*(ICE(IT)*DUCE(LX)+
1269 *UCE(IT)*(DTR(IT,1)*D1(NU,1)*DUEB(LX)
1270 **D1(NU+1,1)*(DUCE(LX)-DUEB(LX)))**ZN
1271 IF(BP.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BP**2)*DBP(LX)*WAG2
1272 IF(BUCE.GT.0)DBUCE(LX)=A/TRA(IT,2)*DUCE(LX)*ZN
1273 IF(BUCE.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BUCE**2)*DBUCE(LX)*WAG2
1274 IF(BICE.GT.0)DBICE(LX)=A/TRA(IT,3)*(D1(NU,1)*DTR(IT,1)
1275 **DUEB(LX)+D1(NU+1,1)*(DUCE(LX)-DUEB(LX)))**ZN
1276 IF(BICE.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BICE**2)*DBICE(LX)*WAG2
1277 IF(BUEB.GT.0)DBUEB(LX)=A/TRA(IT,4)*DUEB(LX)*ZN
1278 IF(BUEB.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BUEB**2)*DBUEB(LX)*WAG2
1279 10 CONTINUE
1280 IF(OPT.EQ.1)GO TO 15
1281 C OBLICZENIE HESSIANU DLA TRANZYSTOROW
1282 L1=ZPSPW(IT,1)
1283 CALL HESS(L1,L2,D2UCF,P2UCE,P3,U1,N,NOC)
1284 L1=ZPSPW(IT,2)
1285 CALL HESS(L1,L2,D2UEB,P2UEB,P3,U1,N,NOC)
1286 DO 16 LX=1,LXM
1287 DO 16 K=1,LXM
1288 IF(BP.GT.0)D2BP=A/TRA(IT,1)*(ICE(IT)*D2UCE(LX,K)*ZN+DTR(IT,1)*
1289 *(D1(NU,1)*UCE(IT)*(DGA(NU)*DUEB(LX)*DUEB(K)+D2UEB(LX,K)*ZN)
1290 **D1(NU,1)*(DUEB(LX)*DUCE(K)+DUEB(K)*DUCE(LX)))
1291 ***(D1(NU+1,1)*UCE(IT)*((D2UCE(LX,K)-D2UEB(LX,K))*ZN)
1292 *-DGA(NU+1)*(DUCE(LX)-DUEB(LX))*(DUCE(K)-DUEB(K)))
1293 **D1(NU+1,1)*(DUCE(K)*(DUCE(LX)-DUEB(LX))+DUCE(LX)*(DUCE(K)-
1294 *DUEB(K))))
1295 IF(BP.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+(6*BP*DBP(LX)*DBP(K)
1296 **3*(BP**2)*D2BP)*WAG2
1297 IF(BUCE.GT.0)D2BUCE=A/TRA(IT,2)*D2UCE(LX,K)*ZN
1298 IF(BUCE.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+(6*BUCE*DBUCE(LX)*
1299 *DBUCF(K)+3*(BUCE**2)*D2BUCE)*WAG2
1300 IF(BICE.GT.0)D2BICE=A/TRA(IT,3)*(D1(NU,1)*DTR(IT,1)*
1301 *(DGA(NU)*DUEB(LX)*DUEB(K)+D2UEB(LX,K)*ZN)+D1(NU+1,1)*
1302 *(-DGA(NU+1)*(DUCE(LX)-DUEB(LX))*(DUCE(K)-DUEB(K))+
1303 *(D2UCF(LX,K)-D2UEB(LX,K))*ZN))
1304 IF(BICE.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+(6*BICE*DBICE(LX)*
1305 *DBICF(K)+3*(BICE**2)*D2BICE)*WAG2
1306 IF(BUEB.GT.0)D2BUEB=A/TRA(IT,4)*D2UEB(LX,K)*ZN
1307 IF(BUEB.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+(6*BUEB*DBUEB(LX)
1308 *DBUEF(K)+3*(BUEB**2)*D2BUEB)*WAG2
1309 16 CONTINUE
1310 15 TRA(IT,2)=ABS(TRA(IT,2))
1311 TRA(IT,3)=ABS(TRA(IT,3))
1312 17 CONTINUE
1313 18 IF(LD_2*ITR.EQ.0)GO TO 23
1314 C OBLICZENIE GRADIENTU OGPNICZEN DLA DIOD
1315 IF(TEST.WRITE,2,202)

```

```

1316 202 FORMAT(10X,'DIODY POCHODNE')
1317 DO 21 ID=1,LD-2*ITR
1318 IF(IDIW(ID).EQ.0)GO TO 21
1319 L1=DIODAK(ID,1)
1320 L2=DIODAK(ID,2)
1321 CALL ELA(L1,L2,P2UEB,P3,DUEB,U1,&22)
1322 22 BUD=A*(UD(ID)/DIO(ID,1)-1)
1323 BID=A*(PID(ID)/DIO(ID,2)-1)
1324 DO 19 LX=1,LXM
1325 IF(BUD.GT.0)DBUD(LX)=(A/DIO(ID,1))*DUEB(LX)
1326 IF(BUD.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BUD**2)*DBUD(LX)*WAG
1327 IF(BID.GT.0)DBID(LX)=(A/DIO(ID,2))*D1(ID,1)*DUEB(LX)
1328 IF(BID.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BID**2)*DBID(LX)*WAG
1329 19 CONTINUE
1330 IF(OPT.EQ.1)GO TO 21
1331 C OBLICZENIE HESSIANU DLA DIOD
1332 CALL HESS(L1,L2,D2UEB,P2UEB,P3,U1,N,NOC)
1333 DO 20 LX=1,LXM
1334 DO 20 K=1,LXM
1335 IF(BUD.GT.0)D2BUD=A/DIO(ID,1)*D2UEB(LX,K)
1336 IF(BUD.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+(6*BUD*DBUD(LX)*
1337 *DBUD(K)+3*(BUD**2)*D2BUD)*WAG
1338 IF(BID.GT.0)D2BID=A/DIO(ID,2)*D1(ID,1)*(DGA(ID)*
1339 *DUER(LX)*DUER(K)+D2UEB(LX,K))
1340 IF(BID.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+WAG*(6*BID*DBID(LX)*DBID(K)+
1341 *3*(BID**2)*D2BID)
1342 20 CONTINUE
1343 21 CONTINUE
1344 23 IF(LDZ.EQ.0)GO TO 31
1345 IF(TEST)WRITE(2,203)
1346 203 FORMAT(10X,'DIODY ZENERA POCHODNE')
1347 DO 27 I=1,LDZ
1348 L1=ZENDAK(I,1)
1349 L2=ZENDAK(I,2)
1350 CALL ELA(L1,L2,P2UEB,P3,DUEB,U1,&28)
1351 28 BIZ=A*(PIZ(I)/ZEN(I,7)-1)
1352 DO 29 LX=1,LXM
1353 IF(BIZ.GT.0)DBUD(LX)=A/ZEN(I,7)*DUEB(LX)*ZEN(I,3)
1354 IF(BIZ.GT.0)GRC(LX)=GRC(LX)+3*(BIZ**2)*DBUD(LX)*WAG1
1355 29 CONTINUE
1356 IF(OPT.EQ.1)GO TO 27
1357 CALL HESS(L1,L2,D2UEB,P2UEB,P3,U1,N,NOC)
1358 DO 30 LX=1,LXM
1359 DO 30 K=1,LXM
1360 IF(BIZ.GT.0)D2BIZ=A/ZEN(I,7)*ZEN(I,3)*D2UEB(LX,K)
1361 IF(BIZ.GT.0)HC(LX,K)=HC(LX,K)+(6*BIZ*DBUD(LX)*DBUD(K)+
1362 *3*(BIZ**2)*D2BIZ)*WAG1
1363 30 CONTINUE
1364 27 CONTINUE
1365 C OBLICZENIE OGRANICZEN MOCY DLA REZYSTOROW
1366 31 DO 35 J=1,LK
1367 I1=KONW(J,1)
1368 I2=KONW(J,2)
1369 IF(I1.EQ.0)UR=-U1(I2)
1370 IF(I2.EQ.0)UR=U1(I1)
1371 IF(I1.NE.0.AND.I2.NE.0)UR=U1(I1)-U1(I2)
1372 PR(J)=(UR**2)*KON(J)
1373 BR=A*(PR(J)/PRN(J)-1)

```

```

1374 CXR=0.
1375 IF(BR.GT.0) CXR=BR**3
1376 CX=CX+CXR
1377 IF(TFSTOGR) WRITE(2,204) PR(J), UR, PRM(J), CXR
1378 204 FORMAT(10X, PR=, E11.4, 2X, UR=, E11.4, 2X, PRM=, E11.4,
1379 *2X, CXR=, E11.4)
1380 IF(CXR.EQ.0) GO TO 35
1381 IF(TFSTOGR) GO TO 35
-----
1382 CALL ELA(I1, I2, P2UEB, P3, DUEB, U1, &32)
1383 32 DO 33 K=1, LXM
1384 DBP(K)=A/PRM(J)*2*UR*DUEB(K)*KON(J)
1385 IF(K.EQ.J) DBP(K)=DBP(K)+(A/PRM(J))*(UR**2)
1386 33 GRC(K)=GRC(K)+3*(BR**2)*DBP(K)
1387 IF(OPT.EQ.1) GO TO 35
1388 CALL HESS(I1, I2, D2UEB, P2UEB, P3, U1, N, NOC)
1389 DO 34 LX=1, LXM
1390 DO 34 K=1, LXM
1391 D2BR=A/PRM(J)*(2*DUEB(LX)*DUEB(K)*KON(J)+
1392 *2*UR*KON(J)*D2UEB(LX, K))
1393 IF(K.EQ.J) D2BR=D2BR+(2*A/PRM(J))*UR*DUEB(LX)
1394 34 HC(LX, K)=HC(LX, K)+D2BR+(2*A/PRM(J))*UR*DUEB(K)
1395 HC(LX, K)=HC(LX, K)+6*BR*DBP(LX)*DBP(K)+
1396 *3*(BR**2)*D2BR
1397 35 CONTINUE
1398 RETURN
1399 END

```



```

1400 SUBROUTINE ANALIZA(N, UO, WX, IPLOT, *)
1401 INTEGER P, S, ZPSPW(20, 4), ZPNW(10, 2), KONW(30, 2), DIODAK(50, 2), BROD
1402 INTEGER X(20), ZENDAK(10, 2), ICH(50)
1403 REAL WX(20), RW(5), H(20, 21), ZEN(10, 7)
1404 INTEGER PAR(5, 8), OPT, WSK
1405 REAL D1(50, 2), G(30, 31), G1(30, 31)
1406 REAL KON(30), ZPN(10, 2), DTR(20, 7), PARY(5, 2), DIOD(50, 2), WM(50)
1407 REAL UO(30), U1(30), U(30), CHAR(50, 2), Y(5, 4)
1408 REAL DU1(30), Y1(30), DGA(50), DUGR(50), DIS(50)
1409 LOGICAL TEST
1410 COMMON/TESTB/TEST
1411 COMMON/LR/LXM, X, H/PB/ICH/ZENB/LDZ, ZENDAK, ZEN
1412 COMMON/AB/LK, LZN, KONW, ZPNW/EB/D1/GR/G1/HB/ITR, ZPSPW
1413 COMMON/BR/KON, ZPN/CR/G/DB/LD, DIODAK
1414 COMMON/IB/MOS/KB/DIOD, WM, DGA, DUGR, DIS/XB1/RW
1415 COMMON/IR/DTR/MB/CHAR, Y, PARY/OB/NOPT, PAR/XB/OPT
1416 DATA IVN, NP/2HV(.1H)/
1417 IF(LD.EQ.0)GO TO 3
1418 A=298.16
1419 B=17783.31/(1.38*A)
1420 DO 2 I=1, LD
1421 T=DIOD(I, 2)
1422 T=T+273.16
1423 DIS(I)=DIOD(I, 1)
1424 IF(T.EQ.A)GO TO 1
1425 DT=T-A
1426 DIS(I)=DIS(I)*((T/A)**3)*EXP(B*DT/T)
1427 DIS(I)=DIS(I)/1000000
1428 DGA(I)=160210/(1.38*T*WM(I))
1429 ARG=1.E5/DIS(I)+1
1430 DUGR(I)=ALOG(ARG)/DGA(I)
1431 IKO=1
1432 NOC=1
1433 DO 24 I=1, N
1434 DO 24 J=1, N+1
1435 G1(I, J), G(I, J)=0.
1436 WSK=0
1437 IF(PAR(NOC, 5).NE.2)GO TO 6
1438 L=IFIX(RW(NOC))
1439 KON(L)=1/PARY(NOC, 2)
1440 GO TO 60
1441 DELTA=PARY(NOC, 2)
1442 P=PAR(NOC, 1)
1443 K=PAR(NOC, 2)
1444 IF(P.EQ.0)GO TO 109
1445 IF(K.EQ.0)GO TO 14
1446 G1(K, N+1)=-DELTA
1447
1448 G1(P, N+1)=DELTA
1449 GO TO 60
1450 G1(K, N+1)=-DELTA
1451 IF(NOPT.EQ.1)GO TO 202
1452 I=1
1453 IF(I.EQ.NOC)GO TO 207
1454 P=PAR(I, 1)
1455 K=PAR(I, 2)
1456 IF(I.EQ.LT.NOC)GO TO 203
1457 L=I-1

```

Wiersze 1400, ..., 1752

analiza nieliniowego układu elektrycznego.

```

1458 GO TO 204
1459 203 L=I
1460 204 IF(PAR(I,5).EQ.2)GO TO 211
1461 IF(P.EQ.0)GO TO 205
1462 IF(K.FQ.0)GO TO 206
1463 G1(K,N+1)=G1(K,N+1)-Y(NOC,L)
1464 206 G1(P,N+1)=G1(P,N+1)+Y(NOC,L)
1465 207 IF(I.LT.NOPT)GO TO 208
1466 GO TO 207
1467 208 I=I+1
1468 GO TO 200
1469 205 G1(K,N+1)=G1(K,N+1)-Y(NOC,L)
1470 GO TO 207
1471 211 K=IFIX(RW(I))
1472 KON(K)=1/Y(NOC,L)
1473 GO TO 207
1474 207 CALL SYNTG(N,NOC)
1475 DO 12 I=1,N
1476 DO 16 J=1,N
1477 16 G1(I,J)=G(I,J)
1478 12 G1(I,N+1),Y1(I)=G1(I,N+1)+G(I,N+1)
1479 LP=PAR(NOC,7)-1
1480 IF(LP.EQ.0)GO TO 210
1481 DELTA=(PARY(NOC,1)-PARY(NOC,2))/LP
1482 210 K=1
1483 ICH(K)=0
1484 IF(TFST)WRITE(2,62)NOC
1485 IF(LD.EQ.0.AND.LDZ.EQ.0)GO TO 64
1486 IF(LD.EQ.0)GO TO 63
1487 DO 15 I=1,LD
1488 15 D1(I,1),D1(I,2)=0
1489 62 FORMAT(10X,10HOB LICZENIE,I2,9H-EJ CH/KI,/)
1490 63 DO 61 I=1,N
1491 61 U1(I),U(I)=U0(I)
1492 66 IT=0
1493 KONT=0
1494 164 IF(LD.NE.0)CALL LIN(U1)
1495 IF(LD.NE.0)CALL SYNG1(N)
1496 IF(LDZ.NE.0)CALL SYN7EN(U1,N)
1497 IF(ITR.EQ.0)GO TO 164
1498 NU=LD-2*ITR+1
1499 CALL SYZPP(N,NU)
1500 164 IF(KONT.FQ.1)GO TO 68
1501 C OBLICZENIE BLEDU
1502 70 FORMAT(10X,5HBLAD=,F12.10/)
1503 CALL SOLV(U1,N)
1504 100 IF(MOS.EQ.1)GO TO 110
1505 EPS=0.
1506 DO 184 I=1,N
1507 S1=U1(I)-U(I)
1508 184 EPS=EPS+ABS(S1)
1509 IF(EPS.LF.N*1.E-6)GO TO 69
1510 IT=IT+1
1511 IF(IT.LE.100)GO TO 71
1512 ICH(K)=2
1513 CHAR(K,1),CHAR(K,2)=0.
1514 IF(OPT.NE.0)RETURN1
1515 GO TO 92

```

```

1516 04 CALL UKLAD(U1,N,IK0)
1517 IK0=0
1518 IF(MDS.EQ.1)GO TO 110
1519 GO TO 168
1520 71 DO 73 I=1,N
1521 73 U(I)=U1(I)
1522 4 DO 106 I=1,N
1523 DO 104 J=1,N
1524 104 G1(I,J)=G(I,J)
1525 104 G1(I,N+1)=Y1(I)
1526 GO TO 166
1527 C OBLICZENIE ODPOWIEDZI
1528 68 IF(LXM.EQ.0.OR.OPT.EQ.0)GO TO 168
1529 CALL INW(N)
1530 168 P=PAR(NOC,3)
1531 DO 5 I=1,N
1532 IF(K.EQ.1)U0(I)=U1(I)
1533 5 CONTINUE
1534 IF(OPT.NF.0)GO TO 93
1535 185 WRITE(2,1002)IT,EPS
1536 N1=1
1537 N2=N
1538 IF(N.GT.12)N2=12
1539 95 WRITE(2,1000)((IVN,I,NP),I=N1,N2)
1540 WRITE(2,1001)(U1(I),I=N1,N2)
1541 IF(N2.EQ.N)GO TO 93
1542 IF(N-N2.GT.12)GO TO 94
1543 N1=N2+1
1544 N2=N
1545 GO TO 95
1546 69 KONT=1
1547 GO TO 4
1548 94 N1=N2+1
1549 N2=N2+12
1550 GO TO 95
1551 1000 FORMAT(11X,12(A2,12,A1,5X))
1552 1002 FORMAT(10X,'POTENCJALY WEZLOWE [V]',2X,12,' ITERACJI',
1553 * ' BEAD='1PE14,7/)
1554 1001 FORMAT(/8X,12(F8.4,2X))
1555 93 IF(ICH(K).EQ.1)GO TO 113
1556 CHAR(K,1),CHAR(K,2)=0.
1557 L=PAR(NOC,4)
-----
1558 IF(P.EQ.0)GO TO 80
1559 IF(L.EQ.0)GO TO 81
1560 CHAR(K,1)=U1(P)-U1(L)
1561 GO TO 84
1562 80 CHAR(K,1)=-U1(L)
1563 GO TO 84
1564 81 CHAR(K,1)=U1(P)
1565 84 IF(PAR(NOC,6).NE.1)CHAR(K,1)=CHAR(K,1)*KON(PAR(NOC,8))
1566 P=PAR(NOC,1)
1567 L=PAR(NOC,2)
1568 IF(PAR(NOC,5).EQ.1)GO TO 82
1569 CHAR(K,2)=PAR(NOC,2)+(K-1)*DELTA
1570 GO TO 83
1571 82 IF(P.EQ.0)GO TO 85
1572 IF(L.EQ.0)GO TO 86
1573 CHAR(K,2)=U1(P)-U1(L)

```

```

1574 GO TO 83
1575 85 CHAR(K,2)=-U1(L)
1576 GO TO 83
1577 86 CHAR(K,2)=U1(P)
1578 83 CALL POCODNA(NOC,K,N,WX,U1)
1579 92 IF(K.LT.PAR(NOC,7))GO TO 88
1580 IF(IPLOT.NE.0)CALL PLOT(PAR(NOC,7),NOC,IPLOT)
1581 112 IF(NOC.LT.NOPT)GO TO 90
1582 RETURN
1583 88 K=K+1
1584 IF(PAR(NOC,5).EQ.2)GO TO 212
1585 IF(LD+LD7.EQ.0)GO TO 74
1586 213 DO 91 I=1,N
1587 91 U(I)=U1(I)
1588 DO 107 I=1,N
1589 DO 105 J=1,N
1590 105 G1(I,J)=G(I,J)
1591 107 G1(I,N+1)=Y1(I)
1592 74 IF(PAR(NOC,5).EQ.2)GO TO 214
1593 P=PAR(NOC,1)
1594 L=PAR(NOC,2)
1595 IF(P.EQ.0)GO TO 89
1596 IF(L.EQ.0)GO TO 87
1597 Y1(P),G1(P,N+1)=Y1(P)+DELTA
1598 89 Y1(L),G1(L,N+1)=Y1(L)-DELTA
1599 GO TO 67
1600 87 Y1(P),G1(P,N+1)=Y1(P)+DELTA
1601 67 IF(LD+LD7.EQ.0)GO TO 64
1602 GO TO 66
1603 212 L=IFIX(RW(NOC))
1604 KON(L)=1/(CHAR(K-1,2)+DELTA)
1605 I1=KONW(L,1)
1606 I2=KONW(L,2)
1607 DELTAG=-DELTA/((CHAR(K-1,2)+DELTA)*CHAR(K-1,2))
1608 IF(I1.EQ.0)G(I2,I2)=G(I2,I2)+DELTAG
1609 IF(I2.EQ.0)G(I1,I1)=G(I1,I1)+DELTAG
1610 IF(I1.NE.0.AND.I2.NE.0)GO TO 7
1611 IKO=1
1612 GO TO 213
1613 7 G(I1,I1)=G(I1,I1)+DELTAG
1614 G(I2,I2)=G(I2,I2)+DELTAG
1615 G(I1,I2)=G(I1,I2)-DELTAG
1616 G(I2,I1)=G(I2,I1)-DELTAG
1617 IKO=1
1618 GO TO 213
1619 214 IF(LD+LD7.EQ.0)GO TO 64
1620 GO TO 66
1621 90 NOC=NOC+1
1622 GO TO 11
1623 110 WRITE(2,111)NOC,K
1624 111 FORMAT(/10X,'MACIERZ KONDUKTANCYJNA JEST OSOBLIWA DLA CH-KI NR.',
1625 112,2X,' I PUNKTU NR.',I2//10X,'NALEZY ZMIENIC STRUKTURE',
1626 21X,'UKLADU ELEKTRONICZNEGO',///)
1627 IF(LD+LD7.EQ.0)GO TO 113
1628 ICH(K)=1
1629 GO TO 185
1630 113 WRITE(2,1003)
1631 1003 FORMAT(/10X,'OBLICZENIA PRZERWANE-BLAD W DANYCH',1X)
1632 STOP
1633 END

```

```

1634 SUBROUTINE SYNTG(N,NOC)
1635 REAL Y(5,4),RW(5),CHAR(50,2),PARY(5,2)
1636 REAL KON(30),ZPN(10,2),G(30,31)
1637 INTEGER ZPNW(10,2),P,KONW(30,2),PAR(5,8)
1638 COMMON/XR1/RW/MB/CHAR,Y,PARY
1639 COMMON/BR/KON,ZPN
1640 COMMON/AR/LK,LZN,KONW,ZPNW
1641 COMMON /CB/G/OB/NOPT,PAR
1642 DO 15 I=1,LK
1643 P=KONW(I,1)
1644 K=KONW(I,2)
1645 IF(P.EQ.0)GO TO 10
1646 IF(K.EQ.0)GO TO 13
1647 G(K,P)=G(K,P)-KON(I)
1648 G(K,K)=G(K,K)+KON(I)
1649 G(P,K)=G(P,K)-KON(I)
1650 13 G(P,P)=G(P,P)+KON(I)
1651 GO TO 15
1652 10 G(K,K)=G(K,K)+KON(I)
1653 15 CONTINUE
1654 DO 20 I=1,NOPT
1655 IF(RW(I).EQ.0)GO TO 20
1656 IF(I.EQ.NOC)GO TO 14
1657 L=I-1
1658 IF(I.LT.NOC)L=I
1659 IF(RW(I).EQ.0.OR.Y(NOC,L).EQ.0)GO TO 20
1660 14 IF(PAR(I,5).EQ.2)GO TO 20
1661 R=1000./RW(I)
1662 P=PAR(I,1)
1663 K=PAR(I,2)
1664 IF(P.EQ.0)G(K,K)=G(K,K)+R
1665 IF(K.EQ.0)G(P,P)=G(P,P)+R
1666 IF(P.NE.0.AND.K.NE.0)GO TO 17
1667 GO TO 20
1668 17 G(P,P)=G(P,P)+R
1669 G(K,K)=G(K,K)+R
1670 G(K,P)=G(K,P)-R
1671 G(P,K)=G(P,K)-R
1672 CONTINUE
1673 16 IF(LZN.EQ.0)RETURN
1674 DO 31 I=1,LZN
1675 P=ZPNW(I,1)
1676 K=ZPNW(I,2)
1677 IF(P.EQ.0)GO TO 29
1678 IF(K.EQ.0)GO TO 30
1679 G(K,P)=G(K,P)-ZPN(I,2)
1680 G(K,K)=G(K,K)+ZPN(I,2)
1681 G(P,K)=G(P,K)-ZPN(I,2)
1682 G(K,N+1)=G(K,N+1)+ZPN(I,1)
1683 30 G(P,N+1)=G(P,N+1)-ZPN(I,1)
1684 G(P,P)=G(P,P)+ZPN(I,2)
1685 GO TO 31
1686 29 G(K,N+1)=G(K,N+1)+ZPN(I,1)
1687 G(K,K)=G(K,K)+ZPN(I,2)
1688 31 CONTINUE
1689 RETURN
1690 END

```

```

1691 SUBROUTINE SVNG1(N)
1692 INTEGER P, DIODAK(50,2)
1693 REAL D1(50,2), G1(30,31)
1694 COMMON/DR/LD, DIODAK/EB/D1/GB/G1
1695 DO 1 I=1, LD
1696 P=DIODAK(I,1)
1697 K=DIODAK(I,2)
1698 IF(P.EQ.0) GO TO 2
1699 IF(K.EQ.0) GO TO 3
1700 G1(K,K)=G1(K,K)+D1(I,1)
1701 G1(K,N+1)=G1(K,N+1)+D1(I,2)
1702 G1(P,K)=G1(P,K)-D1(I,1)
1703 G1(K,P)=G1(K,P)-D1(I,1)
1704 3 G1(P,P)=G1(P,P)+D1(I,1)
1705 G1(P,N+1)=G1(P,N+1)-D1(I,2)
1706 GO TO 1
1707 2 G1(K,K)=G1(K,K)+D1(I,1)
1708 G1(K,N+1)=G1(K,N+1)+D1(I,2)
1709 1 CONTINUE
1710 RETURN
1711 END
1712 SUBROUTINE SVZPP(N, NU)
1713 INTEGER ZPSPW(20,4), P
1714 REAL G1(30,31), D1(50,2), DTR(20,7)
1715 COMMON/HB/ITR, ZPSPW/IB/DTR/GB/G1/EB/D1
1716 DO 20 I=1, ITR
1717 5 NW=1
1718 36 SYNTEZA 7RODLA KOLEKTORA O WSPOLCZYNNIKU STEROWANIA 'AF'
1719 P=ZPSPW(I,1)
1720 K=ZPSPW(I,2)
1721 L=ZPSPW(I,3)
1722 6 AI=DTR(I,1)*D1(NU,2)
1723 AG=DTR(I,1)*D1(NU,1)
1724 8 IF(ZPSPW(I,4).EQ.1) AI=-AI
1725 7 IF(P.EQ.0) GO TO 1
1726 G1(P,N+1)=G1(P,N+1)-AI
1727 IF(K.EQ.0) GO TO 3
1728 IF(L.EQ.0) GO TO 4
1729 G1(P,L)=G1(P,L)-AG
1730 G1(K,L)=G1(K,L)+AG
1731 4 G1(P,K)=G1(P,K)+AG
1732 2 G1(K,K)=G1(K,K)-AG
1733 G1(K,N+1)=G1(K,N+1)+AI
1734 GO TO 10
1735 1 IF(K.EQ.0) GO TO 10
1736 G1(K,L)=G1(K,L)+AG
1737 GO TO 2
1738 3 IF(L.EQ.0) GO TO 10
1739 G1(P,L)=G1(P,L)-AG
1740 C SYNTFZA 7RODLA EMITERA O WSPOLCZYNNIKU STEROWANIA 'AP'
1741 10 NU=NU+1
1742 IF(NW.EQ.2) GO TO 20
1743 NW=2
1744 P=ZPSPW(I,3)
1745 L=ZPSPW(I,1)
1746 AI=DTR(I,2)
1747 AG=AI*D1(NU,1)
1748 AI=AI*D1(NU,2)
1749 GO TO 8
1750 20 CONTINUE
1751 RETURN
1752 END

```

```

1753 SUBROUTINE INW(N)
1754 INTEGER IND(30),MOS
1755 REAL P,PP,AMAX,G1(30,31)
1756 COMMON/GB/G1/JB/MOS
1757 DO 1 I=1,N
1758 1 IND(I)=0
1759 DO 7 J=1,N
1760 AMAX=0
1761 DO 2 I=1,N
1762 IF(IND(I).NE.0)GO TO 2
1763 IF(ABS(AMAX).GT.ABS(G1(I,I)))GO TO 2
1764 AMAX=G1(I,I)
1765 K=I
1766 2 CONTINUE
1767 IND(K)=1
1768 IF(ABS(AMAX).GT.1.E-40)GO TO 4
1769 MOS=1
1770 RETURN
1771 4 P=1/AMAX
1772 DO 5 KK=1,N
1773 5 G1(K,KK)=P*G1(K,KK)
1774 G1(K,K)=P
1775 DO 7 KX=1,N
1776 IF(KX.EQ.K)GO TO 7
1777 PP=G1(KX,K)
1778 G1(KX,K)=0
1779 IF(PP.EQ.0)GO TO 7
1780 DO 6 KY=1,N
1781 6 G1(KX,KY)=G1(KX,KY)-PP*G1(K,KY)
1782 7 CONTINUE
1783 RETURN
1784 END
1785 SUBROUTINE UKLAD(U1,N,IK0)
1786 REAL U1(30),G1(30,31)
1787 COMMON/GB/G1/JB/MOS
1788 MOS=0
1789 IF(IK0.EQ.0)GO TO 2
1790 CALL INW(N)
1791 IF(MOS.EQ.1)RETURN
1792 2 DO 1 I=1,N
1793 U1(I)=0
1794 DO 1 J=1,N
1795 1 U1(I)=U1(I)+G1(I,J)*G1(J,N+1)
1796 RETURN
1797 END

```

wiersze 1753, ..., 1797

obliczanie odwrotności macierzy kon-
duktancyjnej G.

```

1798 SUBROUTINE LIN(U1)
1799 INTEGER P,DIODAK(50,2)
1800 REAL DIOD(50,2),D1(50,2),U1(30),ID,IS,A,G
1801 REAL WM(50),DGA(50),DUGR(50),DIS(50)
1802 COMMON/DR/LD,DIODAK/FB/D1
1803 COMMON/KR/DIOD,WM,DGA,DUGR,DIS
1804 DO 30 I=1,LD
1805 GA=DGA(I)
1806 UGR=DUGR(I)
1807 IS=DIS(I)
1808 P=DIODAK(I,1)
1809 K=DIODAK(I,2)
1810 IF(P.EQ.0)GO TO 4
1811 IF(K.EQ.0)GO TO 5
1812 UD=U1(P)-U1(K)
1813 GO TO 6
1814 4 UD=-U1(K)
1815 GO TO 6
1816 5 UD=U1(P)
1817 6 IF(UD)8,7,0
1818 IF(UD.LE.UGR)GO TO 12
1819 UD=UGR
1820 ID=1.E5
1821 GO TO 11
1822 7 D1(I,1)=GA*IS
1823 D1(I,2)=0.
1824 GO TO 30
1825 8 IF(UD.LE.-.5)GO TO 20
1826 12 ID=IS*(EXP(GA*UD)-1)
1827 11 GD=GA*(ID+IS)
1828 D1(I,1)=GD
1829 D1(I,2)=ID-GD*UD
1830 GO TO 30
1831 20 ID=IS*(EXP(-GA*.5)-1)
1832 UD=-.5
1833 GO TO 11
1834 30 CONTINUE
1835 RETURN
1836 END

```

wiersze 1798,...,1836

linearyzacja elementów nieliniowych
układu elektronicznego.

wiersze 1837, ..., 1894

rozwiązanie metody Gauss'a z liniami-
zwanego układu równań potencjalnych.

```
1837 SUBROUTINE SOLV(U1,N)  
1838 INTEGER IK(31)  
1839 REAL G1(30,31),U1(30)  
1840 COMMON/GR/G1/JB/MOS  
1841 MOS=0  
1842 DO 106 I=1,N+1  
1843 IK(I)=I  
1844 N1=N  
1845 N2=N+1  
1846 N3=N-1  
1847 I=1  
1848 IF(N.EQ.1)GO TO 3  
1849 DO 100 I=1,N3  
1850 I1=I+1  
1851 A=0  
1852 DO 101 J=I,N1  
1853 L=IK(J)  
1854 B=ABS(G1(L,L))  
1855 IF(B.LE.A)GO TO 101  
1856 A=B  
1857 K=J  
1858 CONTINUE  
1859 IF(A.GT.1E_40)GO TO 5  
1860 MOS=1  
1861 RETURN  
1862 IF(K.EQ.I)GO TO 1  
1863 J=IK(I)  
1864 IK(I)=IK(K)  
1865 IK(K)=J  
1866 K=IK(I)  
1867 IF(G1(K,K).EQ.1)GO TO 2  
1868 A=1/G1(K,K)  
1869 DO 102 J=I1,N2  
1870 L=IK(J)  
1871 IF(G1(K,L).NE.0)G1(K,L)=G1(K,L)*A  
1872 CONTINUE  
1873 DO 103 J=I1,N1  
1874 L=IK(J)  
1875 IF(G1(L,K).EQ.0)GO TO 103  
1876 DO 104 M=I1,N2  
1877 NI=IK(M)  
1878 IF(G1(K,NI).EQ.0)GO TO 104  
1879 G1(L,NI)=G1(L,NI)-G1(L,K)*G1(K,NI)  
1880 CONTINUE  
1881 CONTINUE  
1882 CONTINUE  
1883 CONTINUE  
1884 I=IK(N1)  
1885 IF(ABS(G1(I,I)).GT.1E-20)GO TO 3  
1886 MOS=1  
1887 RETURN  
1888 U1(I)=G1(I,N2)/G1(I,I)  
1889 I=N1  
1890 I=I-1  
1891 IF(I.LT.1)RETURN  
1892 J=I+1  
1893 K=IK(I)  
1894 U1(K)=G1(K,N2)
```

1837
1838
1839
1840
1841
1842
1843
1844
1845
1846
1847
1848
1849
1850
1851
1852
1853
1854
1855
1856
1857
1858
1859
1860
1861
1862
1863
1864
1865
1866
1867
1868
1869
1870
1871
1872
1873
1874
1875
1876
1877
1878
1879
1880
1881
1882
1883
1884
1885
1886
1887
1888
1889
1890
1891
1892
1893
1894

```

1889 5 DO 105 L=J,N1
1890
1891
1892 M=IK(L)
1893 105 U1(K)=U1(K)-U1(M)*G1(K,M)
1894 GO TO 4
1895 END
1900
1901 SUBROUTINE SOLVH(U1)
1902 INTEGER IK(21),X(20)
1903 REAL G1(20,21)
1904 REAL U1(20)
1905 COMMON/LR/LXM,X,G1/JB/MOS
1906 N=LXM
1907 DO 106 I=1,N+1
1908 106 IK(I)=I
1909
1910 N1=N
1911 N2=N+1
1912 N3=N-1
1913 I=1
1914 IF(N.NE.1)GO TO 3
1915 DO 100 I=1,N3
1916 I1=I+1
1917 A=0
1918 DO 101 J=I,N1
1919 L=IK(J)
1920 B=ABS(G1(L,L))
1921 IF(B.LE.A)GO TO 101
1922 A=B
1923 K=J
1924 101 CONTINUE
1925 IF(A.GT.1E-40)GO TO 5
1926 MOS=1
1927 RETURN
1928 5 IF(K.NE.I)GO TO 1
1929 J=IK(I)
1930 IK(I)=IK(K)
1931 IK(K)=J
1932 1 K=IK(I)
1933 IF(G1(K,K).EQ.1)GO TO 2
1934 A=1/G1(K,K)
1935 DO 102 J=I1,N2
1936 L=IK(J)
1937 IF(G1(K,L).NE.0)G1(K,L)=G1(K,L)*A
1938 102 CONTINUE
1939 2 DO 103 J=I1,N1
1940 L=IK(J)
1941 IF(G1(L,K).EQ.0)GO TO 103
1942 DO 104 M=I1,N2
1943 NI=IK(M)
1944 IF(G1(K,NI).EQ.0)GO TO 104
1945 G1(L,NI)=G1(L,NI)-G1(L,K)*G1(K,NI)
1946 104 CONTINUE
1947 103 CONTINUE
1948 100 CONTINUE
1949 I=IK(N1)
1950 IF(ABS(G1(I,I)).GT.1E-20)GO TO 3
1951 MOS=1
1952 RETURN

```

```

1953 3 U1(I)=G1(I,N2)/G1(I,1)
1954 I=N1
1955 4 I=I-1
1956 IF(I<LT.1)RETURN
1957 J=I+1
1958 K=IK(I)
1959 U1(K)=G1(K,N2)
1960 DO 105 L=J,N1
1961
1962 M=IK(L)
1963 105 U1(K)=U1(K)-U1(M)*G1(K,M)
1964 GO TO 4
1965 END
1966
1967 SUBROUTINE PLOT(IKR,NOC,OPT)
1968 INTEGER PAR(5,8),OPT,KLP(5)
1969 DIMENSION WCH(50,2),ICH(50),Y10(5,4),PARY(5,2),LL(71),Y(4)
1970 REAL CHAR(50,2),CEL(5,10,2),POT,WAG(5),GR(20),ZAD(50),
1971 *WAGX(5,9)
1972 COMMON/NB/WAGX,POT,WAG,CEL,GR,KLP,F1
1973 COMMON/NB/CHAR,Y10,PARY/PB/ICH/OB/NOPT,PAR
1974 DATA IZH,IZN,IZE,IZS,IZK,IZI,IZA/1H#,1H*,1HE,1H ,1H.,1HI,1H-/
1975 DATA IMA,IVA/4H[MA],4H [V]/
1976 DO 20 I=1,IKR
1977 WCH(I,1)=CHAR(I,2)
1978 20 WCH(I,2)=CHAR(I,1)
1979 VMX=-1.E69
1980 VMN=1.E69
1981 DO 1 I=1,IKR
1982 IF(ICH(I).NE.0)GO TO 1
1983 IF(WCH(I,2).GT.VMX)VMX=WCH(I,2)
1984 IF(WCH(I,2).LT.VMN)VMN=WCH(I,2)
1985 1 CONTINUE
1986 IF(OPT.NE.2)GO TO 22
1987 C OBLICZENIE ZADANEJ ODPOWIEDZI
1988 DO 21 I=1,IKR
1989 KCM=KLP(NOC)
1990 ZAD(I)=CFL(NOC,1,1)
1991 IF(KCM.EQ.1)GO TO 21
1992 KC=2
1993 X1=CFL(NOC,1,2)
1994 Y1=CEL(NOC,1,1)
1995 XK=CHAR(I,2)
1996 23 X2=CFL(NOC,KC,2)
1997 Y2=CEL(NOC,KC,1)
1998 IF(XK.LE.X2)GO TO 25
1999 IF(KC.LT.KCM)GO TO 24
2000 25 IF(XK.EQ.X2)GO TO 27
2001 IF(XK.EQ.X1)GO TO 26
2002 ZAD(I)=Y1+((XK-X1)/(X2-X1))*(Y2-Y1)
2003 GO TO 21
2004 24 X1=X2
2005 Y1=Y2
2006 KC=KC+1
2007 GO TO 23
2008 26 ZAD(I)=Y1
2009 GO TO 21
2010 27 ZAD(I)=Y2

```

```

2011 21 CONTINUE
2012 DO 28 I=1,IKR
2013 IF(ZAD(I).GT.VMX)VMX=ZAD(I)
2014 IF(ZAD(I).LT.VMN)VMN=ZAD(I)
2015 28 CONTINUE
2016 22 YMX=VMX
2017 YMN=VMN
2018 IF(ABS(VMX-VMN).GT.1E-20)GO TO 2
2019 IF(VMX.LT.0)VMX=0
2020 IF(VMN.LT.0)VMN=0
2021 IF(VMX.NE.0)GO TO 2
2022 VMN=-1.
2023 VMX=1.
2024 2 IF(VMN.EQ.0)GO TO 3
2025 I=INT(ALOG10(ABS(VMN)))
2026 IF(I.GT.0)I=I+1
2027 J=2-I
2028 I=INT(0.2*ABS(VMN)*10.**J)
2029 IF(VMN.LT.0)I=I+1
2030 A=5.*I/10.**J
2031 IF(VMN.LT.0)A=-A
2032 VMN=A
2033 3 DL=(VMX-VMN)/70.
2034 I=INT(ALOG10(DL))
2035 IF(I.GT.0)I=I+1
2036 J=2-I
2037 DL=5.*(INT(0.2*DL*10.**J)+1)/10.**J
2038 WRITE(2,105)NOC,(PAR(NOC,I),I=1,4)
2039 105 FORMAT(/,45X,'CHARAKTERYSTYKA ',I2//,47X,'WEJSCIE ',
2040 *I2,2X,I2//,47X,'WYJSCIE ',I2,2X,I2//)
2041 IF(WCH(IKR,1).GT.WCH(1,1))GO TO 4
2042 XMX=WCH(1,1)
2043 XMN=WCH(IKR,1)
2044 GO TO 5
2045 4 XMX=WCH(IKR,1)
2046 XMN=WCH(1,1)
2047 5 DLX=WCH(2,1)-WCH(1,1)
2048 DLY=DL
2049 WRITE(2,106)XMX, XMN, DLX, YMX, YMN, DLY
2050 IF(OPT.EQ.2)WRITE(2,110)
2051 110 FORMAT(/,30X,'#-CHARAKTERYSTYKA ZADANA',
2052 *5X,'*-CHARAKTERYSTYKA REALIZOWANA'//)
2053 106 FORMAT(30X,7HXMAX = ,1PE11.4,3X,7HXMN = ,1PE11.4,3X,
2054 110HDELTA X = ,1PE10.3//,30X,7HYMAX = ,1PE11.4,3X,
2055 27HYMN = ,1PE11.4,3X,10HDELTA Y = ,1PE10.3//)
2056 Y(1)=VMN+10*DL
2057 Y(2)=Y(1)+20*DL
2058 Y(3)=Y(2)+20*DL
2059 Y(4)=Y(3)+20*DL
2060 WRITE(2,104)Y(1),Y(2),Y(3),Y(4)
2061 104 FORMAT(30X,4(11X,1PE0.2))
2062 Y(1)=VMN
2063 Y(2)=Y(1)+20*DL
2064 Y(3)=Y(2)+20*DL
2065 Y(4)=Y(3)+20*DL
2066 WRITE(2,103)Y(1),Y(2),Y(3),Y(4)
2067 103 FORMAT(29X,4(11X,1PE0.2))
2068 DO 4 I=1,71

```

```

2060 6 LL(I)=IZA
2070 DO 7 I=1,71,10
2071 7 LL(I)=IZI
2072 IZX=IVA
2073 IF(PAR(NOC,6).NE.1) IZX=IMA
2074 WRITE(2,101)(LL(J),J=1,71),IZX
2075 101 FORMAT(44X,75A1)
2076 DO 14 K=1,IKR
2077 IF(K.NE.1.AND.K.NE.7.AND.K.NE.12.AND.K.NE.17.AND.K.NE.22.
2078 1AND.K.NE.27.AND.K.NE.32.AND.K.NE.37.AND.K.NE.42.AND.K.NE.
2079 247)GO TO 12
2080 DO 11 I=2,71
2081 11 LL(I)=IZS
2082 DO 15 I=6,71,5
2083 15 LL(I)=IZK
2084 12 IF(K.NE.6.AND.K.NE.11.AND.K.NE.16.AND.K.NE.21.AND.K.NE.26.
2085 1AND.K.NE.31.AND.K.NE.36.AND.K.NE.41.AND.K.NE.46.AND.K.NE.
2086 246)GO TO 13
2087 DO 8 I=2,71
2088 8 LL(I)=IZK
2089 13 IF(OPT.EQ.1)GO TO 29
2090 KKZ=NINT((ZAD(K)-VMN)/DL)+2
2091 IF(KKZ.GT.71)KKZ=71
2092 IZZK=LL(KKZ)
2093 LL(KKZ)=IZH
2094 29 IF(ICH(K).NE.0)GO TO 9
2095 KK=NINT((WCH(K,2)-VMN)/DL)+2
2096 IF(KK.GT.71)KK=71
2097 IZZ=LL(KK)
2098 LL(KK)=I7N
2099 GO TO 10
2100 9 KK=2
2101 IZZ=LL(KK)
2102 LL(KK)=I7E
2103 10 WRITE(2,102)WCH(K,1),ICH(K),WCH(K,2),(LL(J),J=1,71)
2104 102 FORMAT(6X,4H WE,1PE11.4,6H WY-,I1,2X,1PE11.4,3X,71A1)
2105 IF(OPT.EQ.2)LL(KKZ)=IZZK
2106 IF(KK.EQ.KKZ)IZZ=IZZK
2107 14 LL(KK)=I7Z
2108 IF((PAR(NOC,5)-1))16,0,17
2109 WRITE(2,108)
2110 108 FORMAT(43X,'[V],)
2111 RETURN
2112 16 WRITE(2,109)
2113 109 FORMAT(42X,'[MA]')
2114 RETURN
2115 17 WRITE(2,111)
2116 111 FORMAT(43X,'R[KOHM]')
2117 RETURN
2118 END

```

110
1120
1121
1122
1123
1124
1125
1126
1127
1128
1129
1130
1131
1132
1133
1134
1135
1136
1137
1138
1139
1140
1141
1142
1143
1144
1145
1146
1147
1148
1149
1150
1151
1152
1153
1154
1155
1156
1157
1158
1159
1160
1161
1162
1163
1164
1165
1166
1167
1168
1169
1170
1171
1172
1173
1174
1175
1176
1177

C
102
3
7
5
8
11
12
13
1
33

```

SUBROUTINE HESS(L1,L2,H10,P2,P3,U1,N,NOC)
INTEGER P,R,S,ZPNW(10,2),ZENDAK(10,2)
INTEGER PAR(5,8),DIODAK(50,2),KONW(30,2),ZPSPW(20,4),X(20)
REAL G1(30,31),H10(20,20),U1(30),VD(30),DVD(60),P2(20,2),P3(20,20)
REAL ZEN(10,7)
REAL DG(30,30),DTR(20,7),DGA(50),DIOD(50,2),H(20,21),WM(50),
* DUGR(50),KON(30),ZPN(10,2),DIS(50),D1(50,2)
LOGICAL TEST
COMMON/ZFNB/LDZ,ZENDAK,ZEN
COMMON/AR/LK,LZN,KONW,ZPNW/OB/NOPT,PAR/DB/LD,DIODAK
COMMON/HR/ITR,ZPSPW/IB/DTR/LB/LXM,X,H/GB/G1/KB/DIOD,
* WM,DGA,DUGR,DIS/EB/D1/BR/KON,ZPN/TESTB/TEST
C OBLICZENIE POTENCJALOW SIECI DOLACZONEJ
IF(TEST)WRITE(2,102)
FORMAT(100(1H*)//10X,'SUB. HESS',//100(1H*))
DO 3 I=1,N
IF(L1.EQ.0)VD(I)=G1(L2,I)
IF(L2.EQ.0)VD(I)=-G1(L1,I)
IF(L1.NE.0.AND.L2.NE.0)VD(I)=G1(L2,I)-G1(L1,I)
CONTINUE
DO 38 LX=1,LXM
IW=0
IF(LD.EQ.0)GO TO 33
NU=X(LX)
P=KONW(NU,1)
R=KONW(NU,2)
DO 1 ID=1,LD
L=DIODAK(ID,1)
S=DIODAK(ID,2)
IF(P.EQ.0)GO TO 5
IF(R.EQ.0)GO TO 8
UD=U1(P)-U1(R)
IF(L.EQ.0)GO TO 11
IF(S.EQ.0)GO TO 12
DVD(ID)=(G1(S,P)-G1(S,R)+G1(L,R)-G1(L,P))*UD
GO TO 13
UD=-U1(R)
IF(L.EQ.0)DVD(ID)=G1(S,R)*UD
IF(S.EQ.0)DVD(ID)=G1(L,R)*UD
IF(S.NE.0.AND.L.NE.0)DVD(ID)=(G1(L,R)-G1(S,R))*UD
GO TO 13
UD=U1(P)
IF(L.EQ.0)DVD(ID)=G1(S,P)*UD
IF(S.EQ.0)DVD(ID)=-G1(L,P)*UD
IF(S.NE.0.AND.L.NE.0)DVD(ID)=(G1(S,P)-G1(L,P))*UD
GO TO 13
DVD(ID)=(G1(S,P)-G1(S,R))*UD
GO TO 13
DVD(ID)=(G1(L,R)-G1(L,P))*UD
IF(IW.NE.0)GO TO 6
CONTINUE
IF(IW.EQ.1.OR.LDZ.EQ.0)GO TO 4
IW=1
DO 6 ID=LD+1,LD+LDZ
IZ=ID-LD
L=ZENDAK(IZ,1)
S=ZENDAK(IZ,2)
IF(L.EQ.0)UZ=-U1(S)
IF(S.EQ.0)UZ=U1(I)

```

```

2178 IF(L.NE.0.AND.S.NE.0)UZ=U1(L)-U1(S)
2179 DVD(ID)=0
2180 IF(U7.GT.0.)GO TO 7
2181 6 CONTINUE
2182 C OBLICZENIE DG/DXLX
2183 C CZESC BIERNA
2184 4 DO 18 I=1,N
2185 DO 18 J=1,N
2186 18 DG(I,J)=0.
2187 NU=X(LX)
2188 I1=KONW(NU,1)
2189 I2=KONW(NU,2)
2190 IF(I1.EQ.0)DG(I2,I2)=1
2191 IF(I2.EQ.0)DG(I1,I1)=1
2192 IF(I1.NE.0.AND.I2.NE.0)GO TO 19
2193 GO TO 29
2194 19 DG(I1,I1),DG(I2,I2)=1
2195 DG(I2,I1),DG(I1,I2)=-1
2196 C CZESC DIODOWA
2197 29 IW=0
2198 IF(LD.EQ.0)GO TO 34
2199 DO 2 ID=1,LD
2200 A=D1(ID,1)*DVD(ID)*DGA(ID)
2201 IA=DIODAK(ID,1)
2202 IK=DIODAK(ID,2)
2203 32 IF(IA.EQ.0)DG(IK,IK)=DG(IK,IK)+A
2204 IF(IK.EQ.0)DG(IA,IA)=DG(IA,IA)+A
2205 IF(IK.NE.0.AND.IA.NE.0)GO TO 30
2206 GO TO 20
2207 30 DG(IK,IA)=DG(IK,IA)-A
2208 DG(IA,IK)=DG(IA,IK)-A
2209 DG(IK,IK)=DG(IK,IK)+A
2210 DG(IA,IA)=DG(IA,IA)+A
2211 20 IF(IW.NE.0)GO TO 10
2212 CONTINUE
2213 34 IF(IW.EQ.1.OR.LDZ.EQ.0)GO TO 9
2214 IW=1
2215 DO 10 ID=LD+1,LD+LDZ
2216 IZ=ID-LD
2217 IF(DVD(ID).EQ.0)GO TO 10
2218 IA=ZENDAK(IZ,1)
2219 IK=ZENDAK(IZ,2)
2220 A=ZEN(IZ,3)*DVD(ID)*7EN(IZ,6)
2221 GO TO 32
2222 10 CONTINUE
2223 C CZESC TRANZYSTOROWA
2224 9 IF(ITR.EQ.0)GO TO 15
2225 NU=LD-2*ITR+1
2226 DO 27 IT=1,ITR
2227 21 NW=1
2228
2229
2230 AG=DTR(IT,1)*DGA(NU)+DVD(NU)*D1(NU,1)
2231 IK=ZPSPW(IT,1)
2232 IB=ZPSPW(IT,2)
2233 IE=ZPSPW(IT,3)
2234 31 IF(IK.EQ.0)GO TO 22
2235 IF(IB.EQ.0)GO TO 26

```

wiersze 2183, ... 2255
wiersze 2256, ..., 2284

synteza macierzy G / $B_1 \times B_k$
obliczenie elementów macierzy Z / $B_1 \times B_k$

```

2236 IF(IE.EQ.0)GO TO 25
2237 DG(IK,IE)=DG(IK,IE)-AG
2238 DG(IB,IE)=DG(IB,IE)+AG
2239 25 DG(IK,IB)=DG(IK,IB)+AG
2240 23 DG(IB,IB)=DG(IB,IB)-AG
2241 24 NU=NU+1
2242 IF(NW.NE.2)GO TO 28
2243 27 CONTINUE
2244 GO TO 15
2245 22 IF(IB.EQ.0)GO TO 24
2246 DG(IB,IE)=DG(IB,IE)+AG
2247 GO TO 23
2248 26 IF(IE.EQ.0)GO TO 24
2249 DG(IK,IE)=DG(IK,IE)-AG
2250 GO TO 24
2251 28 NW=2
2252 AG=DTR(IT,2)*DVD(NU)*DGA(NU)*D1(NU,1)
2253 IK=ZPSPW(IT,3)
2254 IE=ZPSPW(IT,1)
2255 GO TO 31
2256 15 IF(TFST)GO TO 41
2257 39 DO 17 K=1,LXM
2258 NU=X(K)
2259 I1=KONW(NU,1)
2260 I2=KONW(NU,2)
2261 DUK=0
2262 DO 16 I=1,N
2263 DEI=0
2264 DO 14 J=1,N
2265 14 DEI=DEI+DG(J,I)*VD(J)
2266 IF(I1.EQ.0)DUK=DUK+G1(I,I2)*DEI
2267 IF(I2.EQ.0)DUK=DUK-G1(I,I1)*DEI
2268 IF(I1.NE.0.AND.I2.NE.0)DUK=DUK+(G1(I,I2)-G1(I,I1))*DEI
2269 16 CONTINUE
2270 17 H10(IX,K)=P2(K,1)*DUK+P2(K,2)*P2(LX,1)*P3(LX,K)
2271 38 CONTINUE
2272 IF(TFST)GO TO 40
2273 RETURN
2274 40 WRITE(2,100)
2275 100 FORMAT(10X,'TABLICA H10(I,J)')
2276 DO 50 I=1,LXM
2277 50 WRITE(2,101)(H10(I,J),J=1,LXM)
2278 101 FORMAT(10X,30(1PE12.5,1X))
2279 RETURN
2280 41 WRITE(2,103)LX
2281 103 FORMAT(10X,'TABLICA DG(I,J)/DLX LX=',I2)
2282 DO 42 I=1,N
2283 42 WRITE(2,101)(DG(I,J),J=1,N)
2284 GO TO 39
2285 END

```



```

2287 SUBROUTINE ELA(L,S,P2,P3,POCH,U1,*)
2288 INTEGER OPT,P,R,S,KONW(30,2),ZPNW(10,2),X(20)
2289 REAL P2(20,2),P3(20,20),POCH(20),U1(30),G1(30,31),H(20,21)
2290 LOGICAL TEST
2291 COMMON/TESTB/TEST
2292 COMMON/AR/LK,LZN,KONW,ZPNW/LB/LXM,X,H/GB/G1/XB/OPT
2293 DO 24 LX=1,LXM
2294 NU=X(LX)
2295 P=KONW(NU,1)
2296 R=KONW(NU,2)
2297 IF(P.EQ.0)GO TO 13
2298 IF(R.EQ.0)GO TO 10
2299 UG=U1(P)-U1(R)
2300 IF(L.EQ.0)GO TO 18
2301 IF(S.EQ.0)GO TO 20
2302 UG1=G1(S,P)-G1(S,R)+G1(L,R)-G1(L,P)
2303 23 POCH(LX)=UG*UG1
2304 P2(LX,1)=UG
2305 24 P2(LX,2)=UG1
2306 GO TO 25
2307 13 UG=-U1(R)
2308 IF(L.EQ.0)GO TO 16
2309 IF(S.EQ.0)GO TO 19
2310 UG1=G1(L,R)-G1(S,R)
2311 GO TO 23
2312 16 UG1=-G1(S,R)
2313 GO TO 23
2314 19 UG1=G1(L,R)
2315 GO TO 23
2316 10 UG=U1(P)
2317 IF(L.EQ.0)GO TO 12
2318 IF(S.EQ.0)GO TO 15
2319 UG1=G1(S,P)-G1(L,P)
2320 GO TO 23
2321 12 UG1=G1(S,P)
2322 GO TO 23
2323 15 UG1=-G1(L,P)
2324 GO TO 23
2325 18 UG1=G1(S,P)-G1(S,R)
2326 GO TO 23
2327 20 UG1=G1(L,R)-G1(L,P)
2328 GO TO 23
2329 25 IF(TEST)GO TO 27
2330 26 IF(OPT.EQ.1)RETURN

```

```

2331 DO 51 J=1,LXM
2332 NU=X(J)
2333 L1=KONW(NU,1)
2334 K=KONW(NU,2)
2335 DO 51 I=1,LXM
2336 NU=X(I)
2337 P=KONW(NU,1)
2338 R=KONW(NU,2)
2339 IF(K.EQ.0)GO TO 43
2340 IF(L1.EQ.0)GO TO 46
2341 IF(P.EQ.0)P3(J,I)=G1(P,K)-G1(P,L1)
2342 IF(P.EQ.0)P3(J,I)=G1(R,L1)-G1(R,K)
2343 IF(P.NE.0.AND.R.NE.0)P3(J,I)=G1(R,L1)-G1(P,L1)+G1(P,K)-
2344 1G1(R,K)
2345 GO TO 51
2346 43 IF(R.EQ.0)P3(J,I)=-G1(P,L1)
2347 IF(P.EQ.0)P3(J,I)=G1(R,L1)
2348 IF(P.NE.0.AND.R.NE.0)P3(J,I)=G1(R,L1)-G1(P,L1)
2349 GO TO 51
2350 46 IF(R.EQ.0)P3(J,I)=G1(P,K)
2351 IF(P.EQ.0)P3(J,I)=-G1(R,K)
2352 IF(P.NE.0.AND.R.NE.0)P3(J,I)=G1(P,K)-G1(R,K)
2353 51 CONTINUE
2354 IF(TFST)GO TO 28
2355 RETURN
2356 27 WRITE(2,100)
2357 100 FORMAT(100(1H*))//10X,'SUB. ELA',//100(1H*)
2358 WRITE(2,104)
2359 104 FORMAT(10X,'TABLICA P2(I,J):)
2360 DO 29 I=1,LXM
2361 29 WRITE(2,101)(P2(I,J),J=1,2)
2362 101 FORMAT(10X,2(1PE12.5,2X))
2363 WRITE(2,105)
2364 105 FORMAT(10X,'TABLICA POCH(I):)
2365 WRITE(2,103)(POCH(I),I=1,LXM)
2366 GO TO 26
2367 28 WRITE(2,102)
2368 102 FORMAT(10X,'TABLICA P3(I,J):)
2369 DO 30 I=1,LXM
2370 30 WRITE(2,103)(P3(I,J),J=1,LXM)
2371 103 FORMAT(10X,20(1PE12.5,1X))
2372 RETURN
2373 END
2374

```

wiersze 2376, ..., 2417

linearyzacja diod Zener'a i synteza
elementów ich modeli w macierzy kon-
duktancyjnej G.

```
2375 SUBROUTINE SYNZEN(U1,N)
2376 INTEGER ZENDAK(10,2)
2377 REAL ZEN(10,7),U1(30),G1(30,31),I7,IS
2378 COMMON/GR/G1,ZENB/LDZ,ZENDAK,ZEN
2379 GA=16021/(1.38*295.16*1.3)
2380 IS=1F-5
2381 DO 1 I=1,LDZ
2382 ZEN(I,5)=IS
2383 ZEN(I,6)=GA
2384 IA=ZENDAK(I,1)
2385 IK=ZENDAK(I,2)
2386 IF(IA.EQ.0)UZ=-U1(IK)
2387 IF(IK.EQ.0)UZ=U1(IA)
2388 IF(IA.NE.0.AND.IK.NE.0)UZ=U1(IA)-U1(IK)
2389 IF(U7.GE.8)GO TO 2
2390 IF(U7.GE.ZEN(I,1))GO TO 3
2391 GD=1000/ZEN(I,2)
2392 ZEN(I,4)=(GA*IS-GD)*ZEN(I,1)
2393 ZEN(I,3)=GD
2394 GO TO 6
2395 UZ=8
2396 IZ=IS*(EXP(UZ*GA)-1)
2397 ZEN(I,3)=GA*(IZ+IS)
2398 ZEN(I,4)=IZ-UZ*ZEN(I,3)
2399 GO TO 6
2400 IF(U7.GT.0)GO TO 9
2401 ZEN(I,3)=GA*IS
2402 ZEN(I,4)=0
2403 IF(IA.NE.0)GO TO 7
2404 G1(IK,IK)=G1(IK,IK)+ZEN(I,3)
2405 G1(IK,N+1)=G1(IK,N+1)+ZEN(I,4)
2406 GO TO 1
2407 IF(IK.NE.0)GO TO 8
2408 G1(IA,IA)=G1(IA,IA)+ZEN(I,3)
2409 G1(IA,N+1)=G1(IA,N+1)-ZEN(I,4)
2410 GO TO 1
2411 G1(IA,IA)=G1(IA,IA)+ZEN(I,3)
2412 G1(IA,IK)=G1(IA,IK)-ZEN(I,3)
2413 G1(IK,IA)=G1(IK,IA)-ZEN(I,3)
2414 G1(IA,N+1)=G1(IA,N+1)-ZEN(I,4)
2415 G1(IK,IK)=G1(IK,IK)+ZEN(I,3)
2416 G1(IK,N+1)=G1(IK,N+1)+ZEN(I,4)
2417 CONTINUE
2418 RETURN
2419 END
2420
2421
2422 FINISH
2423
```

Odbiorcy:

1. Ośrodek Informacji NT ITA Polit. Wr.	1
2. Biblioteka Główna Politechniki Wrocławskiej	1
3. Biblioteka Główna Politechniki Warszawskiej	1
4. Biblioteka Główna Politechniki Gdańskiej	1
5. Prof. dr hab. inż. M. Grobelny	1
6. Recenzenci	2
7. Egzemplarze autorskie	3

Razem 10

