

МОДЕЛИРАНЕ НА ДВУКОЛЕКТОРЕН МАГНИТОТРАНЗИСТОР НА ОСНОВАТА НА SPICE ПРОГРАМЕН ПАКЕТ

ст.вс. Анатолий Трифонов Александров,

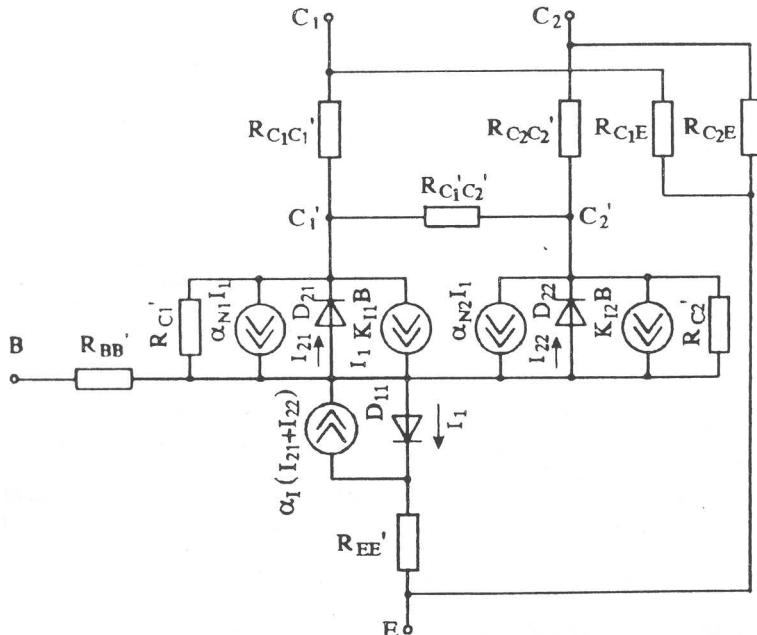
гл.ас. Петка Денева Петрова,

доц. к.т.н. Петко Жечев Тодоров

гл.ас. Велимира Димитрова Тодорова

ВМЕИ - Габрово, 1994 г.

Един от основните принципи при моделиране на електронни елементи е възможността за модификация на еквивалентните схеми с цел приложението им при решаване на конкретни инженерни задачи. Изходдайки от тази особеност, както и от изискванията към моделите за машинно проектиране [1], е синтезиран нелинеен статичен модел на двуколоекторен ламерален NPN магнитотранзистор с надлъжна магнитна ос (фиг.1), който се явява разновидност на представените в [2] и [3] схемни варианти.



Фиг.1

Нелинейната зависимост между тока и напрежението на емитерния преход е представена чрез диода D_{11} , а на колекторните преходи - чрез D_{21} и D_{22} .

Емитерният ток е:

$$I_E = I_1 - \alpha_1(I_{21} + I_{22}), \quad (1)$$

където:

α_I - коефициент на предаване по ток за схема ОВ при инверсно свързване;

$$I_1 = I_{ES} (e^{U_1/M_E U_T} - 1) \quad (2)$$

I_{ES} - ток на насищане на прехода;

M_E - емисионен коефициент;

U_T - температурен потенциал.

Токовете на измерителните колектори C_1 и C_2 са съответно:

$$I_{C1} = \alpha_{N1} I_1 - I_{21} + K_{I1} B \quad (3)$$

$$I_{C2} = \alpha_{N2} I_1 - I_{22} - K_{I2} B \quad (4)$$

като: α_{N1} , α_{N2} - коефициенти на предаване по ток за схема ОВ при нормално свързване.

$$I_{21} = I_{C1S} (e^{U_{21}/M_{C1} U_T} - 1), \quad (5)$$

$$I_{22} = I_{C2S} (e^{U_{22}/M_{C2} U_T} - 1). \quad (6)$$

I_{C1S} , I_{C2S} - токове на насищане на колекторните преходи;

M_{C1} , M_{C2} - емисионни коефициенти.

Степента на влияние на магнитното поле е отразено в (3) и (4) чрез последните събираеми (B - индукция на магнитното поле, K_{I1} , K_{I2} - токови магниточувствителности).

Утечните съпротивления R_{C1} и R_{C2} за симетричен матнитотранзистор се пресмятат по зависимостта:

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{U_T}{\alpha_N (1 - \alpha_N) \cdot \lambda_C \cdot I_1}, \quad (7)$$

където: $\alpha_N = \alpha_{N1} + \alpha_{N2}$

λ_C - сумарен коефициент, отчитащ ефекта на Ерли, като:

$$\lambda_C = \frac{U_T}{W_B} \frac{\partial W_B}{\partial U_{CB}}. \quad (8)$$

W_B - ширина на базата.

За междуколекторното съпротивление $R_{C1'C2'}$ се получава:

$$R_{C1'C2'} \approx (2 - \alpha_N) \frac{R_{C1} + R_{C2}}{2} \quad (9)$$

Различният наклон на изходните характеристики в нормален активен режим се моделира чрез проводимостите G_{C1E} и G_{C2E} ($G_{C1E} = \frac{1}{R_{C1E}}$, $G_{C2E} = \frac{1}{R_{C2E}}$). Те се определят по един и същ начин, като се използват изходните характеристики за съответния колектор $I_{C1} = f(U_{C1E})$ или $I_{C2} = f(U_{C2E})$. Така например, за пресмятане на проводимостта G_{C1E} от характеристики $I_{C1} = f(U_{C1E})$ за различните базови токове I_{Bi} ($i = 1, 2, \dots, n$; n - брой характеристики) при две напрежения U_{C1E1} и U_{C1E2} в хоризонталната част на характеристиката се отчитат токовете $I_{C1}(U_{C1E1})$ и $I_{C1}(U_{C1E2})$, за които се пресмятат проводимостите G_{C1Ei} :

$$G_{C1Ei} = \frac{I_{C1i} - I_{C11}}{U_{C1E2} - U_{C1E1}}. \quad (10)$$

и токовете I_{E_i} :

$$I_{E_i} = I'_{C_{l_i}} + I_{B_i} \quad (11)$$

Извършва се междинната апроксимация $G_{C1E} = f(I_E)$:

$$G_{C1E} = G_{01E} + G_{11E}I_E + G_{21E}I_E^2, \quad (12)$$

чрез която се определя съотвествието между G_{C1E} и вътрешният ток I_1

$$I_{l_1} = I_{E_i} - G_{C1E}(I_E), U_{CIE1} \quad (13)$$

След пресмятане на апроксимиращите кофициенти G_{01} , G_{11} и G_{21} на полинома

$$G_{CIE} = G_{01} + G_{11}I_1 + G_{21}I_1^2 \quad (14)$$

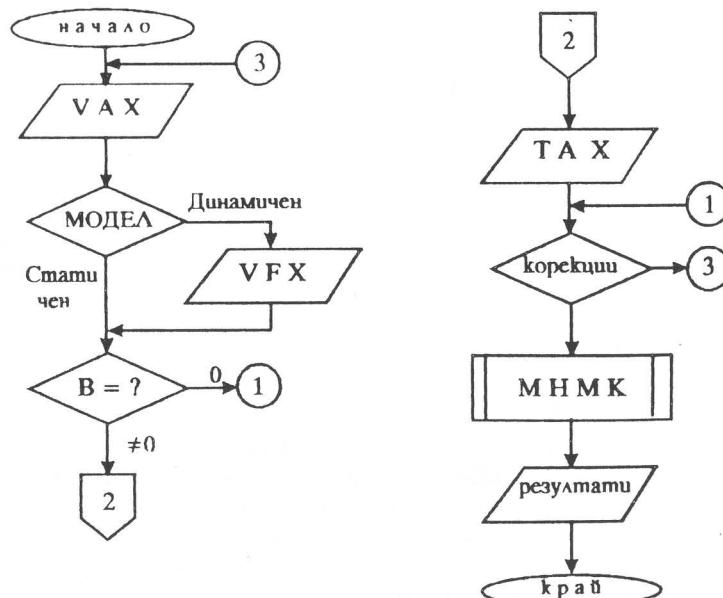
за средната интегрална стойност на проводимостта G_{C1E} се получава:

$$G_{CIE1} = G_0 + \frac{\frac{G_1}{2}(I_{ln}^2 - I_{l1}^2) + \frac{G_2}{3}(I_{ln}^3 - I_{l1}^3)}{I_{ln} - I_{l1}}, \quad (15)$$

където: $I_{l1} = I_{l1\min}$ и $I_{ln} = I_{l1\max}$.

Зависимостите (1 - 15) съвместно с тези в [2] и [3] са заложени в модули за пресмятане на моделните параметри на гбуколекторен магнитотранзистор чрез програмен продукт MODELMT. Информацията от волт-амперните (VAX), волт-фарадните (VFX) и тесла-амперните (TAX) характеристики се обработва по метода на най-малките квадрати (МНМК) [4].

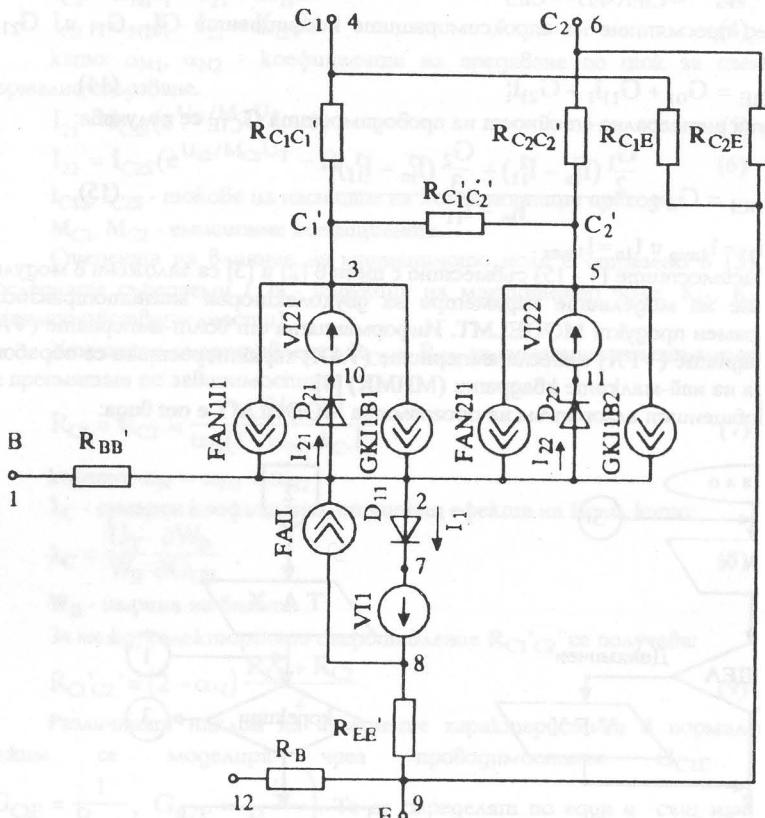
Обобщеният алгоритъм на програмата MODELMT е от фига:



Фиг.2

Получените за модела от фиг.1 параметри за магнитотранзистор 2T1MP1 са: $R_{CC'} = 366,7\Omega$, $R_{EE'} = 0,4\Omega$, $R_{BB'} = 14,6\Omega$, $R_{C1E} = R_{C2E} = 4,25k\Omega$, $M_E = 1,37$, $M_C = 1,64$, $K_{I1B} = 1,373 \cdot 10^{-4} \text{ mA/T}$, $K_{I2B} = 1,309 \cdot 10^{-4} \text{ mA/T}$, $I_{ES} = 3,57 \cdot 10^{-11} \text{ A}$, $I_{CS} = 4,824 \cdot 10^{-12} \text{ A}$.

С цел съвместяване на модела на двуколекторния магнитотранзистор с програмен пакет SPICE (PSPICE) той е модифициран в съответствие с изискванията на пакета [4] - фиг.3.



Фиг.3

Източниците на напрежение VI21, VI22 и VII се явяват амперметри за токовете I_{21} , I_{22} и I_1 , които са управляващи за зависимите източници FAN111, FAN211, FAII, FAIII. Освен четирите извода на магнитотранзистора е изведен и допълнителен (възел 12), към който е свързано съпротивлението R_B . Необходимостта от R_B се обуславя от това, че зависимите източници GKI1B1 и GKI1B2 в действителност се управляват от индукцията В на магнитното поле и като такива са недопустими за програмния пакет. Поради тази причина

паралелно на R_B се свързва и източник на напрежение V_B , а $GKI1B1$ и $GKI1B2$ се модифицират в източници на ток, управлявани от напрежението на V_B , което е пропорционално на магнитната индукция

Моделът на фиг. 3 е описан чрез файл VNB.BUG на подсхема по следния начин:

```
•SUBCKT MT 4 6 1 9 12
•NODES
•NODE 4 COLLECTOR C1
•NODE 6 COLLECTOR C2
•NODE 1 BASE B
•NODE 9 EMMITTER E
•NODE 12 ADDITIONAL NODE
RCC1 4 3 [VALUE]
RCC2 6 5 [VALUE]
RC1E 4 9 [VALUE]
RC2E 6 9 [VALUE]
RBB 1 2 [VALUE]
REE 8 9 [VALUE]
RB 12 9 10MEG
D11 2 7 DMODE
D21 2 10 DMODC
D22 2 11 DMODC
FAN1I1 3 2 V11 [VALUE]
FAN2I1 5 2 V11 [VALUE]
FAII 8 2 POLY(2) V121 V122 [P0] [P1] [P2]
GKI1B1 3 2 12 9 [VALUE]
GKI1B2 5 2 12 9 [VALUE]
V11 7 8
V121 11 3
•MODEL DMODE D([IS] [N] [EG])
•MODELL DMODC D([IS] [N] [EG])
•ENDS MT
```

Означениите в скоби параметри [VALUE] са стойности на съпротивления, коефициенти на предаване по ток за източниците FAN1I1 и FAN1I2 и проводимости за GKI1B1 и GKI1B2, а P0, P1, P2 - коефициенти на полинома, с които се описва тока на източника FAII.

Представеният файл може успешно да се използува за получаване на различни видове статични характеристики на гбуколекторен латерален магнитотранзистор, както и за изследване на електронни схеми на базата на галваномагнитни преобразуватели с този вид елементи.

Изследванията са финансиирани от НФ „Научни изследвания“

ЛИТЕРАТУРА:

1. Боянов Й., Е. Шойкова, М.Христов. Справочник по машинни модели на полупроводникови прибори, С., Техника, 1983

2. Петрова П.Д., А.Т. Александров. Моделиране на двуколекторен магнитотранзистор. НКМУ СУ - Ст.Загора, 1992
3. Тодоров П.Ж., П.Д.Петрова, А.Т.Александров, В.Д.Тодорова. Изследване влиянието на температурата върху моделните параметри на магнитотранзистор. Годишник на ВМЕИ - Габрово, 1994 (под печат).
4. Mak-Kraken Д., У. Дорн, Численные методы и программирование на фортране, М., Мир, 1977
5. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSPICE для схемотехнического моделирования на ПЭВМ, Вып. 1, 2, 3, 4, М., Радио и связь, 1992

MODELLING OF DUAL-COLLECTOR MAGNETOTRANSISTOR WITH SPICE

(Abstract)

The report presents a non-linear model of a dual-collector lateral NPN transistor. The model is applicable to computer-aided design and analysis program such as SPICE. It is described as a subcircuit appropriate for file-forming for getting the characteristics of a dual-collector magnetotransistor. The paper gives out the mathematical dependences. The worked-out results are for a magnetotransistor 2T1MII1.