

Piotr FORBACH, Andrzej CZECHOWSKI

PROGRAM ANALIZY WRAŻLIWOŚCI I OKREŚLENIE NAJNIKORZYSTNIEJSZYCH WARUNKÓW PRACY W LINIOWYCH OBWODACH ELEKTRONICZNYCH PRĄDU STAŁEGO

Streszczenie: W pracy przedstawiono program obliczania czułości i wyznaczania najgorszych warunków pracy układów elektronicznych z tranzystorami. Podano przykład analizy wzmacniacza w układzie WE ilustrujący metodę postępowania.

1. Wstęp

Rozrzut wartości niektórych parametrów charakteryzujących elementy półprzewodnikowe tego samego typu jest duży, niekiedy nawet kilkusetprocentowy. Dlatego, aby zaprojektować obwód elektroniczny z elementami półprzewodnikowymi tak, by możliwa była pełna wymienialność elementów przy jednoczesnej małej zmienności punktu pracy układu, należy przeanalizować wrażliwość obwodu na zmianę parametrów i określić najbardziej niekorzystne warunki pracy przy danym rozrzucie wartości elementów obwodu.

Metody analizy wrażliwości omówione zostały w pracy [2], której kontynuację stanowi niniejszy artykuł. Przedstawiony tutaj program analizy wrażliwości i wyznaczania najgorszych warunków pracy nawiązuje do metody stosowanej w systemie ECAP [1]. Metoda ta została zmodyfikowana dla lepszego wykorzystania właściwości języka ALGOL 1204.

2. Zlinearyzowany model tranzystora

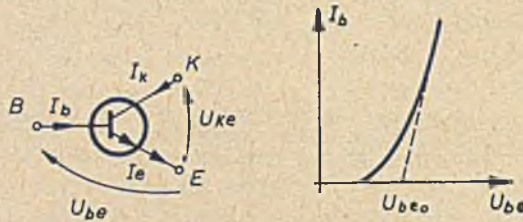
Znany powszechnie i zapewniający dużą dokładność model Ebersa-Molla ma kilka poważnych wad. Równania opisujące model tranzystora są silnie nieliniowe, co komplikuje obliczenia, prowadząc do metod iteracyjnych.

Dla uzyskania pełnej odpowiedniości między modelem a urządzeniem półprzewodnikowym konieczny jest pomiar wielu parametrów tranzystora. Ponieważ parametry te są różne dla różnych egzemplarzy z tej samej serii, więc uzyskany model Ebersa-Molla będzie słuszny tylko dla konkretnego egzemplarza, a nie dla całej serii czy typu tranzystorów. Dlatego w tej pracy zastosowano uproszczony, zlinearyzowany model tranzystora. Model został tak dobrany, aby można było wyznaczyć wartości jego parametrów wyłącznie w oparciu o dane katalogowe, co eliminuje konieczność wykonywania pomiarów.

Model tranzystora uwzględnia 3 stany pracy:

- w obszarze aktywnym,
- w obszarze odcięcia,
- w obszarze nasycenia.

Obszar pracy aktywnej ograniczony jest następująco (rys. 1):



Rys. 1. Symbol tranzystora i charakterystyka wejściowa $I_b = f(U_{be})$

$$U_{be} - U_{be0} > 0 \quad (1)$$

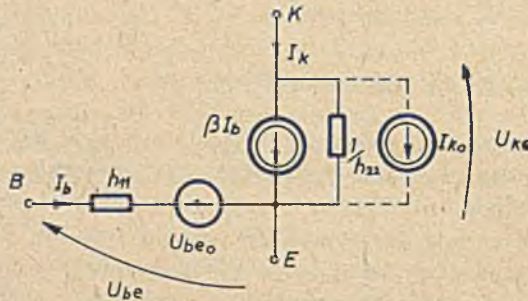
$$U_{ke} > \beta \cdot I_b \cdot r_{sat} \quad (2)$$

gdzie:

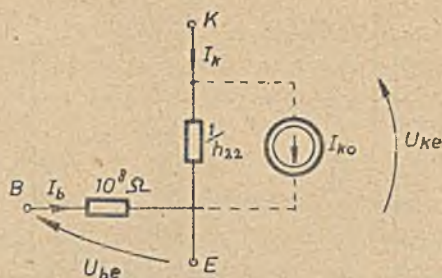
β - wzmacnienie prądowe w układzie OE,

r_{sat} - opór zastępczy obszaru kolektor-emiter dla stanu nasycenia, różny dla różnych typów tranzystorów.

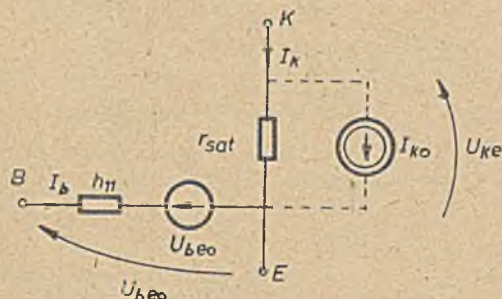
Modele tranzystora dla poszczególnych stanów pracy przedstawione są na rysunkach 2, 3 i 4.



Rys. 2. Model tranzystora dla obszaru aktywnego



Rys. 3. Model tranzystora dla stanu odcięcia



Rys. 4. Model tranzystora dla nasycenia

Gałąź z niezależną SPM o wartości prądu I_{k0} należy włączyć między zaciski K i E wtedy, gdy prąd I_{k0} jest na tyle duży, iż konieczne jest jego uwzględnienie.

3. Równania potencjałów węzłowych i ich rozwiązanie

Sposoby opisu obwodu pasywnego w pamięci maszyny cyfrowej są ogólnie znane [1, 2]. Należy natomiast rozpatrzyć konsekwencje włączenia do obwodu zlinearyzowanych tranzystorów, a więc szczególnego rodzaju źródeł prądowych sterowanych prądowo. Niech będzie dany obwód liniowy prądu stałego o w węzłach i g gałęziach, z tego w g2 gałęziach są niesterowane siły prądomotoryczne. Gałęzi bez sił prądomotorycznych jest więc g1 = g-g2. Liczba tranzystorów w obwodzie wynosi ltr.

Macierz incydencji \underline{A} składa się z dwóch części: pierwsza, o wymiarach $\times(w-1)$, opisuje układ pasywny, a druga, o wymiarach $3ltr \times(w-1)$, opisuje tranzystory i sposób włączenia ich do obwodu. Macierz "przewodności gałęziowych" \underline{Y} , diagonalną dla części pasywnej obwodu ($[2]$), należy rozszerzyć o podmacierz opisującą tranzystory do łącznych wymiarów $(g1 + 3ltr) \times (g1 + 3ltr)$:

$$\underline{Y} = \begin{matrix} & g^1 & & 3ltr & \\ & Y_1 & & & \\ g^1 & & & & \\ & & Yg^1 & & \\ & & & D_1 & \\ 3ltr & & & & \\ & 0 & & & D_{ltr} \end{matrix} \quad (3)$$

gdzie:

$$D_i = \begin{bmatrix} \frac{1}{h_{11_i}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{h_{11_i}} & 0 & h_{22_i} \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, \dots, ltr$$

Fragment macierzy incydencji \underline{A} dla k-tego tranzystora wygląda następująco:

	kolumny			
wiersze	w_{Bk}	w_{Kk}	w_{Ek}	
g1+3k-2	1	0	-1	(4)
g1+3k-1	0	1	-1	
g1+3k	0	1	-1	

gdzie: w_{Bk} , w_{Kk} , w_{Ek} oznaczają odpowiednio numery węzłów, do których dołączone są: baza, kolektor i emiter k-tego tranzystora.

Układ równań potencjałów węzłowych w postaci macierzowej wygląda następująco:

$$(\underline{A}^t \underline{Y} \underline{A}) \underline{V} = \underline{A}^t (\underline{Y} \underline{E} + \underline{J}) \quad (5)$$

gdzie: \underline{V} , \underline{E} , \underline{J} są odpowiednio wektorami: potencjałów węzłowych, niezależnych sił elektromotorycznych gałęziowych oraz niezależnych sił prądomotorycznych gałęziowych. Wektor kolumnowy \underline{E} ma g1+3ltr składowych. Pierwszych g1 składowych to siły elektromotoryczne, a k-temu tranzystorowi (k=1,2, ...,ltr) w obwodzie odpowiadają 3 składowe wektora \underline{E} :

$$\begin{array}{r|l}
 \text{składowa numer:} & \\
 \hline
 g_{1+3k-2} & U_{beo}^k \\
 g_{1+3k-1} & U_{beo}^k \\
 g_{1+3k} & 0
 \end{array} \quad (6)$$

gdzie: U_{beo}^k jest napięciem U_{beo} dla k -tego tranzystora.

Gałęzie bezoporowe, wprowadzane niekiedy do schematów zastępczych, uniemożliwiają utworzenie układu równań (5). W omawianym programie wstawia się w ich miejsce rezystancje o wartościach od 0.001 do 0.01 wartości najmniejszej niezerowej rezystancji obwodu, w zależności od stopnia uwarunkowania macierzy współczynników $A^t Y A$ ([1, 2]).

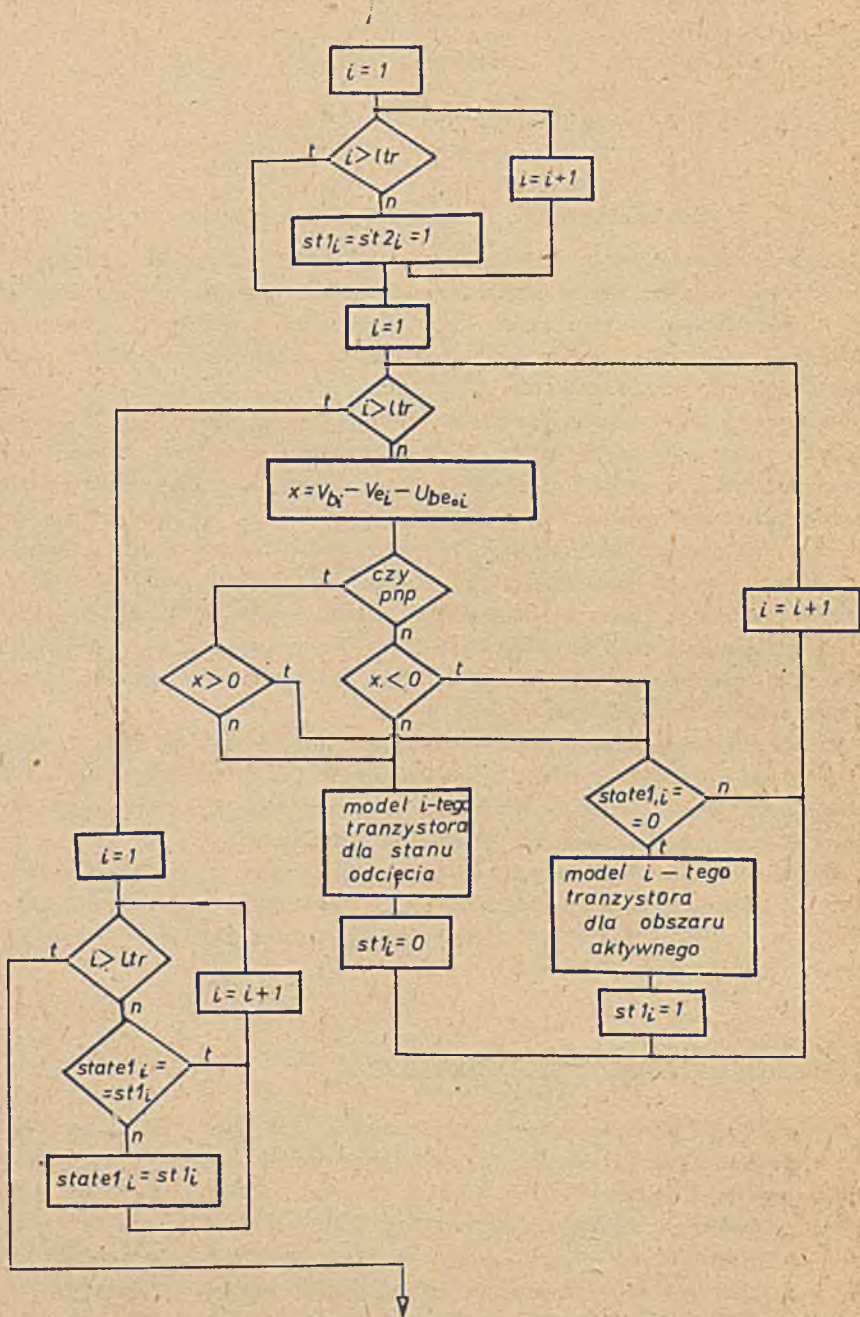
Macierze Y i A stanowią przykład macierzy rozproszonych: w każdym ich wierszu występuje tylko jeden lub dwa elementy niezerowe. W celu zaoszczędzenia miejsca w pamięci operacyjnej m.c. oraz czasu maszynowego zastosowano w programie postać "upakowaną" macierzy A i Y . Każda z tych macierzy opisana jest przez dwa wektory: pierwszy określa położenie elementu niezerowego, a drugi jego wartość [3]. Uzyskano dzięki temu prawie dziesięciokrotne skrócenie czasu rozwiązywania układu równań (5). Okupione to zostało pewnymi komplikacjami programu. I tak na przykład, aby rzeczywiście wykorzystać oszczędność miejsca w pamięci m.c., również macierz A^t musi być zapamiętana w postaci upakowanej.

Układ równań potencjałów węzłowych rozwiązano metodą eliminacji Gaussa z częściowym wyborem elementów podstawowych [4]. Dla polepszenia dokładności zastosowano skalowanie wierszy. Zastosowano algorytm jak w [4], ale bez iteracyjnego poprawiania dokładności obliczeń.

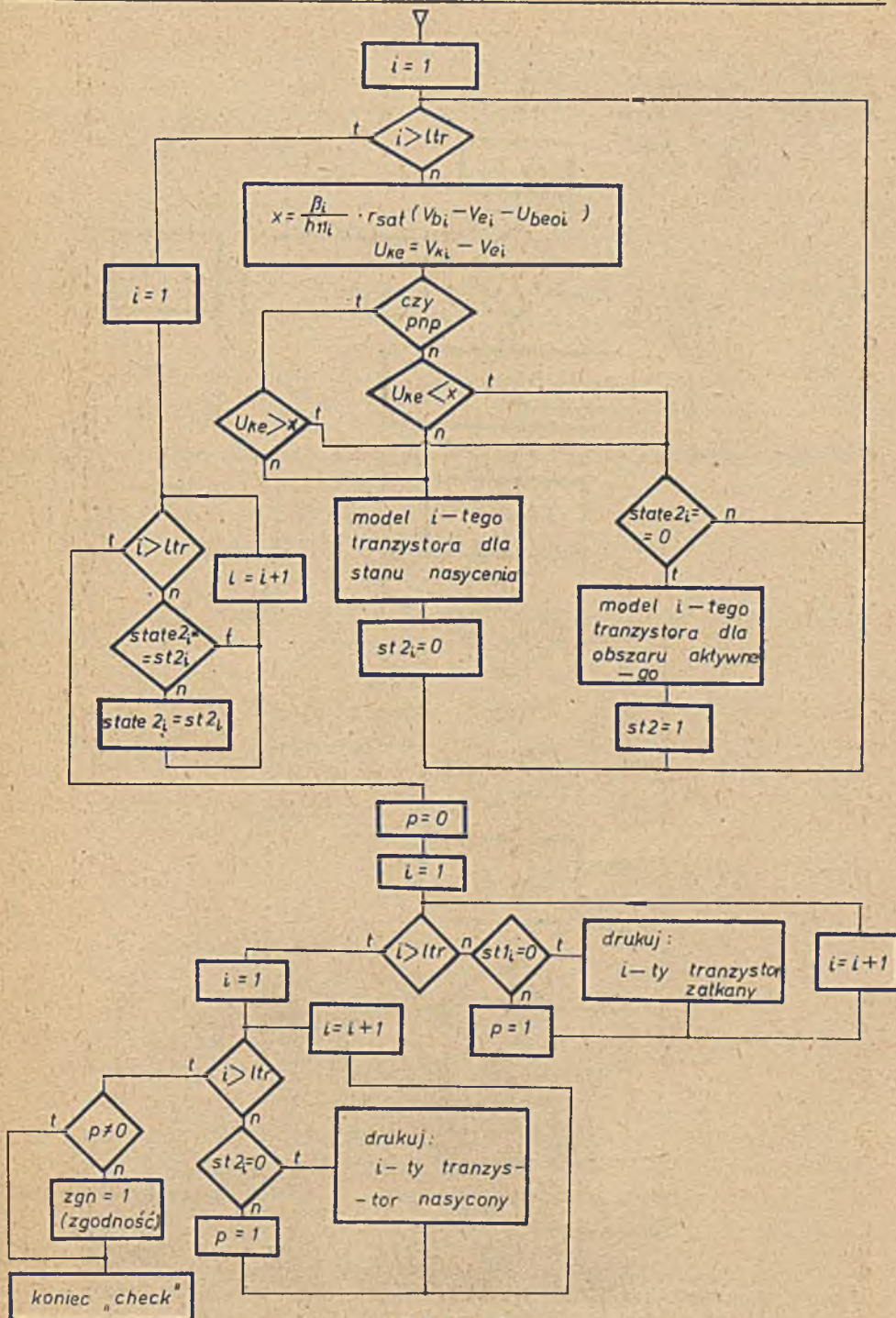
Operacje ułożenia i rozwiązania układu równań (5) oraz wyznaczenia macierzy odwrotnej do $A^t Y A$, koniecznej do określenia współczynników wrażliwości, wykonywane są w omawianym programie przez procedurę "analiza", napisaną jako segment bębnowy.

4. Określenie punktów pracy tranzystorów

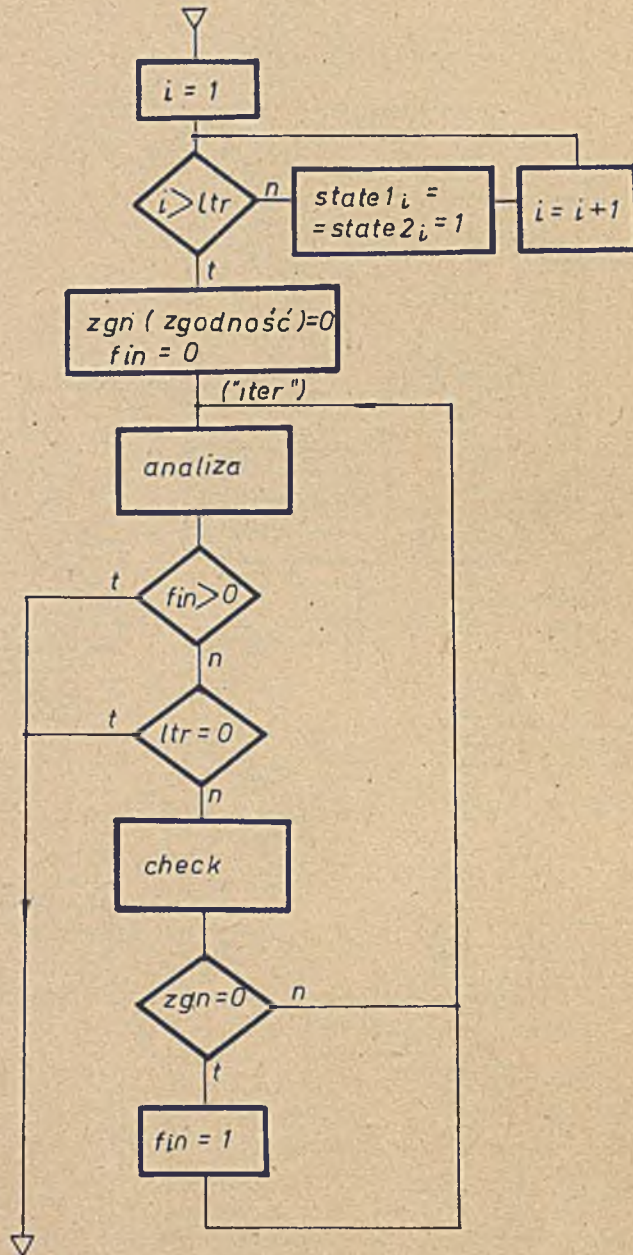
Wyznaczenie punktów pracy poszczególnych tranzystorów odbywa się w sposób w pewnym sensie iteracyjny. Analiza obwodu rozpoczyna się przy założeniu wszystkich tranzystorów w stanie aktywnym. Następnie obliczane są wartości potencjałów węzłowych. W oparciu o wartości potencjałów węzłów, do których dołączone są tranzystory, procedura "check" wyznacza aktualne stany pracy tranzystorów. Stany te zapamiętywane są w dwukolumnowej macierzy boolowskiej. W przypadku, gdy tak wyznaczone stany są różne od przyjętych poprzednio, należy ponownie obliczyć wartości potencjałów węzłowych, zastosować procedurę "check" i porównać nowo wyznaczone stany pracy tranzystorów poprzednimi.



Rys. 5. Schemat blokowy procedury "check"



od. rys. 5



Rys. 6. Schemat blokowy organizacji fragmentu programu dokonującego analizy obwodu i wyznaczającego punkty pracy tranzystorów

Schematy blokowe procedury "check" i fragmentu programu wyznaczającego punkty pracy tranzystorów podane są na rysunkach 5 i 6. Macierz, w której zawarte są informacje o stanach pracy tranzystorów oznaczono na schematach przez "state_{i-j}" (St1, St2 - wektory pomocnicze typu Boolean).

5. Obliczenie pochodnych cząstkowych potencjałów węzłowych

Zróżniczkowanie (5) względem β_j - wartości współczynnika prądowego j-tego tranzystora prowadzi do następującej zależności ([1]):

$$\frac{\partial \underline{V}}{\partial \beta_j} = -(\underline{A}^t \underline{Y} \underline{A})^{-1} \underline{A}^t \frac{\partial \underline{Y}}{\partial \beta_j} (\underline{A} \underline{V} - \underline{E}) \quad (7)$$

gdzie: $\frac{\partial \underline{V}}{\partial \beta_1}$ - wektor pochodnych cząstkowych potencjałów węzłowych względem β_1 ,

$\frac{\partial \underline{Y}}{\partial \beta_1}$ - pochodna macierzy \underline{Y} względem β_1 jest macierzą o jednym elemencie różnym od zera.

Jeśli w miejsce macierzy $\frac{\partial \underline{Y}}{\partial \beta_j}$ w (7) podstawić macierz $\frac{\partial \underline{Y}}{\partial \beta}$ zdefiniowaną następująco:

$$\frac{\partial \underline{Y}}{\partial \beta} = \begin{matrix} g1 \\ \\ 31tr \\ \\ g1 \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 & & 0 \\ & \underline{B}_1 & 0 \\ 0 & 0 & \underline{B}_{1tr} \\ & & 3 \text{ 1tr} \end{bmatrix} \quad (8)$$

gdzie:

$$\underline{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{h_{111}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

a następnie pomnożyć (7) prawostronnie przez macierz jednostkową i odpowiednio pogrupować wyrazy, to otrzymuje się wyrażenie szczególnie przydatne do obliczeń maszynowych:

$$\frac{\partial \underline{V}}{\partial \beta} = -(\underline{A}^t \underline{Y} \underline{A})^{-1} \underline{A}^t \frac{\partial \underline{Y}}{\partial \beta} [(\underline{A} \underline{V} - \underline{E}) \quad \underline{1}] \quad (9)$$

gdzie:

$\frac{\partial \underline{V}}{\partial \underline{\Phi}}$ oznacza symbolicznie macierz o wymiarach $(w-1) \times 1tr$, której wierszami są pochodne cząstkowe kolejnych potencjałów węzłowych względem współczynników wzmocnienia prądowego tranzystorów od 1 do 1tr.

$\underline{1}$ - macierz jednostkowa o wymiarach $(g1+3 \text{ ltr}) \times (g1+3 \text{ ltr})$.

Macierze współczynników wrażliwości potencjałów węzłowych na zmiany wartości rezystancji, SEM i SPM niezależnych otrzymuje się podobnie ([2]):

$$\frac{\partial \underline{V}}{\partial R} = - (\underline{A}^t \underline{Y} \underline{A})^{-1} \underline{A}^t \frac{\partial \underline{Y}}{\partial R} [(\underline{A} \underline{V} - \underline{E}) \underline{1}] \quad (10)$$

$$\frac{\partial \underline{V}}{\partial E} = [(\underline{A}^t \underline{Y} \underline{A})^{-1} \underline{A}^t] \underline{Y} \underline{J}_1 \quad (11)$$

gdzie:

\underline{J}_1 jest macierzą diagonalną o elementach równych: 1, gdy w i-tej gałęzi jest SEM, lub 0, gdy jej nie ma.

$$\frac{\partial \underline{V}}{\partial I} = [(\underline{A}^t \underline{Y} \underline{A})^{-1} \underline{A}^t] \underline{J}_2 \quad (12)$$

gdzie:

\underline{J}_2 - macierz diagonalna o elementach równych: 1, gdy w i-tej gałęzi jest SPM, lub 0, gdy jej nie ma.

6. Wyznaczenie najbardziej niekorzystnych warunków pracy

Sposób postępowania przy określaniu najbardziej niekorzystnych warunków pracy ("worst case") omówiony został w [2].

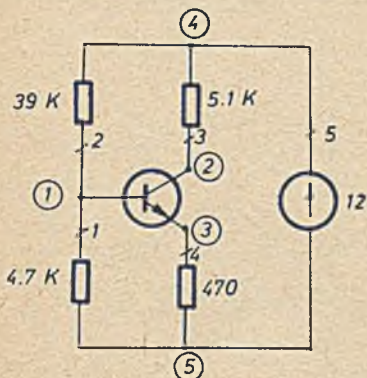
Włączenie do obwodu źródeł sterowanych powoduje, że należy porównywać znaki współczynników wrażliwości nie tylko względem wartości rezystancji jak w [2], ale także względem wartości współczynników wzmocnienia tranzystorów i względem niezależnych SEM. Znaki porównywane są w nominalnym punkcie pracy oraz w punktach skrajnych. W przypadku zmiany znaku którejś z pochodnych cząstkowych, konieczna jest ponowna analiza obwodu przy odpowiednio zmienionej wartości parametru, względem którego współczynnik wrażliwości zmienił znak.

Aby uniknąć komplikującego znacznie algorytm obliczania współczynników wrażliwości względem pozostałych parametrów tranzystorów (tj. h_{11} , h_{12} i h_{22}) zastosowano uproszczenie, które nie ma praktycznie wpływu na wyniki obliczeń a znacznie ułatwia te obliczenia. Wpływ parametrów h_{12} i h_{22} na rozkład napięć w obwodzie jest znacznie mniejszy, niż wpływ rezystancji

wejściowej h_{11} i wzmocnienia prądowego $h_{21} = \beta$. Przeprowadzone dokładne badania polegające na wielokrotnej analizie obwodu, przy wprowadzanej za każdym razem zmianie jednego z parametrów o 1% potwierdzają iż wpływ parametru h_{12} jest w ogóle do pominięcia, natomiast zmiany potencjałów węzłowych spowodowane przyrostem h_{22} są co najmniej kilkakrotnie mniejsze od zmian wywołanych przyrostem h_{11} lub h_{21} , przy czym są tym mniejsze im większe są wzmocnienie i rezystancja wejściowa tranzystora. Ponadto parametry tranzystora są ze sobą ściśle powiązane, nie można zatem rozpatrywać wpływu niezależnych ich zmian na obwód. Dla tranzystorów tego samego typu stwierdzono następującą prawidłowość: większej wartości β odpowiada większa wartość rezystancji wejściowej h_{11} . Powyższe fakty uzasadniają przyjęty w programie sposób postępowania. Wystarczy mianowicie wyznaczyć współczynniki wrażliwości na zmiany β poszczególnych tranzystorów, a przy określaniu najgorszych warunków pracy obwodu wartościom rezystancji wejściowych h_{11} nadawać przyrosty tego samego znaku, co wartościom współczynników wzmocnienia prądowego. Oczywiście, niezależnie od powyższego, konieczne jest obliczanie pochodnych cząstkowych względem napięć U_{beo} i uwzględnienie ich ewentualnych rozrzutów przy analizie "worst case".

7. Przykład

Jako przykład może służyć analiza prostego obwodu wzmacniacza w układzie WE (rys. 7).



Wielkości charakteryzujące:

$$g = 4, g_1 = 4, g_2 = 0, w = 5, ltr=1$$

Jako węzeł odniesienia przyjęto węzeł nr 5.

Parametry tranzystora:

$$h_{11} = 2100\Omega, h_{21} = 45, h_{22} = 7 \cdot 10^{-6} S,$$

$$U_{beo} = 0,65 V.$$

Rys. 7. Wzmacniacz w układzie WE

Poniżej przedstawiono wyniki obliczeń obwodu z rys. 7.

potencjały węzłowe

$$V [1] = 1.197_{10} 00$$

$$V [2] = 6.680_{10} 00$$

$$V [3] = 5.007_{10} 01$$

$$V [4] = 1.200_{10} 01$$

$$V [5] = .000_{10} 00$$

macierz pochodnych cząstkowych względem oporów

$$dVR [1, 1] = 1.922_{10} 04 \quad dVR [1, 2] = -2.518_{10} 05 \quad dVR [1, 3] = -5.108_{10} 07$$

$$dVR [1, 4] = 1.643_{10} 04 \quad dVR [1, 5] = .000_{10} 00$$

$$dVR [2, 1] = -1.852_{10} 03 \quad dVR [2, 2] = 2.426_{10} 04 \quad dVR [2, 3] = -1.034_{10} 03$$

$$dVR [2, 4] = 8.686_{10} 03 \quad dVR [2, 5] = .000_{10} 00$$

$$dVR [3, 1] = 1.746_{10} 04 \quad dVR [3, 2] = -2.287_{10} 05 \quad dVR [3, 3] = -7.666_{10} 07$$

$$dVR [3, 4] = 2.465_{10} 04 \quad dVR [3, 5] = .000_{10} 00$$

macierz pochodnych cząstkowych względem SEM

$$dVE [1, 5] = 9.140_{10} 02$$

$$dVE [2, 5] = 1.155_{10} 01$$

$$dVE [3, 5] = 8.332_{10} 02$$

$$dVE [4, 5] = 1.000_{10} 00$$

macierz pochodnych cząstkowych względem BETA

$$dVBETA [1, 1] = 1.554_{10} 03$$

$$dVBETA [2, 1] = -2.720_{10} 02$$

$$dVBETA [3, 1] = 2.333_{10} 03$$

macierz pochodnych cząstkowych względem Ubeo

$$dVUbeo [1, 1] = 1.547_{10} 01$$

$$dVUbeo [2, 1] = 8.145_{10} 00$$

$$dVUbeo [3, 1] = -7.678_{10} 01$$

czas obliczeń = 8

NAJGORSTSZE WARUNKI PRACY

zmiana znaku pochodnej cząstkowej dVE [2, 5]

minimalne wartości potencjałów węzłowych

$$V_{mn} [1] = 9.001_{10} 01$$

$$V_{mn} [2] = 4.003_{10} 00$$

$$V_{mn} [3] = 2.018_{10} 01$$

$$V_{mn} [4] = 1.020_{10} 01$$

maksymalne wartości potencjałów węzłowych

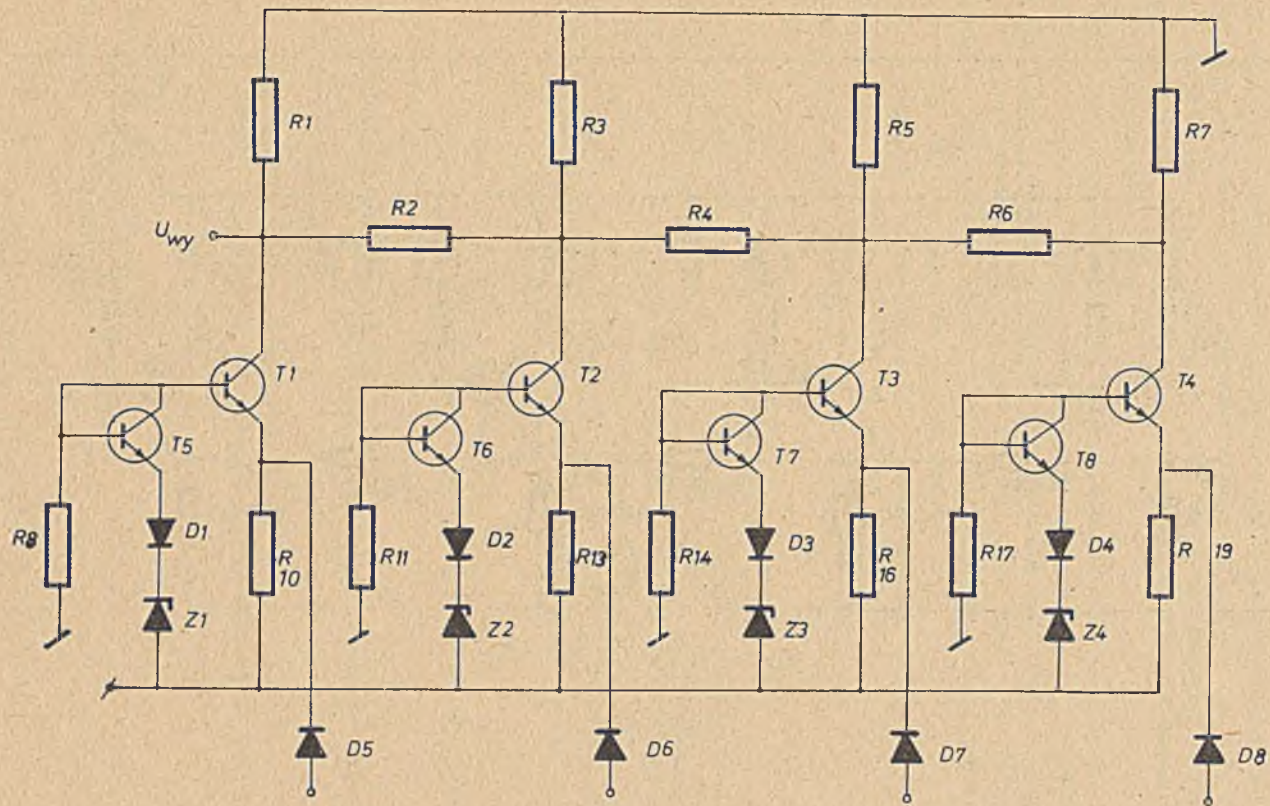
$$V_{mx} [1] = 1.465_{10} 00$$

$$V_{mx} [2] = 9.289_{10} 00$$

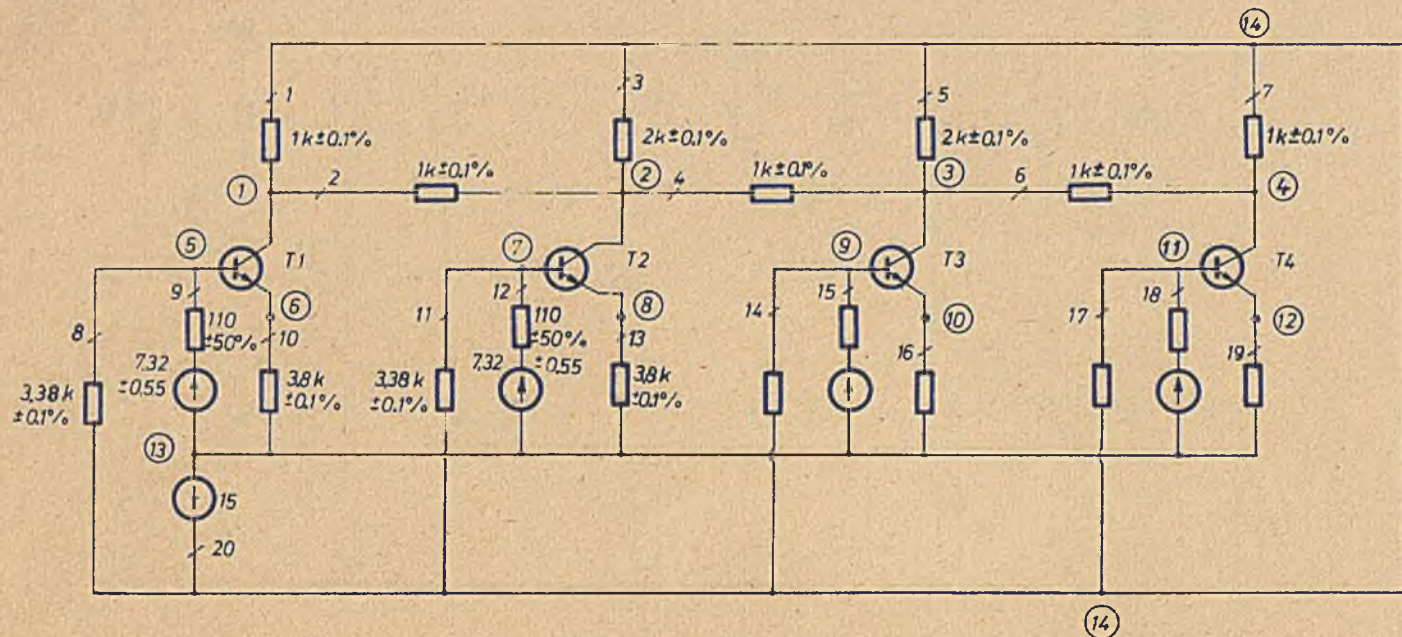
$$V_{mx} [3] = 7.938_{10} 01$$

$$V_{mx} [4] = 1.320_{10} 01$$

całkowity czas obliczeń = 55



Rys. 8. Schemat ideowy 4-bitowego przetwornika C/A



rys. 1. Schemat nast.-poz. obwodu z rys. 8

8. Przykład II

Przy pomocy programu przeprowadzono analizę złożonego obwodu stanowiącego fragment przetwornika cyfrowo-analogowego ([5, 6]), (rys. 8). Ponieważ obwód nie mieści się w pamięci m.c. zastosowano uproszczenia, polegające na zastąpieniu włączonych diodowo tranzystorów T5 - T8 schematami diod złącz kolektor - emiter [6].

Schemat zastępczy obwodu po uproszczeniach pokazano na rys. 9.

Analizę "worst case" przeprowadzono przy założeniu 0.1% rozrzutu wartości rezystancji, napięciach Zenera wahających się od 5.6-6.6 V, napięciach diod w kierunku przewodzenia 0.62-0.68 V. Przyjęto ([6]), że tranzystory dobierane są jedynie ze względu na wartości napięć $U_{beo} = 0.61-0.65$ V. Dla pozostałych parametrów założono rozrzut 50%.

Poniżej zamieszczono fragmenty tabulogramu wyników obliczeń obwodu z rys. 9.

potencjały węzłowe

V [1] = -2.297₁₀ 00

macierz pochodnych cząstkowych względem oporów

dVR [1, 1] = -1.524₁₀ -03 dVR [1, 2] = 1.524₁₀ -04 dVR [1, 3] = -2.285₁₀ -04
 dVR [1, 4] = 9.406₁₀ -13 dVR [1, 5] = -1.142₁₀ -04 dVR [1, 6] = -3.808₁₀ -05
 dVR [1, 7] = -1.084₁₀ -04 dVR [1, 8] = 1.194₁₀ -05 dVR [1, 9] = -3.663₁₀ -04
 dVR [1, 10] = 3.135₁₀ -04 dVR [1, 11] = 5.362₁₀ -06 dVR [1, 12] = -1.831₁₀ -04
 dVR [1, 13] = 1.597₁₀ -04 dVR [1, 14] = 2.977₁₀ -06 dVR [1, 15] = -0.151₁₀ -05
 dVR [1, 16] = 7.281₁₀ -05 dVR [1, 17] = 1.485₁₀ -06 dVR [1, 18] = -4.575₁₀ -05
 dVR [1, 19] = 3.990₁₀ -05 dVR [1, 20] = 1.739₁₀ -04

macierz pochodnych cząstkowych względem SEM

dVE [1, 9] = -1.634₁₀ -01 dVE [1, 12] = -8.418₁₀ -02 dVE [1, 15] = -4.208₁₀ -02
 dVE [1, 16] = -2.103₁₀ -02 dVE [1, 20] = -1.084₁₀ -02

macierz pochodnych cząstkowych względem BETA

dVBETA [1, 1] = -1.808₁₀ -05 dVBETA [1, 2] = -9.237₁₀ -06 dVBETA [1, 3] = -4.617₁₀ -06
 dVBETA [1, 4] = -2.258₁₀ -06

macierz pochodnych cząstkowych względem Ubeo

dVUbeo [1, 1] = 1.739₁₀ -01 dVUbeo [1, 2] = 8.692₁₀ -02 dVUbeo [1, 3] = 4.344₁₀ -02
 dVUbeo [1, 4] = 2.172₁₀ -02

czas obliczeń = 56

NAJGORSZE WARUNKI PRACY

minimalne wartości potencjałów węzłowych

V_{mn} [1] = -2.482₁₀ 00

zmiana znaku pochodnej cząstkowej dVR [1, 4]

maksymalne wartości potencjałów węzłowych

V_{mx} [1] = -2.090₁₀ 00

całkowity czas obliczeń = 176

Powyższe obliczenia wskazują na bardzo duży rozrzut wartości napięcia wyjściowego [1] przy zadanych tolerancjach.

Przeprowadzono wielokrotną analizę obwodu dla różnych wartości tolerancji parametrów tranzystorów oraz zastępczych rezystancji w gałęziach 9, 12, 15 i 18 (rys. 9) przy niezmiennych tolerancjach napięć Zenera i spadków napięć na diodach i złączach B-E tranzystorów połączonych diodowo. Na podstawie wyników tych obliczeń można stwierdzić, iż decydujący wpływ na dokładność pracy układu mają spadki napięć na obwodach polaryzacji, tj. diodach, diodach Zenera i tranzystorach w połączeniu diodowym. Wpływ tolerancji parametrów tranzystorów i rezystancji gałęzi 9, 12, 15, 18 jest do pominięcia (o 2 rzędy mniejszy, niż wpływ zastępczych SEM gałęzi 9, 12, 15, 18). Założony w pracy [6] rozrzut spadków napięć na ww. elementach nie zapewnia wymaganej dla przetworników C-A dokładności.

9. Dokładność obliczeń i zajętość pamięci m.c

Macierz przewodnościowa obwodu ze źródłami sterowanymi jest bardzo źle uwarunkowana i dlatego analiza bez m.c nawet tak prostego obwodu jak w p. 7 prowadzi do błędnych wyników. Praktycznie jedynym sposobem sprawdzenia wyników jest ich porównanie z pomiarami wykonanymi na działającym obwodzie. Trzeba przy tym zdać sprawę z faktu, iż decydujący wpływ na wyniki mają przyjęte modele tranzystorów. Wyniki obliczeń z p. 7 porównano z wynikami odpowiednich pomiarów, a wyniki z p. 8 porównano z [6]. Okazuje się, że największe błędy są kilkuprocentowe.

Ponieważ nawet przy pesymistycznym założeniu dokładności do trzech cyfr znaczących, błędy wynikające z przyjęcia przybliżonych modeli są o kilka rzędów większe, więc najodpowiedniejszym wydaje się być postępowanie następujące:

- 1) Analiza obwodu dla katalogowych wartości parametrów tranzystorów.
- 2) Przyjęcie nowych modeli tranzystorów (na podstawie charakterystyk lub pomiarów) w punktach pracy wyznaczonych na podstawie wyników 1).

Przekład programu napisanego w języku ALGOL 1204 zajmuje ok. 3 800 komórek w pamięci operacyjnej m.c. Podczas obliczeń korzysta się z 8 segmentów bębnowych, z których najdłuższy zajmuje ok. 2 000 komórek.

LITERATURA

- [1] Jensen R.O., Lieberman M.D.: IBM Electronic Circuit Analysis Program, Prentice - Hall, 1968.
- [2] Czechowski A., Rorbach P.: Analiza czułości i określanie najbardziej niekorzystnych warunków pracy w liniowych obwodach prądu stałego. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej - w druku.

- [3] Mc Namee J.M.: A Sparse Matrix Package, Communications of ACM, vol. 14, no. 4, April 1971.
- [4] Forsythe G.E., Moler C.D.: Computer Solution of Linear Algebraic Systems, Prentice-Hall. (przekład rosyjski - Moskwa 1969).
- [5] Hoeschele D.F.: Analog - to - Digital/ Digital - to - Analog Conversion Techniques, Wiley, N.Y., 1968.
- [6] Karwan L.: Analiza wrażliwości układów elektronicznych metodą dekompozycji, Praca Doktorska, Gliwice, 1976.

ПРОГРАММА АНАЛИЗА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАИХУДШИХ УСЛОВИЙ РАБОТЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЯХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Р е з ю м е

В статье указана программа вычисления чувствительности и наихудших условий работы электронных цепей постоянного тока с транзисторами. Приведены примеры анализа транзисторного усилителя и 4-битового цифро-аналогового преобразователя.

THE PROGRAM OF THE SENSITIVITY ANALYSIS AND THE WORST CASE SOLUTION OF LINEAR D.C. ELECTRONIC CIRCUITS

S u m m a r y

In the paper a program of sensitivity analysis and the worst case solution of linear d.c. circuits with transistors is given. Based on this method, the OE amplifier and the 4-bit D/A converter are analysed.