

УДК 004.67

В. А. Ровінський, канд. техн. наук, доц.;**О. Ю. Фуфалько**, студ.;**Ю. Й. Стрілецький**, канд. техн. наук;**О. В. Євчук**, канд. техн. наук

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ МОДЕЛЮВАННЯ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ ХВИЛЕВИМИ ЦИФРОВИМИ ФІЛЬТРАМИ

Використання цифрових хвильових фільтрів для моделювання роботи біполярних транзисторів до останнього часу було утруднене через проблеми зі стійкістю таких схем, які пов'язані з малим вхідним діапазоном напруг біполярних транзисторів (0,6—0,7 В) для стандартних частот дискретизації робочих сигналів. В роботі застосована спрощена модель Гуммеля-Пуна для біполярного транзистора, яка дозволила розв'язати цю проблему. Запропонована ЦХФ-схема, яка дозволяє реалізувати цифрову модель біполярного транзистора.

Фізичне моделювання аналогових елементів за допомогою цифрових обчислювальних засобів є важливим науково-технічним завданням сьогодення, оскільки сучасний розвиток техніки вимагає всебічного використання досягнень методів цифрової обробки сигналів для завдань автоматизації і управління, діагностики і телекомунікації, електронних засобів створення музики та звукозапису, радіо і телебачення. Використання класичних способів обробки сигналів за допомогою аналогових кіл, у цифровій реалізації, дозволяє пришвидшити весь процес розроблення цифрових систем аналогічного призначення. Проте цифрова реалізація аналогових електронних кіл вимагає врахування деяких специфічних аспектів та проблем, наприклад, явища аліазингу або можливої розбіжності розрахункових ітераційних процесів за умови використання класичних числових методів розв'язування диференціальних рівнянь Ейлера та Рунге-Кута тощо [1]. Спростити деякі з цих аспектів покликаний метод цифрових хвильових фільтрів (ЦХФ) [2—4], який дозволяє полегшити процес побудови цифрового еквівалента аналогової схеми та мінімізувати ймовірність розбіжності обчислювального процесу.

Метод цифрових хвильових фільтрів полягає у заміні електричної принципової схеми аналогового пристрою, що симулюється, на так звану адаптерну схему, що складається з послідовних та паралельних N-портових (найчастіше 2- і 3-портових) адаптерів, які з'єднуються один з одним і допускають під'єднання опорів, ємностей та індуктивностей (R, C, L). Напруги і струми в адаптерних схемах можуть бути розраховані на основі проходження падаючих і відбитих хвиль потужності, процес проходження і відбивання яких визначається характеристичними опорами адаптерів, які в свою чергу залежать від значень імпедансів елементів R, L, C, які до них під'єднані.

Хоча початково метод ЦХФ використовувався для побудови цифрових моделей пасивних аналогових фільтрів, зараз він застосовується і для імітації схем з активними елементами (транзисторами, електронними лампами) [4—6], і для імітації коливних процесів у механічних системах [7, 8]. Імітація активних елементів керованих напругою (вакуумних тріодів та польових транзисторів), може бути здійснена достатньо просто, за допомогою введення керованого вхідною напругою нелінійного опору [4, 6], проте імітація біполярних транзисторів (БТ) як активних елементів, керованих струмом, здійснюється за допомогою матриць розсіювання з використанням S-параметрів, що є незручним в практичному використанні, оскільки S-параметри можна легко знайти тільки для надвисокочастотних транзисторів, або одержати шляхом вимірювань, що також обмежує практичне застосування методу.

Для покращення можливості використання технології ЦХФ для моделювання біполярних транзисторів в реальному часі з можливістю доступу до широкої бази даних параметрів таких активних елементів необхідно створити ЦХФ-модель біполярного транзистора на основі параметрів найпоширенішої моделі БТ-моделі Гуммеля-Пуна.

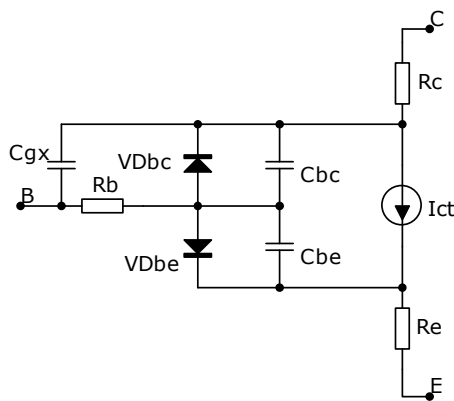


Рис. 1. Схема заміщення моделі Гуммеля-Пуна

На відміну від широкоописаної моделі Еберса-Мола [9], в сучасних САД-системах автоматизованого розрахунку електричних схем використовується модель Гуммеля-Пуна [10], яка є зворотно сумісною з моделлю Еберса-Молла, і може бути зведена до неї шляхом вилучення її додаткових параметрів. Схема заміщення такої моделі показана на рис. 1.

Як видно з рис. 1, в моделі є два діоди, що відображають переходи база—емітер і база—колектор, генератор струму I_{ct} , що описує передачу струму від емітера до колектора і навпаки, ємності переходів база—емітер і база—колектор, що включають бар'єрну і дифузійну складові, опори областей бази, емітера і колектора. Така модель дозволяє описувати як пряме, так і інверсне включення БТ. Оскільки в більшості випадків використовується пряме включення тран-

зистора, можна дещо спростити повну схему заміщення Гуммеля-Пуна. Аналітично струм колектора за моделлю описується таким чином:

$$I_c = \frac{IS}{q_b} \left(\left(\exp\left(\frac{U_{be}}{NF \cdot V_t}\right) - 1 \right) - \left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right) \right) - \frac{IS}{BR} \left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right) - ISC \left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right), \quad (1)$$

де IS — струм насичення, що має порядок 10^{-12} , 10^{-15} А; ISC — струм насичення втрат переходу база-колектор; U_{be} , U_{bc} — напруги на переходах база—емітер і база—колектор; V_t — тепловий потенціал, рівний при $27^\circ\text{C} \approx 26$ мВ; NF , NR — коефіцієнти емісії струму прямого і зворотного струмів; $q_b = \frac{q_1}{2} (1 + \sqrt{4q_2 + 1})$ — заряд в базі транзистора, що враховує високий рівень інжекції та

ефект модуляції бази — ефект Ерлі; $q_1 = \left(1 - \frac{U_{be}}{VAR} - \frac{U_{bc}}{VAF} \right)^{-1}$ — вплив ефекту модуляції бази на

заряд; $q_2 = \frac{IS}{IKF} \left(\exp\left(\frac{U_{be}}{NF \cdot V_t}\right) - 1 \right) + \frac{IS}{IKR} \left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right)$ — вплив високого рівня інжекції;

VAF , VAR — пряма і зворотна напруги Ерлі.

Струми бази в прямому і інверсному включеннях описуються за допомогою виразу

$$I_b = \frac{IS}{BF} \left(\exp\left(\frac{U_{be}}{NF \cdot V_t}\right) - 1 \right) + ISE \cdot \left(\exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t}\right) - 1 \right) + \frac{IS}{BR} \left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right) + ISE \cdot \left(\exp\left(\frac{U_{bc}}{NC \cdot V_t}\right) - 1 \right), \quad (2)$$

де BF і BR — коефіцієнти підсилення струму бази в прямому і інверсному включеннях; NE , NC — коефіцієнти емісії струму переходу база—емітер і база—колектор.

Оскільки практичний інтерес становить робота підсилювача на активній ділянці вихідних характеристик у разі прямого включення, формулу (1) можна спростити, отримавши при цьому залежність вихідного струму від вхідної напруги U_{be} :

$$I_c(U_{be}) = \frac{2IS \exp\left(\frac{U_{be}}{NF \cdot V_t}\right)}{\sqrt{\frac{4IS}{IKF} \exp\left(\frac{U_{be}}{NF \cdot V_t}\right) + 1}} \cdot \frac{VAF + VCE}{VAF}, \quad (3)$$

аналогічно спрощується залежність (2):

$$I_b(U_{be}) = \frac{I_c}{BF} + ISE \cdot \exp\left(\frac{U_{be}}{NE \cdot V_t}\right), \quad (4)$$

при цьому струм емітера $I_e = I_b + I_c$.

Інші вирази моделі Гуммеля-Пуна, які описують залежність ємностей від параметрів схеми, а також температурні залежності коефіцієнтів моделі, тут не наведені, оскільки не впливають на принципи розрахунку ЦХФ моделі БТ і можуть бути легко введені у разі потреби. Вирази для не-наведених залежностей можна знайти в [10, 11].

Таким чином, всі струми транзистора можна розрахувати на основі вхідної напруги U_{be} , що перетворює аналіз роботи біполярного транзистора з керованого струмом елемента в елемент, керований напругою.

Типова електрична принципова схема транзисторного каскаду із спільним емітером показана на рис. 2. Такі подібні на них каскади найширше застосовуються в сучасній електронній техніці, тому для таких каскадів слід розробити ЦХФ-модель біполярного транзистора.

Включення транзистора зі спільною базою вимагає створення своєї ЦХФ-моделі, але таке включення застосовується переважно в області ВЧ та НВЧ, тому створення моделі для схеми зі спільною базою тут не розглядається.

Схема заміщення транзистора VT1 для схем зі спільним емітером та спільним колектором, яку зручно реалізувати за допомогою методу ЦХФ, може мати такий вигляд (рис. 3).

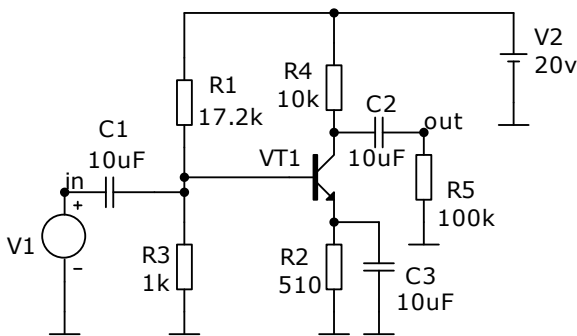


Рис. 2. Транзисторний каскад за схемою зі спільним емітером

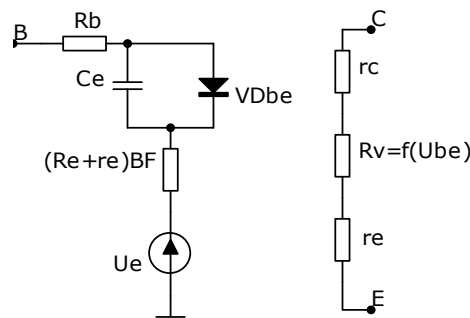


Рис. 3. Спрощена схема заміщення біполярного транзистора

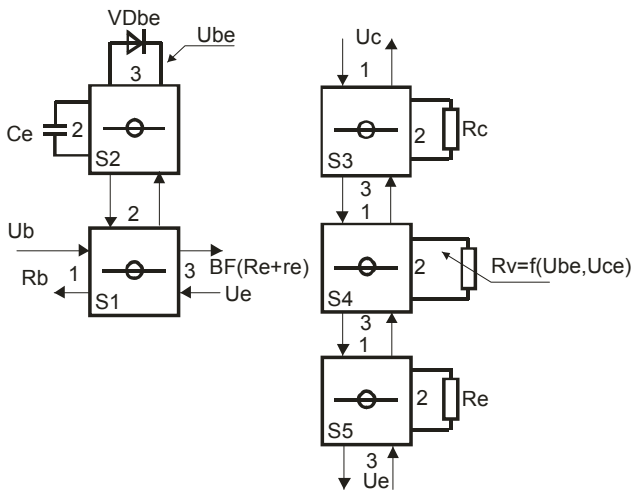


Рис. 4. Реалізація схеми заміщення БТ на ЦХФ-елементах

Будова схеми заміщення містить спрощення, які зумовлені тим, що за допомогою методу ЦХФ важко реалізуються з'єднання типу «зірка» або «трикутник». Тому вхідне коло реалізоване окремо від вихідного і імітує повний опір транзистора зі сторони бази та його постійне зміщення, зумовлене напругою на емітерному виводі. Ця напруга розраховується на наступному кроці обчислень, тому під час розрахунку відсутні помилки типу «зворотній зв'язок без затримки». В процесі побудови схеми заміщення з ЦХФ-адаптерів (рис. 4) внутрішній опір колектора та емітера БТ може бути врахований в загальному динамічному опорі

$$R_v = f(U_{be}, U_{ce}), \text{ тобто } R_v = \frac{U_{ce}}{I_c(U_{be}, U_{ce})}$$

Значення опору R_v розраховується на основі відомої напруги колектор—емітер U_{ce} та значення струму I_c , що може бути розрахований на основі спрощеної залежності (3), або більш повної залежності (1), якщо транзистор використовується в граничних режимах або спеціально використовується для спотворення сигналу.

Для перевірки роботи ЦХФ-моделі побудуємо вихідні вольт-амперні характеристики для транзистора BD135 за допомогою SPICE-сумісної програми MicroCAP-10, та ЦХФ-моделі, подавши на вхід транзисторів однакові напруги «база—емітер» $U_{be} = 0,9 \text{ В}$.

Результати показані на рис. 5.

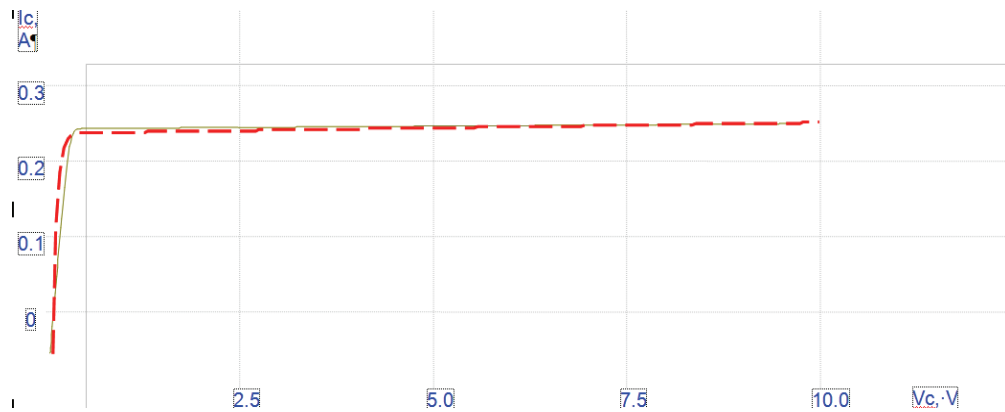


Рис. 5. Вихідні ВАХ транзистора BD135: суцільна лінія — отримана за допомогою симулятора MicroCAP-10; пунктирна лінія — отримана за допомогою ЦХФ моделі

Висновки

Запропонована спрощена модель біполярного транзистора, реалізована на основі технології ЦХФ, достатньо якісно описує поведінку біполярних транзисторів і може бути використана в практиці розробки симуляторів аналогових схем за допомогою цифрових сигнальних процесорів або процесорів загального призначення. Використання в цій моделі розподілених в часі розрахунків для обчислення множинних нелінійностей, дозволяє обійти обмеження на неможливість симуляції методом цифрових хвильових фільтрів більше одного нелінійного елемента.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы / С. И. Баскаков. — М. : Высшая школа, 2000. — 462 с.
2. Antoniou A. Digital Signal Processing. Signals, Systems and Filters / Antoniou A. McGraw-Hill, 2006. — 991 p.
3. Fettweis A. Wave digital filters: theory and practice / A. Fettweis // Proc. IEEE. — Feb. 1986. — Vol. 74, No. 2. — Pp. 270—327.
4. Ровінський В. А. Особливості реалізації нелінійних опорів в системах цифрової обробки сигналів / В. А. Ровінський, О. В. Євчук, Ю. Й. Стрілецький // Методи та прилади контролю якості. — 2011. — № 27. — С. 91—95.
5. Ровінський В. А. Використання цифрових хвильових фільтрів у задачах технічної вібродіагностики / В. А. Ровінський, О. В. Євчук, Ю. Й. Стрілецький // Метрологія та прилади. — 2011. — № 6 (32). — С. 67—70.
6. Karjalainen M., Pakarinen J. Wave digital simulation of a vacuum-tube amplifier / M. Karjalainen, J. Pakarinen // Proceedings of the 31st IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP 2006), Toulouse, France, 14—19 May 2006. — Vol. 5. — Pp. 153 — 156.
7. «Lumped Elements, One-Ports, and Passive Impedances», by Julius O. Smith III. [Електронний ресурс]. — Режим доступу : <http://ccrma.stanford.edu/jos/OnePorts/>. — 38 pp.
8. David Yeh. Tutorial on Wave Digital Filters / David Yeh // CCRMA DSP Seminar. Center for Computer Research in Music and Acoustics (CCRMA). Stanford University January 25, 2008. — 64 pp.
9. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И. П. Степаненко. — М. : Энергия, 1977 — 672 с.
10. Massobrio G., Antognetti P. Semiconductor Device Modeling with SPICE. 2nd Edition / Massobrio G., Antognetti P. McGraw-Hill, 1993. — 479 pp.
11. Gummel H. K., Poon H. C. An Integral Charge Control Model of Bipolar Transistors / H. K. Gummel, H. C. Poon. // Bell System Technical Journal. — 1970. — Vol. 49. — Pp. 827—852.

Рекомендована кафедрою електроніки

Стаття надійшла до редакції 04.06.2013
Рекомендована до друку 27.06.13

Ровінський Віктор Анатолійович — доцент, **Фуфалько Орест Юрійович** — студент.

Прикарпатський університет ім. Стефаника, м. Івано-Франківськ;

Стрілецький Юрій Йосипович — доцент, **Євчук Ольга Василівна** — доцент.

Івано-Франківський національний університет нафти і газу, Івано-Франківськ