

# Симулация на нелинейни активни съпротивления при моделиране на биполярни магнитотранзистори

## Simulation of nonlinear resistance at bipolar magnetotransistors modeling

Tzvetelina Petrova Tzeneva, Technical University – Sofia,  
FETT, Dept.KTPPME

*Abstract: In order to simulate behavior of bipolar magnetotransistor in amperometric mode of operation in a wide range of emitter current supply a nonlinear resistance is used at modeling to represent the base resistance of the device. The modulation of that resistance by the current should be presented in SPICE model, due to the voltage on it being a part of injection collector potentials. Several circuit solutions for simulation of nonlinear resistance using parts of Analog Behavior Modeling Library of Design Center™ are proposed. Although the presented approach is used for solving particular problem it is universal and is applicable in all cases when simulating nonlinear resistance is necessary.*

### 1. Въведение

Моделирането на галваномангнитните елементи позволява да се анализират и симулират процесите, протичащи в тях, да се оптимизира конструкцията им и да се автоматизира проектирането [1-4]. При моделирането на биполярните магнитотранзистори се използват модификации на модела на Еберс-Мол, тъй като особеностите в конструкцията им (голямата широчина на базата) [5] правят стандартния SPICE модел на биполярен транзистор неподходящ за описание на тяхното поведение.

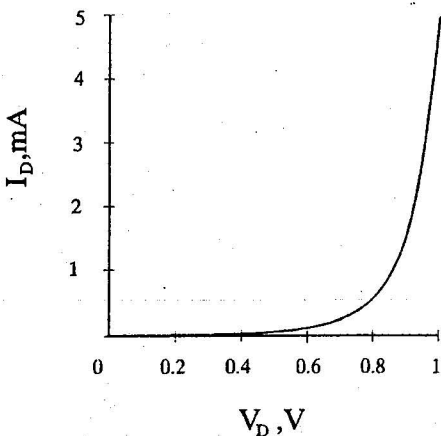
При създаването на SPICE модел на биполярен магнитотранзистор, работещ в амперометричен режим [6], възникна необходимост да бъде използвано нелинейно активно съпротивление за представяне на базовото съпротивление на прибора. За симулиране на поведението на сензора в широк диапазон на захранващия емитерен ток трябва да се отрази в модела модулацията на това съпротивление от тока, тъй като пада на напрежение върху него е компонент на инжекционния потенциал на колекторите [6]. Поради тази причина се наложи да се намерят начини за симулиране на нелинейни съпротивления, използвайки възможностите на Design Center™ [7].

### 2. Методика за симулация

Целта е да се симулира чрез SPICE модел експериментално определената волт-амперна характеристика на колекторните преходи на магнитотранзистора, фиг.1. Измерванията са проведени с 5 образци, като е наблюдавана добра повтаряемост на резултатите с отклонения в рамките на системната грешка на

измервателната апаратура. Използвайки метода на най-малките квадрати, от линейната част на V-A характеристика (при малки токове, където може да се пренебрегне влиянието на обемното базово съпротивление) са определени токът на насищане  $I_S$  и емисионния коефициент  $N$  от уравнението на диода:

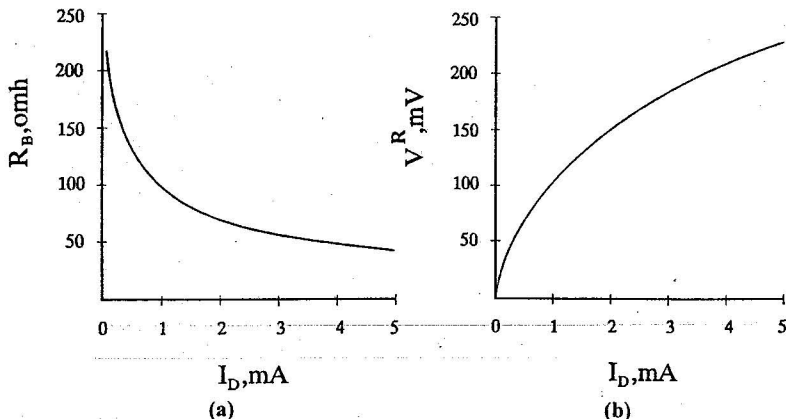
$$(1) \quad I_D = I_S \left[ \exp\left(\frac{V_D - I_D \cdot R_B(I_D)}{N \cdot \varphi_T}\right) - 1 \right]$$



Фиг. 1 Експериментална V-A характеристика на колекторните преходи на моделирания биполярен магнитотранзистор

В резултат на това са определени напрежението върху самия преход  $V_{PN}(I_D) = N \cdot \varphi_T \cdot \ln(I_D/I_S + 1)$  и пада върху активното съпротивление  $V_R(I_D) = R_B(I_D) \cdot I_D$  като функция на тока  $I_D$ , ( $V_D = V_{PN} + V_R$ ), както и зависимостта  $R_B(I_D)$ , фиг.2.

При моделирането колекторният преход се представя като последователно свързани диод със зависимост  $V_{PN}(I_D)$  и нелинейно активно съпротивление, симулиращо зависимостта  $V_R(I_D)$ . При възприетия подход се намира математическа апроксимация на нелинейната зависимост  $V_R(I_D)$ , а апроксимиращата функция се реализира с еквивалентна схема, използвайки библиотечни еле-



Фиг.2 Зависимост на активното базово съпротивление  $R_B$  и на пада на напрежение върху него  $V_R$  от тока през прехода  $I_D$ .

менти от Design Center™. Един от начините е да се използва библиотеката Analog Behavior Modeling, която съдържа блокове, които реализират различни математически операции и функции или описват определено аналогово поведение [7].

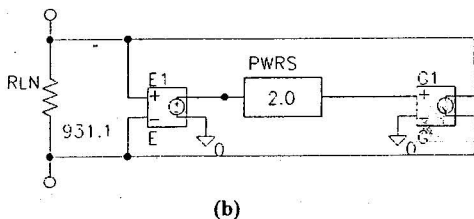
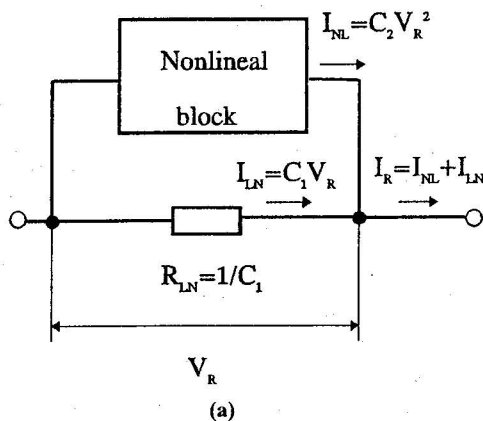
Нелинейната функция  $V_R(I_D)$  е апроксимирана с полином от  $n^{\text{та}}$  степен, където  $I_R \approx I_D$ :

$$(2) \quad I_R = \sum_{i=1}^n C_i V_R^i$$

Използвайки метода на най-малките квадрати бе направена полиномна апроксимация от различна степен, при което се установи, че достатъчно точна апроксимация се получава и с полином от втора степен (грешката при токове по-големи от 500  $\mu\text{A}$  е в рамките на 1%). Полиномните коефициенти на апроксимиращата функция са определени като  $C_1 = 1.074 \times 10^{-3}$  и  $C_2 = 8.6173 \times 10^{-3}$ .

### 3. Схеми, симулиращи нелинейни активни съпротивления

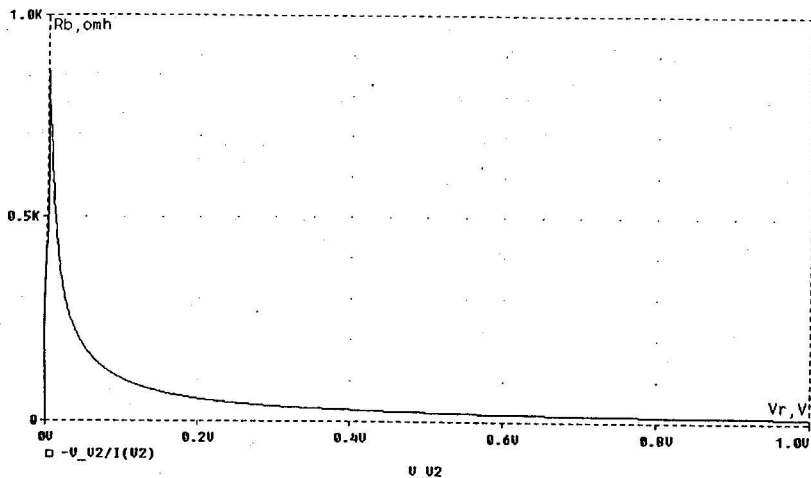
Предложени са няколко схеми, реализиращи избраната апроксимираща функция, като са анализирани предимствата и ограниченията им.



Най-лесният начин е използването на елемента Voltage-controlled Current Source, имащ полиномна зависимост на изходния ток от напрежението на входа му, като съответните му входни и изходни изводи са свързани на късо. Този вид реализация има следните недостатъци: схема, включваща едно таково еквивалентно нелинейно съпротивление, при симулацията трябва задължително да се захранва само с източник на напрежение; невъзможно е последователното свързване на две или повече нелинейни съпротивления; получената зависимост  $V_R(I_R)$  не е нечетна, както е в реалния случай при активно съпротивление.

Фиг. 3 Схема, симулираща нелинейно активно съпротивление: (а) блокова схема; (б) схема, реализирана с библиотечни елементи на Design Center™

Споменатите ограничения са отстранени при показаната на фиг.3 схема, представляваща



Фиг.3 (с) Еквивалентно вътрешно съпротивление  $R_B$  на схемата от фиг.3 (а) в зависимост от напрежението на изводите  $V_R$

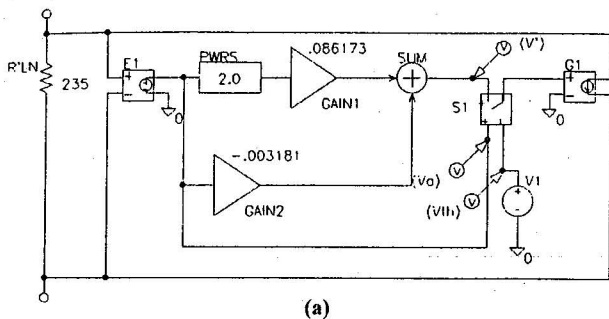
паралелно свързани резистор, задаващ първия член на полиномната зависимост и нелинеен блок, задаващ втория член (фиг.3 (а)). За повдигането в квадрат на  $V_R$  е използван елемента PWRS, който запазва знака на входната променлива при повдигане в степен, независимо дали степенния показател е четен или нечетен [7]. Блокът E1 (voltage-controlled voltage source) с коефициент на предаване 1 е включен за да осигури съответния потенциал спрямо маса за входа на PWRS, фиг.3 (b). Изходният блок G1 (voltage-controlled current source) изпълнява две функции: умножава потенциала от изхода на PWRS по коефициент  $C_2$  и го преобразува в ток.

Предложената схема има следната особеност, свързана с избраната стойност на резистора  $R_{LN} = 1/C_1$  – в действителност базовото съпротивление при малки токове клони към някаква стойност, близка до тази в началото на кривата от фиг.2 (а), която е значително по-ниска от  $R_{LN}$ .

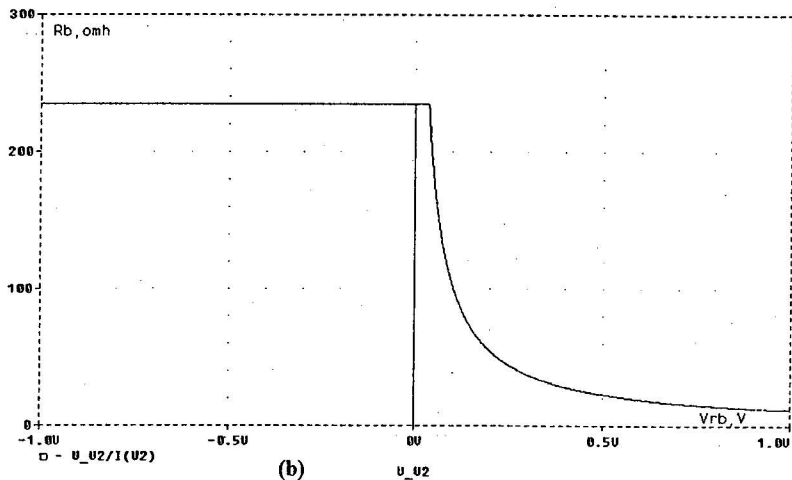
На фиг.4 е показана схема, представляваща модификация на тази от фиг.3, при която при малки токове еквивалентното нелинейно съпротивление е постоянно, а при големи токове се променя съгласно зависимостта  $R_B(I_R)$ . Схемата е реализирана на основата на следното преобразуване на полиномната зависимост:

$$(3) \quad I_R = C_1 V_R + C_2 V_R^2 = \left( \frac{1}{R_{LN}} + C_1' \right) V_R + C_2 V_R^2 = \frac{1}{R_{LN}} V_R + C_1' V_R + C_2 V_R^2$$

За  $R_{LN}$  е избрана граничната стойност на  $R_B(I_R)$  в началото на кривата -фиг.2(а). Съобразно това е определен коефициента  $C_1'$ , така че  $C_1 = C_1' + 1/R_{LN}$ . Блоковете PWRS, GAIN1, GAIN2, SUM реализират функцията  $V' = C_1' V_R + C_2 V_R^2$ .



Напрежението  $V$  се подава на Voltage-controlled switch S1 с праг на превключване  $0V$  (ключът е затворен, когато  $V_A > V_{TH}$ ) -  $V_{TH} = I_{TH}R'_{LN}$ ;  $I_{TH} = I_D$  при  $R_B = R'_{LN}$  фиг.2(a). Когато токът през резистора  $R'_{LN}$  е по-

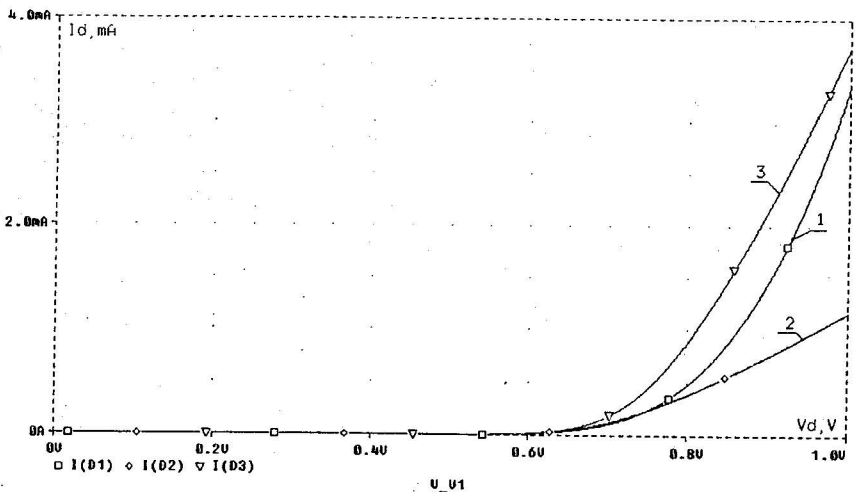


**Фиг. 4** Модифицирана схема, симулираща нелинейно активно съпротивление:  
 (a) принципна схема, реализирана с библиотечни елементи на Design Center™;  
 (b) еквивалентното съпротивление в зависимост от напрежението  $V_R$

малък от  $I_{TH}$ , напрежението  $V$  не достига до входа на G1 и еквивалентното съпротивление на схемата е  $R'_{LN}$ . Обратно – когато  $I_{RES} > I_{TH}$ , потенциала  $V$  се подава на входа на G1 и общия ток се описва с израз (3).

#### 4. Заключение

Направена е верификация на приложимостта на предложените схеми чрез сравнение на експерименталната V-A характеристика с тази получена от симулацията на последователно свързани диод и схемата от фиг.3 (фиг. 5, крива 1). Установено е, че грешката е в рамките на 1%, колкото е и стойността на грешката при апроксимацията. На фиг. 5 за сравнение са дадени и V-A характеристики при симулация с постоянно базово съпротивление със



Фиг. 5 Волт-амперна характеристики на моделираните p-n преходи, получени при симулация с: нелинейно активно съпротивление (фиг.3) – крива 1; постоянно базово съпротивление  $R_B = 200\Omega$  (крива 2) и  $R_B = 50\Omega$  (крива 3).

стойности от началото и края на експериментално определената зависимост  $R_B(I_R)$ .

Предимство на предложения подход е неговата универсалност за приложение, както в конкретния, така и във всеки друг случай при който е необходимо да се симулират нелинейни активни съпротивления.

### References

1. Selberberr S., *Analysis and Simulation of Semiconductor Devices*. Vienna, Austria, Springer-Verlag, 1984.
2. Antognetti P., Massobrio G., *Semiconductor Device Modeling with SPICE*, 1987.
3. Nathan A., A. M. J. Huiset and H. P. Baltes, *Two-dimensional numerical modeling of magnetic field sensor in CMOS technology*, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-32, pp. 1212-1219, 1985.
4. Reccobene C., G. Wachutka, J. Burgler, H. Baltes, *Operating principle of dual collector magnetotransistor studied by two-dimensional simulation.*, IEEE Trans. Electron Devices, 1994, -41, No.7, pp. 1136-1148.
5. Roumenin Ch., *Solid State Magnetic Sensors*, Elsevier Science, Amsterdam, 1994.
6. T. Takov, Ch. S. Roumenin, T. Tzeneva, P. Nikolova, D. Doychev, B. Sokolov, *New mode of operation of magnetotransistor sensors*, Compt. rendus ABS, 12 (49), 1996.
7. *The Design Center®*, *Circuit Analysis User's Guide*, MicroSim Corporation, Version 5.4, 1993