

# СИМУЛАЦИЯ НА СТАТИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА IGBT

**ПЕША ПЕТРОВА, АНАТОЛИЙ АЛЕКСАНДРОВ**

Технически Университет – Габрово, 5300 Габрово, Х.Димитър 4

E-mail: daneva@tugab.bg, alex@tugab.bg

***Petrova P., A. Alexandrov, Simulation of IGBT's Static Characteristics.** This paper presents a possibility for IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistor) static characteristics simulation. A model based on the dependent current and voltage sources has been synthesized. Analytical modeling for output characteristic simulation has been done. The equivalent circuit proposed is compatible with computer-aided design programs such as PSpice, Electronics Workbench and Circuit Maker.*

*Output and transfer characteristics have been simulated under the same conditions as in the data sheets. Simulation results are compared with points taken from catalogue characteristics. The comparison validates the model since there are no significant differences between the two sets.*

## **I. Въведение**

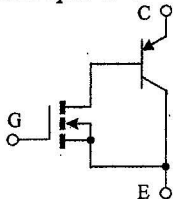
Приложението на мощните пакети PSpice [7], Electronics Workbench [4] и Circuit Maker [3] за симулация и изследване на електронни схеми е свързано със значителни трудности в случаите, когато в библиотеките им отсъствуват модели или моделни параметри за градивните елементи. Това е основна предпоставка за създаване на потребителски модели и адаптирането им към изискванията на конкретни пакети.

Полупроводников елемент, който намира все по-голямо приложение в съвременната електроника, е биполярният транзистор с изолиран гейт (IGBT). Ефективността от практическото му използване се основава на обстоятелството, че той съчетава предимствата на мощен биполярен транзистор и на полеви MOSFET транзистор. За симулация и оценка на статичните характеристики на IGBT са необходими подходящи еквивалентни схеми, които възпроизвеждат достатъчно точно отделните участъци на хатрактеристиките в зависимост от особеностите на функциониране на елемента, предоставят възможности за определяне на моделните параметри от каталожна информация и са подходящи за формиране на библиотечни файлове. Аналитично моделиране и изследване на IGBT е извършено в [1] и [2], но все още липсват широко достъпни за симулационни цели библиотеки с модели.

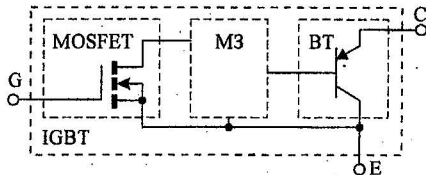
Целта на настоящата разработка е формирането на модел за симулация на статични характеристики на IGBT на базата на зависими източници на ток и на напрежение, ориентиран към изискванията на пакетите PSpice, Electronics Workbench и Circuit Maker, които са напълно съвместими.

## II. Изложение

За симулация на статичните характеристики на IGBT може да се използва еквивалентната схема от фиг.1, която се състои от два транзистора – входен MOSFET и изходен биполярен транзистор. Този вариант на модел се базира на структурата на IGBT и е приложим при условие, че изходните характеристики на IGBT и на MOSFET транзистора съвпадат напълно. Реално съществуващата, макар и незначителна разлика, е предпоставка за модификация на модела до обобщената тристъпална структура от фиг. 2.



Фиг.1. Еквивалентна схема на IGBT



Фиг.2. Обобщена тристъпална структура на IGBT

Връзката между двата транзистора се осъществява чрез междинно звено (M3), което се състои от двуполусници (преди всичко зависими източници), функционално предназначени за симулация на отделни участъци от статичните характеристики на IGBT.

### *Симулация на изходните характеристики в режим на отсечка*

В областта на отсечка изходният ток е нула, а типичната стойност на изходното напрежение е между 0,7V и 1V. За симулация на този режим между дрейна на MOSFET и нелинеен зависим източник на напрежение ED се свързва последователно диодът D, който предотвратява протичането на колекторен ток през биполярния транзистор, когато на изхода на IGBT е приложено обратно напрежение.

### *Симулация на изходните характеристики в линейния участък*

За линейния участък може да се приеме, че изходните характеристики на IGBT и на MOSFET транзистора са еднакви. При симулация е необходимо да се отчете единствено преходът от линейната област към областта на насищане.

За наситено състояние на MOSFET е в сила зависимостта

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_{GS(th)} , \quad (1)$$

където  $V_{GS(th)}$  е праговото напрежение.

Подобно условие трябва да бъде изпълнено и за биполярния транзистор, т.е.

$$V_{CEsat} = V_D + V_{DSsat} , \quad (2)$$

като  $V_D$  е напрежението на диода.

От уравнения (1) и (2) за напрежението на насищане  $V_{CEsat}$  на изходния транзистор се получава

$$V_{CEsat} = V_{GS} - V_{GS(th)} + V_D . \quad (3)$$

Уравнение (3) ще бъде валидно само, ако се въведе допълнителна функция  $F_1(V_{GE})$ , която зависи от напрежението гейт - емитер и чрез която напреженията на насищане в семейството изходни характеристики на MOSFET се изравняват с тези на IGBT, т.е.

$$V_{CEsat} F_1(V_{GE}) = V_{GS} - V_{GS(th)} + V_D. \quad (4)$$

От (4) следва, че

$$F_1(V_{GE}) = \frac{V_{GS} - V_{GS(th)} + V_D}{V_{CEsat}}. \quad (5)$$

Напрежението  $V_{CEsat}$  обикновено е каталожен параметър.

Коригиращата функция  $F_1(V_{GE})$  се описва чрез полином, чиято степен зависи от броя на обработваните точки и изискваната за крайните резултати точност.

В еквивалентната схема изходното напрежение на IGBT се трансформира в изходно напрежение на MOSFET чрез подходящ зависим източник на напрежение ED, управляван от напреженията  $V_{CE}$  и  $V_{GE}$ . Зависимият източник се свързва последователно на диода D. Напрежението на зависимия източник ще бъде

$$E_D = V_{CE} (a_0 + a_1 V_{GE} + a_2 V_{GE}^2 + \dots + a_m V_{GE}^m). \quad (6)$$

Коефициентите  $a_0, a_1, \dots, a_m$  се пресмятат чрез обработка на каталожни данни [1] за конкретен транзистор.

**Симулация на изходните характеристики в областта на насищане**

За областта на насищане дрейновият ток  $I_D$  на MOSFET транзистора се описва с уравнението

$$I_D = \frac{K_P}{2} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2, \quad (7)$$

където  $K_P$  е специфичната стръмност на транзистора.

Емитерният ток на биполярния транзистор е

$$I_E = (1 + h_{FE}) I_B. \quad (8)$$

Тъй като колекторният ток на IGBT транзистора съвпада с емитерния ток на биполярния транзистор и  $I_B = I_D$ , то от (7) и (8) следва, че

$$I_C = (1 + h_{FE}) \frac{K_P}{2} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2. \quad (9)$$

Съвпадение на изходните характеристики на двата транзистора - IGBT и MOSFET - за режим на насищане се симулира чрез въвеждане на коригираща функция  $F_2(V_{GE})$  и зависимостта

$$I_{Csat} = (1 + h_{FE}) \frac{K_P}{2} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2 F_2(V_{GS}). \quad (10)$$

Функцията  $F_2(V_{GE})$  се пресмята от уравнението

$$F_2(V_{GE}) = \frac{I_{Csat}}{(1 + h_{FE}) \frac{K_P}{2} (V_{GS} - V_{GS(th)})^2} \quad (11)$$

Токът  $I_{Csat}$  и управляващото напрежение  $V_{GE}$  на IGBT транзистора се определят от изходните му характеристики  $I_C = f(V_{CE})$ .

Като се отчетат по-горе посочените особености, за базовия ток на биполярния транзистор в режим на насищане се получава

$$I_B = I_D F_2(V_{GE}). \quad (12)$$

Тъй като при формиране на еквивалентни схеми със зависими източници, всеки източник може да се управлява от еднородни по вид променливи (само токове или само напрежения), дрейновият ток  $I_D$  се преобразува в управляващо напрежение  $V_d$ . Тази особеност се симулира чрез добавяне в междинното звено на зависим източник на напрежение  $H_D$ , който се управлява от дрейновия ток  $I_D$ . Напрежението на източника е

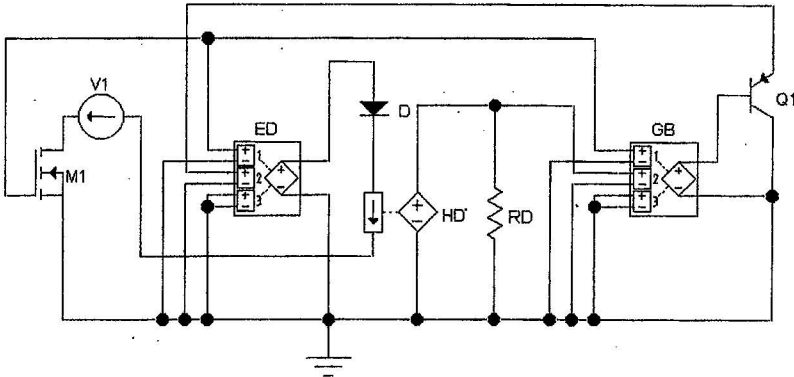
$$H_D = V_d = 1\Omega I_D. \quad (13)$$

При това условие изходният биполярен транзистор ще се управлява от нелинеен зависим източник на ток  $G_B$ , който се свързва в базата на транзистора. За източника  $G_B$  е в сила зависимостта

$$G_B = V_d (b_0 + b_1 V_{GE} + b_2 V_{GE}^2 + \dots + b_n V_{GE}^n), \quad (14)$$

в която чрез израза в скобите се апроксимира коригиращата функция  $F_2(V_{GE})$ .

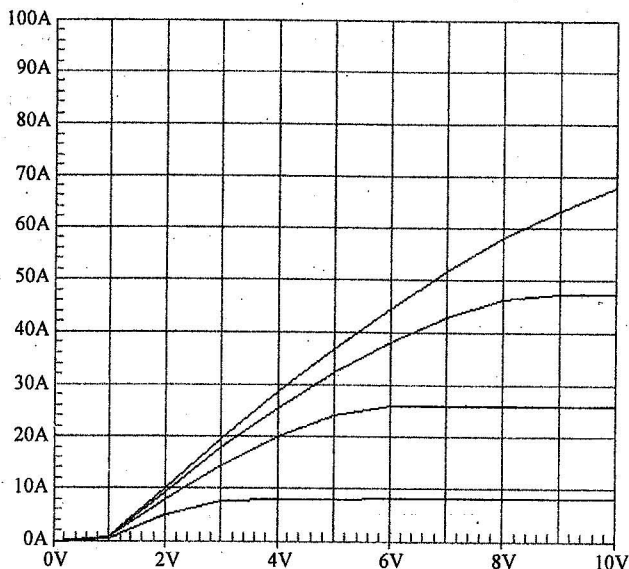
Синтезираният вариант на модел на IGBT, който отчита особеностите в трите области (отсечка, линейна и насищане) и който е подходящ за симулация на статичните му характеристики, е представен на фиг.3.



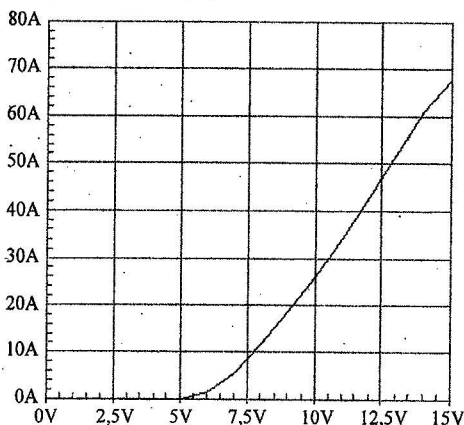
Фиг.3. Модел за симулация на статични характеристики на IGBT  
**Симулация на статични характеристики на IGBT**

За доказване на валидността на представения подход чрез модела от фиг.3 са симулирани статични характеристики на IGBT транзистори с програмните пакети PSpice, Electronics Workbench и Circuit Maker. На фиг. 4 са

представени получените изходни, а на фиг. 5 – проходната характеристика за транзистор IRGB420U [1] при температура  $T = 25^{\circ}\text{C}$ .



Фиг.4. Изходни характеристики за напрежения  $V_{GE} = 7,5\text{V}; 10\text{V}; 12,5\text{V}$  и  $15\text{V}$  (отдолу нагоре) за  $T = 25^{\circ}\text{C}$



Фиг.5. Проходна характеристика за  $T = 25^{\circ}\text{C}$

Симулираните за различни IGBT транзистори статични характеристики са сравнени със съответстващите им каталожни характеристики и е пресметната средно-квадратичната грешка  $\epsilon$ , като критерий за оценка на

крайните резултати. При това симулацията е извършена при същите условия, при които са зададени фирмените характеристики и параметри.

В таблица 1 са представени резултатите за два транзистора - HGTP20N60B3 [6] и MGW12N120 [5].

Таблица 1

IGBT транзистор	Изходни характеристики		Преходни характеристики	
	$U_{GE}, V$	$\epsilon, \%$	$T, ^\circ C$	$\epsilon, \%$
HGTP20N60B3	7,0	1,851	-40	2,842
	8,5	6,368	25	1,785
	10,0	4,752	150	1,098
MGW12N120	7,5	1,023	25	2,673
	15,0	5,989	125	1,432
	20,0	3,793	-	-

### III. Заключение

Анализът на получените резултати показва следното:

- Грешката от симулацията на изходните характеристики е най-голяма за управляващи напрежения  $V_{GE}$ , за които преходната област от линейния участък към областта на насищане е най-голяма. При симулацията математически този факт се отчита чрез коригиращата функция  $F_1(V_{GE})$  и следователно стойностите на коефициентите на полинома в (6) са определящи за точността.

- Увеличаването на грешката за симулираните преходни характеристики при увеличаване на температурата се дължи на температурната зависимост на дрейновия ток и на коефициента  $h_{FE}$ .

Независимо от отклоненията, статичните характеристики, получени чрез симулация със синтезирания модел, количествено и качествено съответствуват на характеристиките от фирмените каталози.

Еквивалентната схема допуска по-нататъшна модификация за формиране на динамичен модел на IGBT и е съвместима със съществуващи библиотеки.

### IV Литература

1. Application Characterization of IGBTs, International Rectifier, 2001
  2. C. S. Mitter, A. R. Hefner, D. Y. Chen, and F. C. Lee, Insulated gate bipolar transistor (IGBT) modelling using IG-SPICE, VPEC Seminar, Blacksburg, VA, Sept. 15-17, 1991, pp. 255-261
  3. Circuit Maker2000. The virtual electronics lab. Integrated Schematic Capture and Simulation, Standard Edition, Protel International Ltd., 2000
  4. Electronics Workbench, V. 5.12, Interactive Image Technologies Ltd., 1996
  5. Insulated Gate Bipolar Transistor Device Data, Motorola, Inc., 1998
  6. MCT/IGBTs/Diodes, Harris Corporation, 1995
  7. MicroSim DesignLab PSpice A/D, Reference Manual, V. 8.0, July, 1997
- Работата е рецензирана от доц. д-р инж. И. Колев.