УДК 621.375, 621.382.029.6.001

В.Г. Крыжановский, И.Н. Шевченко

СРАВНЕНИЕ МОДЕЛЕЙ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ, ПРИМЕНИМЫХ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Донецкий государственный университет
340055, г. Донецк, ул. Университетская, 24

Статья поступила в редакцию 20 октября 1998 года

Сравниваются электрические модели биполярных транзисторов типа Эберса–Молла и Агаханяна при описании ими эффектов, присущих статическим и динамическим режимам работы реального транзистора. Указаны преимущества и недостатки указанных моделей. Приведены методы описания основных эффектов в моделях при моделировании статических и динамических режимов работы.

Введение

На начальном этапе разработки транзисторных СВЧ-усилителей мощности (ТУМ СВЧ) большое распространение получило компьютерное моделирование. Особенно актуален указанный этап при создании ТУМ СВЧ, функционирующих в нелинейных режимах с настройкой на гармониках основного сигнала. Работа этих усилителей базируется на использовании нелинейных эффектов, происходящих внутри транзистора, и управлении ими [1]. Поэтому моделирование таких ТУМ СВЧ требует применения моделей транзисторов, воспроизводящих наибольшее число нелинейных эффектов. Настоящая работа ставит целью показать, как учитываются различные эффекты в современных моделях биполярных транзисторов и как это совпадает с реальностью. В качестве сравниваемых выберем модели Агаханяна (АХ) [2] и Эбера–Молла (ЭМ) как базовую для большинства существующих моделей [3,4] (рис. 1).

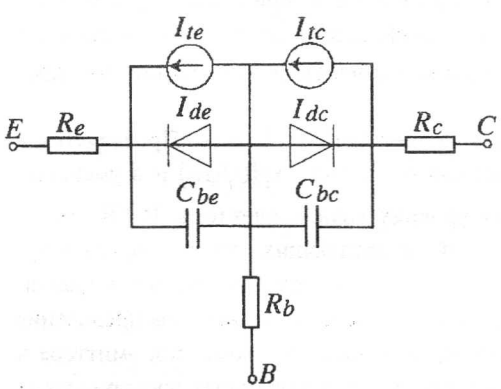

Рис. Эквивалентная схема моделей Агаханяна и Эберса–Молла биполярного транзистора

Анализ описания эффектов, присущих статическим режимам работы

Статическая модель транзистора должна правильно описывать его работу в активной, инверсной областях, области отсечки и насыщения. Для модели ЭМ токи диодов I_{de} и I_{dc} выражаются соотношениями

$$I_{de} = \frac{I_{et}}{1-\alpha_f\alpha_r}\left(\exp\left(\frac{U_{be}}{\varphi_T}\right)-1\right), \qquad I_{dc} = \frac{I_{ct}}{1-\alpha_f\alpha_r}\left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{\varphi_T}\right)-1\right), \tag{1}$$

$$I_{te} = \alpha_r I_{dc}, \qquad I_{tc} = \alpha_f I_{de},$$

для модели АХ –

$$I_{de} = I_{et}\left(\exp\left(\frac{U_{be}}{\varphi_T}\right)-1\right), \qquad I_{dc} = I_{ct}\left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{\varphi_T}\right)-1\right), \tag{2}$$

$$I_{te} = \alpha_r I_c, \qquad I_{tc} = \alpha_f I_e.$$

Легко проверить, что (1) и (2) дают идентичное и правильное описание работы транзистора в любой области. Однако достигается это совершенно по-разному. В модели ЭМ считается, что от перехода к переходу передается та часть тока, которая инжектируется через диод, что не полностью соответствует физической интерпретации процесса инжекции. Инжектированный ток образуется полным потоком носителей, поступающих в базу через данный переход. Эта концепция и лежит в основе построения модели АХ (2). Чтобы модель ЭМ правильно описывала статический режим работы транзистора, в соотношениях для токов диодов в (1) вводится множитель $\left(1-\alpha_f\alpha_r\right)^{-1}$. Такое формальное представление искажает физическую сущность работы транзистора.

Эффект Эрли. Данный эффект является следствием изменения ширины базы при изменении обратного напряжения коллектора. В моделях ЭМ и АХ этот эффект моделируется некоторой зависимостью коэффициента передачи α_f или β_f от U_{bc}. В [2] показано, что эффект Эрли может быть учтен косвенным способом – при помощи фиктивного нелинейного сопротивления, шунтирующего коллекторный переход. При этом коэффициент α_f считается не зависящим от U_{bc}. Такой подход применяется, например, в модели АХ, IBIS [3]. Прямой учет зависимости $\alpha_f(U_{bc})$ или $\beta_f(U_{bc})$ применяется в моделях ЭМ и ее модификациях [3]. Два простых и эффективных способа учета зависимости $\beta_f(U_{bc})$ были предложены в [5]:

$$\beta_f = \beta_{f0} + U_{bc}/U_N \quad \text{и} \quad \beta_f = \beta_{f0}\left(1 + U_{ce}/U_A\right), \tag{3}$$

где U_A – напряжение Эрли, U_N – эмпирический параметр. Метод учета эффекта Эрли, полностью базирующийся на физике процессов в транзисторе и пригодный практически для любой модели, приводится в [2]. Однако в нем необходимо знать такие параметры кристалла, как толщина базы и коллектора при нулевом смещении, что достаточно проблематично.

Эффект Кирка. Это явление вытеснения базы в коллекторную область. Проявляется в отклонении вольт-амперных характеристик от идеального закона $\exp(U/\varphi_T)$ и в уменьшении коэффициентов передачи по току на высоких уровнях тока коллектора. В [3] приведено большое количество эмпирических соотношений, позволяющих учесть эффект Кирка. Однако ни одно из них не имеет какой-либо связи с реальными процессами в транзисторе. Дело в том, что эффект Кирка является результатом неравномерного распределения потенциала базы у границ эмиттера [3], т.е. эффектом, зависящим от геометрии эмиттера и базы. Поэтому данный эффект может быть учтен неформально в двумерных электрических моделях [3] либо в распределенных вариантах моделей типа ЭМ или АХ [6].

Эффект модуляции распределенных сопротивлений базы и эмиттера. В [7] было установлено, что некоторые транзисторы в режиме класса *C* обеспечивают необычно большой коэффициент усиления при использовании их в качестве умножителей частоты. Таким свойством обладали транзисторы с сильно изменяющимися объемными сопротивлениями базы, эмиттера и емкостью эмиттерного перехода. Как показывает анализ литературы, в электрических моделях либо не учитывается модуляция сопротивлений базы и эмиттера [2,4], либо используются эмпирические соотношения [2,3], слабо связанные с реальностью. Этот факт объясняется большой сложностью аналитических расчетов объемного сопротивления базы и эмиттера с использованием уравнений полупроводника при неравномерном распределении линий тока [2].

Анализ описания эффектов, присущих динамическим режимам работы

В динамическом режиме к указанным добавляются эффекты, обусловленные накоплением и рассасыванием неосновных и основных носителей в базе и переходных слоях, модуляцией зарядных нелинейных емкостей переходов, дисперсией времени пролета носителей через базу.

Описание переходных процессов. Правильность описания переходных процессов в транзисторе определяется всеми вышеперечисленными эффектами. Однако, как показано в [8], неправильная интерпретация процесса инжекции в моделях типа ЭМ приводит к значительным несоответствиям с реальностью. В этих моделях используется токовый критерий для определения границ областей работы транзистора. При воздействии импульсных или быстропериодических сигналов токовый критерий оказывается несправедливым [2,8], и требуется значительное число эмпирических параметров, не связанных с физикой работы транзистора, для компенсации этого несоответствия.

Дисперсия времени пролета носителей через базу. Этот эффект учитывается зависимостью коэффициента α_f или α_r от времени (либо их изображений от комплексной частоты $p = i\omega$) [2]. Аналитическое представление изображения коэффициента передачи при довольно слабых упрощениях получено в [9]. Однако это соотношение не позволяет получить оригинал в силу его сложности. Поэтому в моделях используются различные приближения к требуемому изображению [2,4,9]. Наиболее удачным можно считать изображение, предложенное в [2]. Его использование позволило повысить точность описания переходных процессов до 5–10% [3] (что превосходит ($\geq 15\%$) точность динамических моделей типа ЭМ), учесть тип (дрейфовый или диффузионный) транзистора и связать параметры модели с реальными физическими параметрами [2,8,9]. Аналогичный подход применен в модели Гамильтона [4].

Накопление и рассасывание зарядов в области базы и переходных слоях модуляцией зарядных нелинейных емкостей переходов. Эти эффекты являются хорошо изученными и в различных моделях описываются примерно одинаково [2,3,9].

Наиболее интересной из моделей типа ЭМ является модель Гуммеля–Пуна, так как она получена на основе решения уравнений непрерывности и переноса тока без использования аппроксимаций низкого уровня инжекции. Благодаря тому, что в модели используется интегральный параметр (заряд в базе Q_b), в ней удается в физическом виде учесть эффекты модуляции проводимости базы, эффекты Эрли и Кирка и значительно повысить точность описания переходных процессов и статических характеристик [3].

Заключение

В работе приведены методы описания моделями типа ЭМ и АХ эффектов, свойственных статическим и динамическим режимам работы реального транзистора. Указаны недостатки и преимущества, присущие обоим типам моделей.

1. *В.Г. Крыжановский, И.Н. Шевченко*, Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб., вып. 106 (1998).
2. *Т.М. Агаханян*, Основы транзисторной электроники, Энергия, Москва (1974).
3. *Ю.Р. Носов, К.О. Петросянц, В.А. Шилин*, Математические модели элементов интегральной электроники, Советское радио, Москва (1976).
4. *В.И. Федотов, Ю.Л. Хотунцев*, Электронная техника. Сер. Полупроводниковая электроника, вып. 7, 14 (1984).
5. *Логан*, ТИИЭР **60**, № 3, 115 (1972).
6. *Т.М. Агаханян*, в кн.: Микроэлектроника, Т.М. Агаханян (ред.), вып. 1, Атомиздат, Москва (1971), с. 5.
7. *О'Клок мл.*, ТИИЭР **20**, № 5, 116 (1971).
8. *И.Т. Архангельская*, в кн.: Полупроводниковые приборы и их применение, Я.А. Федотов (ред.), вып. 26, Советское радио, Москва (1972), с. 60.
9. *В.К. Гаврилов*, Переходные процессы в транзисторе и методы расчета импульсных схем, Связь, Москва (1971).

V.G. Krizhanovski, I.N. Shevchenko

COMPARISON OF BIPOLAR TRANSISTOR MODELS CIRCUITS APPLIED TO MODEL TRANSISTOR UHF POWER AMPLIFIERS

Electrical model circuits of bipolar transistors of Ebers–Moll and Agahanian (with description of effects, they show at steady-state and dynamic operation) are compared. Advantages and defects of these models are given. Methods of description of main effects at steady-state and dynamic operation are presented.

Fig. Equivalent scheme model circuits to model Agahanian and Ebers–Moll bipolar transistors