

З.Ю. Готра¹, Р.Л. Голяка¹, С.В. Павлов², С.С. Куленко²

¹Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електронних приладів,

²Вінницький державний технічний університет,
кафедра загальної фізики та фотоніки

ПРИНЦИПИ ЕЛЕКТРОТЕПЛООВОГО МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ З ДИНАМІЧНИМ САМОРОЗІГРІВОМ ЕЛЕМЕНТІВ

Ó Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Павлов С.В., Куленко С.С., 2009

Z.Yu. Hotra, R.L. Holyaka, S.V. Pavlov, S.S. Kulenko

PRINCIPLES OF ELECTRONIC CIRCUITS'S ELECTRO-HEAT MODELING WITH ELEMENTS DYNAMIC SELF HEATING

Ó Hotra Z.Yu., Holyaka R.L., Pavlov S.V., Kulenko S.S., 2009

Робота скерована на розширення можливостей традиційних програмних пакетів схемного моделювання PSpice та MicroCAP розробленням моделей та принципів електротеплового моделювання електронних схем з динамічним саморозігрівом елементів струмом живлення. Завдання такого електротеплового моделювання характерні для пристроїв потужної електроніки, термостатів, термоанемометричних сенсорів потоку тощо. Запропоновані принципи електротеплового моделювання продемонстровані на прикладах дослідження вольт-амперних характеристик терморезисторів, діодів та транзисторів під час їхнього динамічного саморозігріву.

The work is directed on performance widening of common used PSpice and MicroCAP software packets by models and principles developing of electronic circuit's electro-heat modeling with elements dynamic self heating under supply current. Tasks of such electro-heat modeling are typical ones for power electronic devices, thermostats, thermo-anemometric flow sensors etc. Proposed principles of electro-heat modeling are demonstrated on thermo-resistors', diodes' and transistors' current-voltage characteristics investigation on their dynamic self heating.

Вступ. Аналіз проблеми

Проблема електротеплового моделювання електронних схем виникає під час модельних досліджень та оптимізації режимів роботи елементів за їх саморозігрівання струмом живлення. Залежно від функціонального призначення конкретної схеми, таке саморозігрівання може бути небажаним супутнім процесом, наприклад в схемах силової електроніки, чи корисним процесом, який забезпечують з метою реалізації пристроїв функціональної електроніки – операційних підсилювачів з тепловим керуванням [1–3], термоанемометричних сенсорів вимірювання швидкості потоку газу чи рідини [4, 5], детекторів горизонтального положення [6], термостатів з функціонально інтегрованим нагрівачем-термосенсором [7]. Особливо актуальним електротеплове моделювання є в схемах функціональної електроніки з динамічним процесом нагрівання-остигання елементів, здебільшого – в автоколивальному режимі роботи з тепловим зворотним зв'язком. Схеми такого роду є проблематичними з погляду їх модельного дослідження.

У цій роботі ми запропонували принципи електротеплового моделювання вищевказаних схем в традиційних для схемного моделювання пакетах програм PSpice та MicroCAP. Ці пакети є

широко визнаними засобами модельного дослідження, що мають широкі бібліотеки компонентів та уніфіковані принципи моделювання [8–11]. Проблема полягає у тому, що електричний та температурний аналіз у вказаних пакетах проводиться у взаємно незалежних циклах, що не дає змоги сформувати єдину електротеплову систему рівнянь.

Необхідно відзначити, що вказана проблема не є новою. Зокрема, фірмою Siemens пропонуються математичні моделі терморезисторів бібліотеки NTC.LIB, які ґрунтуються на функціонально керованих джерелах струму [9]. Однак, як було нами встановлено в процесі дослідження адекватності таких моделей, останні синтезовані лише для структур з фіксованим тепловим опором Z_Q стосовно тепловідведення (оточуючого середовища). Температурна модуляція ВАХ терморезисторів при варіації теплового опору, що типово відбувається в пристроях функціональної електроніки, не дає бажаного результату: моделі перестають адекватно описувати реальні електротеплові процеси. Крім того, в літературних джерелах ми не виявили моделей електротеплового моделювання складніших елементів – діодів та транзисторів.

Зокрема, має значну актуальність модельне дослідження прямої ВАХ р-n переходу в режимі шнуровання струму, тобто просторової локалізації струму в локальних перегрітих точках структури переходу. У таких точках відбувається зменшення висоти бар'єру р-n переходу, що, своєю чергою, призводить до ще більшого перегрівання – процес має лавинний характер і може призвести до теплового пошкодження структури діода. Модель режиму шнуровання струму повинна описувати наявність ділянки ВАХ з від'ємним диференціальним опором.

Частково цей процес можна показати в ході аналізу сімейства ВАХ діода за дискретно заданих температурах (рис. 1). Задавши певне значення теплового опору структури та розрахувавши температуру її саморозігрівання за отриманих з сімейства ВАХ потужностей розсіювання, можна отримати температурно модульовану ВАХ в режимі саморозігрівання. Однак цей алгоритм розрахунку не може бути реалізований в пакетах програм PSpice та MicroCAP – температура в цих пакетах є незалежним аргументом. Отже, вирішення проблеми електротеплового схемного моделювання при самонагріванні елементів струмом їх живлення потребує введення в модель параметра, який є функцією потужності, що виділяється на елементі, та його теплового опору. Цей параметр матиме формальну аналогію до температури перегрівання елемента стосовно температури оточуючого середовища.

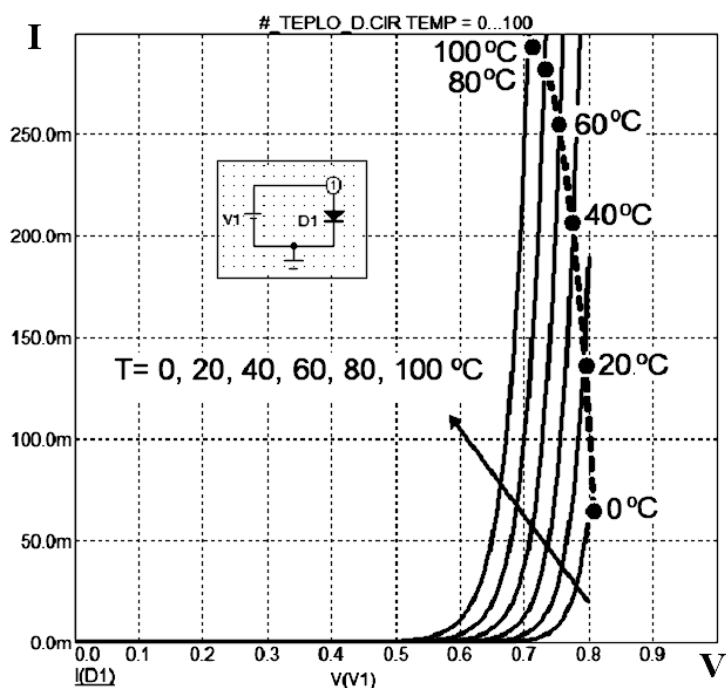


Рис. 1. Приклад DC аналізу ВАХ діода за температур $T = 0, 20, 40, 60, 80$ та 100 °C

Електротеплова аналогія та її реалізація в пакетах схемного моделювання

Для реалізації моделей елементів під час їх самонагрівання використаємо принцип електротеплової аналогії [13]. При цьому базова система диференціальних рівнянь для одновимірного теплового потоку у твердому тілі $\{T\}$ формально заміняється на відповідну систему рівнянь для пасивної RC лінії з розподіленими параметрами $\{E\}$:

$$\{T\} \begin{cases} -\frac{dT}{dx} = \frac{P}{\lambda S} \\ d^2T/dx^2 = \frac{j\omega c \rho T}{\lambda} \end{cases} \Rightarrow \{E\} \begin{cases} -\frac{dV}{dx} = R_i I \\ d^2V/dx^2 = j\omega R_i C_i V \end{cases}$$

де λ – коефіцієнт теплопровідності; S – площа ізотермічної поверхні; P – тепловий потік; c – питома теплоємність; ρ – питома густина речовини; V, I – комплексні амплітуди напруги та струму; R_i, C_i – опір та ємність на одиницю довжини RC-лінії.

Порівнюючи ці дві системи рівнянь, встановлюють формальну аналогію між тепловими та електричними величинами: кількість тепла у тепловій моделі відповідає електричному заряду в електричній моделі; різниця температур – різниці потенціалів; тепловий потік – електричному струму; густина теплового потоку – густині струму; тепловий опір – електричному опору; коефіцієнт теплопровідності – питомій електричній провідності; теплоємність – електричній ємності. Просторові та часові параметри обох моделей є ідентичними.

Розглянемо алгоритм аналізу імпульсного процесу нагрівання та остигання. Часова залежність температури $T(t)$ в імпульсному режимі може бути представлена виразом $T(t) = T_A + PZ_Q(t)$, де $Z_Q(t)$ – тепловий опір; Z_{Qi} – часонезалежні теплові опори параметричних ділянок структури в постійному режимі нагрівання; $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N$ – теплові постійні цих ділянок структури $\tau_i = Z_{Qi} \cdot C_{Ti}$; C_{Ti} – теплоємність i -ї ділянки структури [13]. Часова зміна теплового опору описується виразами:

$$Z_Q(t) = \sum_{i=1}^N Z_{Qi} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \right) \text{ – при нагріванні; } \quad Z_Q(t) = \sum_{i=1}^N Z_{Qi} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \text{ – при остиганні.}$$

Формально замінивши теплові процеси на електричні, використаємо схему заміщення (рис. 2, а), в якій імпульсне джерело струму I_0 формує перехідний процес в послідовності RC-ланок. Електричні опори цих ланок чисельно дорівнюють тепловим опорам відповідних ділянок структури елемента в режимі його постійного нагрівання, а електричні ємності – теплоємності цих ділянок структури. Для опису температури оточуючого середовища T_A в схему заміщення вводять джерело постійної напруги, значення якої чисельно дорівнює $V_A \equiv T_A$.

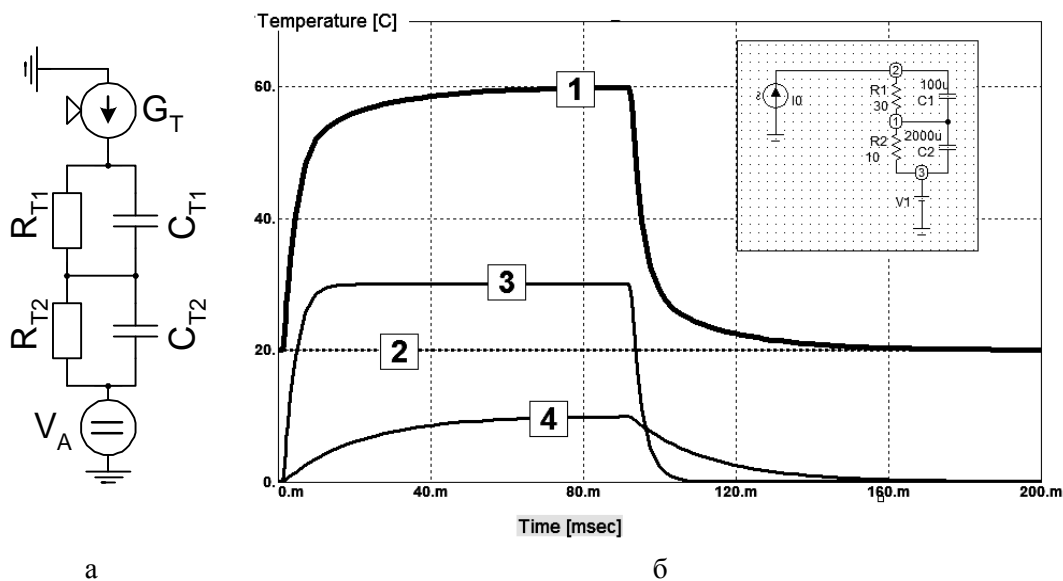


Рис. 2. Перехідний процес дволанкової електротеплової моделі:
 $\boxed{1}$ – T_S ; $\boxed{2}$ – T_A ; $\boxed{3}$ – DT_1 ; $\boxed{4}$ – DT_2

Перехідний процес дволанкової електротеплової моделі з врахуванням температури середовища показано на рис. 2, б, де $\boxed{1}$ – сумарне значення температури T_s елемента в режимі саморозігрівання (або, як це буде показано далі, параметр формально аналогічний до теплового опору); $\boxed{2}$ – температура середовища T_A ; $\boxed{3}$, $\boxed{4}$ – відповідно прирости температури ΔT_1 та ΔT_2 на ділянках структури з різними характеристичними тепловими параметрами, наприклад, перегрівання певного елемента інтегральної схеми стосовно середньої температури кристала та перегрівання кристала інтегральної схеми стосовно її корпусу.

Очевидно, що температура нагрівання залежить від потужності, яка виділяється на елементі. Тому, як це буде показано далі, при синтезі моделі теплової релаксації напруга на RC-колах повинна слугувати не значенням температури, а лише часозалежним показником, зокрема, функцією теплового опору $Z_Q(t)$.

Електротеплова модель резистивних елементів

При синтезі моделі резистивного елемента його представляють трьома вузлами (рис. 3, а). Перший вузол є аналогічним до вищерозглянутої моделі, що формально заміщає теплові процеси на електричні. Цей вузол містить імпульсне джерело струму I_0 , принаймні дві частотно залежні ланки R_1 , C_1 , R_2 , C_2 , ланки та джерело постійної напруги V_1 – формального аналога температури оточуючого середовища T_A . Другий вузол формує коефіцієнти пропорційності між параметрами першого та третього вузла і містить елементи V_2 та R_3 . Третій вузол моделює ВАХ елемента за його імпульсного саморозігрівання і містить резистор R_4 та кероване джерело напруги $E1$, яке формально описує теплову релаксацію опору цього елемента.

В бібліотеках PSpice та MicroCAP є декілька типів керованих джерел напруги та струму (VofV, VofI, IofV, IofI, NFV тощо), синтаксис яких дає змогу таблично або аналітично задати залежність вихідної величини джерела від певних напруг чи струмів схеми. Провівши аналіз можливостей вищезгаданих джерел для синтезу температурно залежної релаксації опору резистивного нагрівника нами встановлено, що в максимальному ступені для цього підходить кероване джерело типу NFV.

Для визначення математичної функції джерела NFV використовуємо часову залежність теплової релаксації, яка, відповідно до наведеного прикладу, чисельно дорівнює сумарному падінню напруги на $R_i C_i$ колах. Далі, записавши рівняння температурної залежності напруги на резисторі

$$V_{OUT}(t) = V_{OUT0}(1 + \alpha \Delta T(t)); \quad \Delta T(t) = P_Q Z_Q(t) = I_R V_{OUT} Z_Q(t) \approx I_{R0} V_{OUT0} Z_Q(t),$$

де V_{OUT0} – напруга за температури T_0 (наприклад, $T_0 = 0$ °C); α – температурний коефіцієнт опору резистора; P_Q – потужність; Z_Q – тепловий опір; I_R – струм через резистор; знаходимо

$$V_{OUT} \approx V_{OUT0} + V_{OUT0}^2 I_{R0} \alpha Z_Q(t).$$

Першим доданком отриманого виразу є напруга на номінальному (температурно незалежному) значенні опору резистора V_{OUT0} . В моделі цей опір представлено резистором R_4 . Другий доданок, який моделюється керованим джерелом напруги типу NFV і в моделі представлено елементом $E1$, запишемо у вигляді

$$V(E1) = V_{OUT0}^2 I_{R0} \alpha Z_Q(t) = V(R_4)^2 I(R_4) K_V V_2(t),$$

де $K_V = \frac{\alpha Z_Q(t)}{V_2(t)}$ – коефіцієнт пропорційності, який в моделі представлено джерелом напруги V_2 (йдеться лише про формальне представлення його числового значення, а не фізичної величини).

Приклад результатів моделювання теплової релаксації резистивного елемента, в якому використана вищерозглянута електротеплова модель, показано на рис. 3. Бачимо, що за подачі імпульсу струму живлення $\boxed{1}$ відбувається нагрівання резистора $\boxed{2}$ та зміна його опору, про що свідчить відповідна зміна падіння напруги $\boxed{3}$ за фіксованої амплітуди імпульсу струму живлення. З метою більшої наочності температурний коефіцієнт опору резистора вибраний дещо більшим, ніж це є насправді на практиці.

Очевидно, що коефіцієнт пропорційності K_V може безпосередньо бути заданим числовою величиною у формулі, що описує функцію керованого джерела типу NFV. Однак представлення цього коефіцієнта джерелом напруги V_2 має перевагу за ітераційного моделювання, коли ставиться задача визначити зміну вихідної напруги на резисторі за зміни його температурного коефіцієнта опору чи теплового опору. Приклади такого ітераційного моделювання показано на рис. 4 ($\alpha_a = 0$, $\alpha_c > \alpha_b$). В аналогічний спосіб отримують модель для аналізу по постійному струму (DC-аналізу), результатом якої є ВАХ резистивного елемента в процесі його саморозігрівання. Приклад такого аналізу показано на рис. 5 ($\alpha_a = 0$, $\alpha_c > \alpha_b > 0$; $\alpha_e < \alpha_d < 0$).

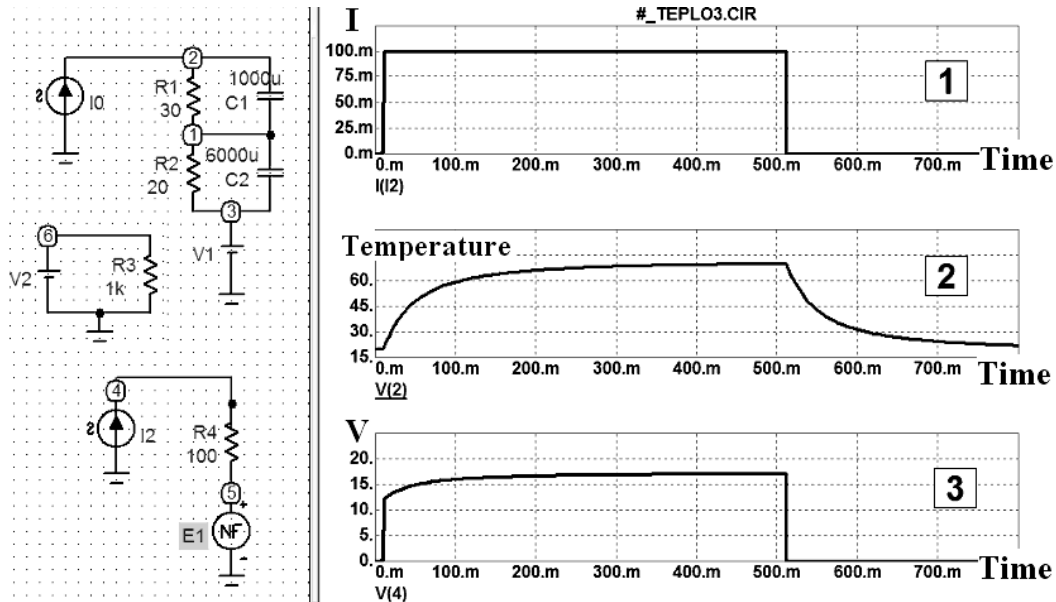


Рис. 3. Результат електротеплового моделювання нагріву резистивного елемента:
 [1] – імпульс струму нагріву; [2] – температура; [3] – напруга на терморезисторі

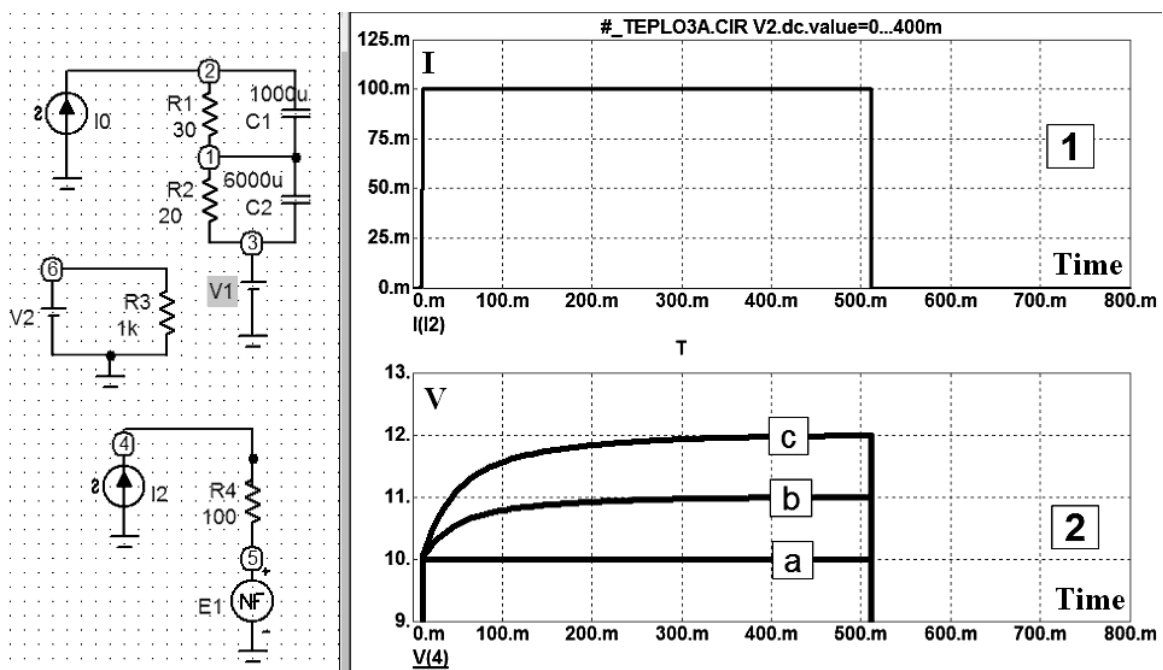


Рис. 4. Результат електротеплового моделювання резистивного елемента за ітерації а:
 [1] – імпульс струму нагрівання; [2] – напруга на нагрівнику

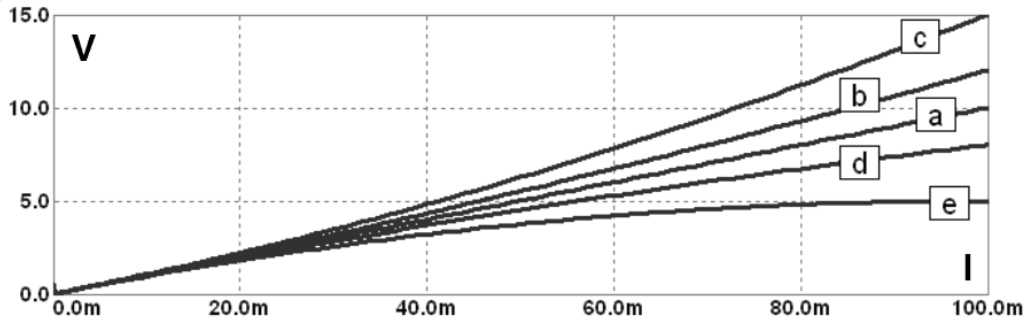


Рис. 5. Приклад DC-аналізу ВАХ резистора під час його самонагрівання

Електротеплова модель діодних елементів

Враховуючи, що схема заміщення імпульсного нагрівання діодних елементів є тотожною вищерозглянутим резистивними елементам, в подальшому розглянемо лише параметри, які є специфічними для температурного дрейфу ВАХ діода.

Проаналізуємо температурний дрейф прямої ВАХ p-n переходу:

$$I = I_s \left(\exp \frac{V_{pn}}{m\phi_T} - 1 \right) \approx I_s \exp \frac{V_{pn}}{m\phi_T},$$

де I_s – струм насичення p-n-переходу; $\phi_T = kT/q$ – температурний потенціал; m – коефіцієнт неідеальності p-n-переходу; k – стала Больцмана; q – заряд електрона; T – абсолютна температура.

Температурну характеристику струму насичення у першому наближенні подано виразом [14]

$$I_s = CT^3 \exp \left(- \frac{qE_{G0}}{kT} \right)$$

де C – константа; E_{G0} – ширина забороненої зони (зокрема, для кремнію за $T = 0$ К $E_{G0} = 1.205$ В).

Далі, провівши відповідні перетворення та диференціювання

$$V_{pn} = m\phi_T \ln \frac{I_{pn}}{I_s}; \quad \frac{dV_{pn}}{dT} = \frac{mk}{q} \ln \frac{I_{pn}}{I_s} - m\phi_T \frac{d(\ln I_s)}{dT} = \frac{V_{pn}}{T} - m\phi_T \frac{d(\ln I_s)}{dT};$$

$$\ln I_s = \ln C + 3 \ln T - \frac{qE_{G0}}{mkT}; \quad \frac{d(\ln I_s)}{dT} = \frac{3}{T} + \frac{qE_{G0}}{mkT^2},$$

отримаємо функцію температурного коефіцієнта напруги TKV_{pn} :

$$TKV_{pn} = \frac{dV_{pn}}{dT} = \frac{V_{pn}}{T} - m\phi_T \left(\frac{3}{T} + \frac{qE_{G0}}{mkT^2} \right) = \frac{V_{pn}}{T} - 3 \left(\frac{mk}{q} + \frac{E_{G0}}{T} \right) = - \left(\frac{E_{G0} - V_{pn}}{T} + 3 \frac{mk}{q} \right).$$

Тоді, підставивши числові значення, за $m = 1$ та $T = 300$ К знаходимо залежність

$$TKV_{pn} = - \left(\frac{1205(\text{мВ}) - V_{pn}(\text{мВ})}{T} + 0.26 \right) \left[\frac{\text{мВ}}{\text{К}} \right].$$

Зокрема, для типового значення $V_{pn} = 650$ мВ отримаємо температурний коефіцієнт напруги на прямо зміщеному p-n переході $TKV_{pn} \approx -2.1$ мВ/К.

Отриману залежність використаємо для математичного опису температурного дрейфу діода під час його саморозігрівання робочим струмом. Для цього використаємо вищерозроблену методику синтезу схеми заміщення резистивного елемента, однак замість резистора використаємо діод.

Приклад електротеплового дослідження ВАХ, синтезованої в такий спосіб моделі діода, показано на рис. 6. Як бачимо, ВАХ діода в процесі його нагрівання не лише зсувається по осі напруг вліво, але за значного саморозігрівання виникає ділянка ВАХ з від’ємним диференціальним опором – явище “шнування” струму.

Температурно залежна компонента вихідної напруги моделі діода представлена керованим джерелом напруги ERT, тепловий опір структури діода – джерелом VZ, температура діода – джерелом

ET, а функція температурної залежності напруги на р-п переході – джерелом VA. В процесі DC аналізу ВАХ температура перегрівання діода стосовно оточуючого середовища визначається виразом

$$\Delta T = T - T_0 = P_Q(T)Z_Q = V_{pn}(T)I_{pn}(T)Z_Q,$$

а температурно залежна компонента вихідної напруги – $\Delta V_{pn}(T) = \Delta T \cdot TKV(I_{pn})$.

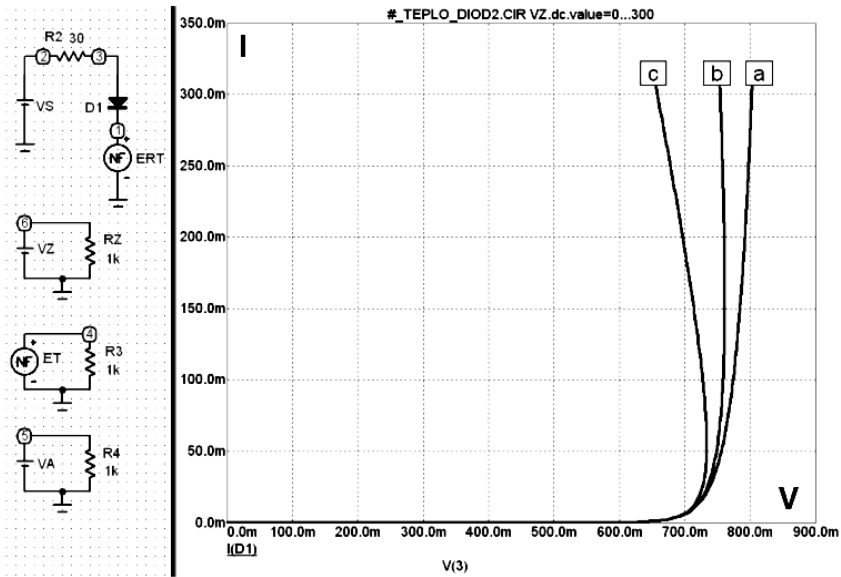


Рис. 6. Результати електротеплового аналізу ВАХ діода в режимі саморозігрівання струмом живлення при:
a – $Z_Q = 0$; b – $Z_Q = 30$; c – $Z_Q = 100$ [град/Wm]

Електротеплова модель транзисторних елементів

Перелік температурно залежних процесів та відповідних параметрів транзисторів є доволі широким. Зокрема, для біполярних транзисторів під час проведення електротеплового моделювання їх ВАХ необхідно врахувати принаймні три механізми.

Перший процес температурного впливу є аналогічним до вищезгаданих діодних структур – підвищення температури обумовлює зменшення падіння напруги на р-п переходах $V_{pn} = f_1(T)$ транзисторної структури. У прямому включенні транзистора принципово важливим є температурний дрейф напруги на переході емітер-база, а в інверсному – на переході колектор-база. Другий процес пов'язаний зі збільшенням зворотних струмів р-п переходів $I_S = f_2(T)$ в процесі їх нагрівання – здебільшого, зворотного зміщеного переходу колектор-база. Третій механізм впливу – це температурний дрейф коефіцієнта підсилення струму транзисторної структури $\beta_F = f_3(T)$. Ці три механізми були враховані нами в ході розроблення моделі (схеми заміщення) електротеплового аналізу ВАХ біполярного транзистора (рис. 7).

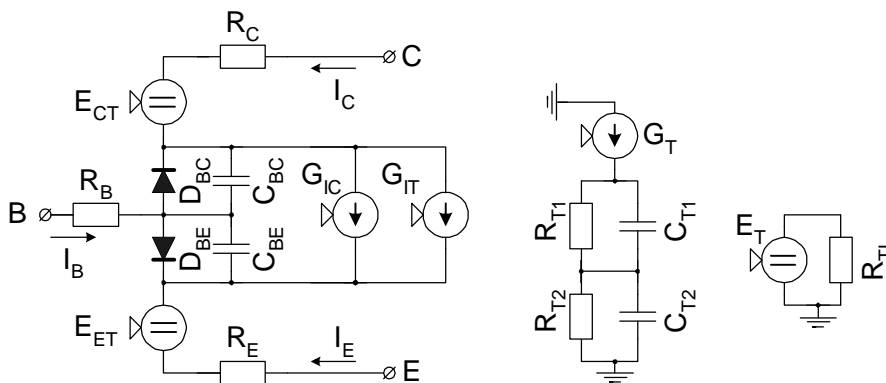


Рис. 7. Модель електротеплового аналізу ВАХ біполярного транзистора

Наведена схема заміщення ґрунтується на моделі Еберса–Молла (за необхідності може базуватися і на складнішій зарядовій моделі Пуна-Гумеля), а також на розглянутих в попередніх підрозділах принципах електротеплового моделювання резистивних та діодних структур. Традиційними для моделі Еберса–Молла [14] є діоди емітерного та колекторного р-п переходів D_{BE} , D_{BC} , паразитні бар'єрні ємності яких представлені конденсаторами C_{BE} , C_{BC} . Омичні компоненти транзисторної структури представлені опорами базової, емітерної та колекторної ділянок R_B , R_E , R_C . Коефіцієнт передачі струму структури описується керованим джерелом струму G_{IC} . Математичне представлення такої традиційної транзисторної моделі детально описано в монографіях та інструкціях з користування пакетів PSpice чи MicroCAP [8, 9], а тому її подальший розгляд не наводиться.

Відмінністю запропонованої нами моделі є наявність в ній двох керованих джерел напруги E_{CT} , E_{ET} та керованого джерела струму G_{IT} . Крім того, електротеплова модель містить вищерозглянуті кола імпульсної теплової релаксації G_T , R_{T1} , C_{T1} , R_{T2} , C_{T2} та теплового опору E_T , R_{TL} . Принцип специфікації джерел напруги E_{CT} , E_{ET} , що формують температурно залежну компоненту падіння напруги на прямозміщених р-п переходах $\Delta V_{pn} = f_1(T)$, вже розглядалися під час електротеплового дослідження діодних структур.

Вплив температури на струм зворотно зміщеного р-п переходу $I_S = f_2(T)$ відповідно до системи рівнянь моделі Еберса–Молла може бути представлений у вигляді [9]

$$I_S(T) = I_{S0} \exp\left(\left(\frac{T}{T_0} - 1\right) \frac{E_G(T)}{\Phi_T}\right) \left(\frac{T}{T_0}\right)^{X_{TI}},$$

де X_{TI} – степеневий показник температурної залежності зворотного струму I_{S0} .

Порівняно зі значенням колекторного струму, що обумовлює нагрівання структури (декілька ампер), зворотними струмами р-п переходів (типово не більше декількох мікроампер) можна знехтувати. Однак не можна знехтувати участю струму зворотно зміщеного колекторного р-п-переходу у сумарному базовому струмі, який підсилюється в декілька сотень разів. Тому його доцільно об'єднати з третім механізмом – температурним дрейфом коефіцієнта підсилення струму $V_F = f_3(T)$ транзисторної структури: $V_F(T) = V_F \left(\frac{T}{T_0}\right)^{X_{TV}}$, де X_{TV} – степеневий показник температурної залежності коефіцієнта підсилення струму V_F . Саме цей об'єднаний механізм представлено керованим джерелом G_{IT} .

Приклад електротеплового аналізу ВАХ транзистора в режимі саморозігрівання показано на рис. 8. Отримано модельну залежність струму колектора I_K від напруги колектор-емітер V_{KE} за фіксованого значення струму бази. Як і в попередніх випадках, моделювання проводилося для декількох значень теплового опору Z_Q . Як бачимо, за $Z_Q \neq 0$ за збільшення напруги V_{KE} зростає температура транзисторної структури, що призводить до відповідного збільшення струму колектора I_K .

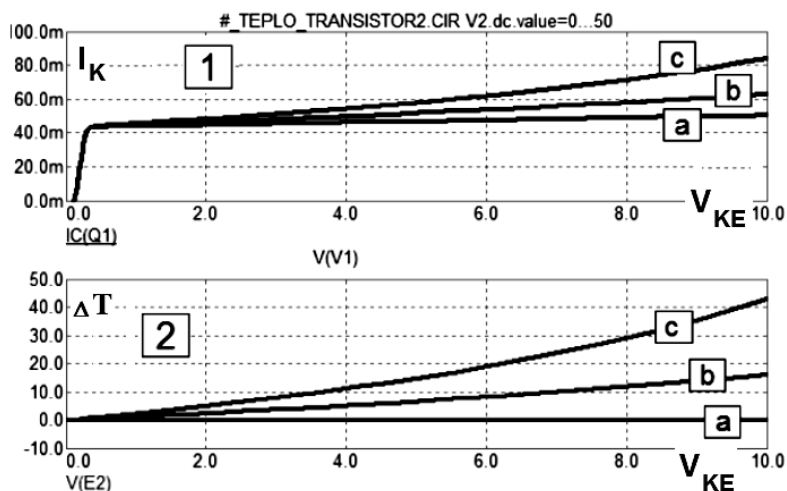


Рис. 8. Результати електротеплового аналізу ВАХ транзистора в режимі саморозігрівання:

[1] – ВАХ; [2] – ΔT ; [a] – $Z_Q = 0$; [b] – $Z_Q = 30$; [c] – $Z_Q = 100$ [град/Вт]

Висновки

В результаті проведеного аналізу проблем, які виникають під час модельних досліджень та оптимізації режимів роботи елементів під час їх саморозігрівання струмом живлення, показано необхідність розроблення принципів електротеплового моделювання.

Розроблено методику електротеплового моделювання ВАХ резисторних, діодних та транзисторних структур, що включає в себе синтез кола заміщення імпульсної температурної релаксації та спосіб формування ВАХ елементів під час їх самонагрівання струмом живлення. Методика використовує електротеплову аналогію, в якій система теплових рівнянь формально заміщується на адекватну з математичної точки зору систему опису RC електричних кіл. Принципи електротеплового моделювання та синтезу моделей елементів під час їхнього саморозігрівання продемонстровані з використанням програмних пакетів PSpice та MicroCAP.

1. Gotra Z.Yu., Holyaka R.L., Khalavka A.I. et al. Thermal-controlled operational amplifier as a new multi-purpose component of monolithic low-frequency ICs // *International Journal of Microcircuits & Electronic Packaging* // IMAPS. – 1997. – Vol.20, № 4. – P. 516–520.
2. Gotra Z.Yu., Holyaka R.L., Khalavka A.I. et al. Application of the heat-transfer process to monolithic low-frequency IC design // *Journal of Electrical Engineering*. – 1997. – Vol. 48, № 11–12. – P. 307–311.
3. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Халавка А.І. Монолитные полупроводниковые интегрированные цепи на эффектах теплопередачи // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. – 1999. – Т. 42, № 1–2. – С. 59–65.
4. Ashauer M., Glosch H., Hedrich F., Hey N., Sandmaier H., Lang W. Thermal flow sensor for liquids and gases based on combinations of two principles. *Sensor & Actuators A*. – 1999. – Vol. 73. – P. 7–13.
5. Ihsan Hariadi, Hoc-Khiem Trieu, Wilfried Mokwa, Holger Vogt. M. Integrated MFlow Sensor with Monocrystalline Silicon Membrane Operating in Thermal Time-of-Flight Mode. *The 16th European Conference on Solid-State Transducers. September 15–18, 2002. TP57*. – P. 115–116.
6. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Халавка А.І. Детектор горизонтального положення в інтегральному виконанні // *Інформаційний листок № 009-94*. – Львів: ЦНТЕІ, 1994.
7. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. З. Готри, Р. Голяки. – Львів: Вид-во Держ. ун-ту “Львівська політехніка”, 1999. – 364 с.
8. Giuseppe Massobrio and Paolo Antognetti, *Semiconductor Device Modeling with SPICE, 2nd edition. McGraw-Hill, New York, 1993*.
9. Micro-Cap 7.0, 8.0, 9.0 *Electronic Circuit Analysis Program. Reference Manual. Spectrum Software*. – 2001, 2005, 2008. www.spectrum-soft.com.
10. Готра З.Ю., Голяка Р.Л., Халавка А.І. Моделювання теплових режимів інтегральних схем за допомогою пакета Pspice // *Вісн. Держ. ун-ту “Львівська політехніка”*. – 1996. – № 313: Комп’ютерні системи проектування: теорія та практика. – С. 114–120.
11. Holyaka R., Hladun M., Humenyk I., Sopilnyk L. The syntesis of mathematical model for magnetotransistor using PSICE software // *Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”*. – 2002. – № 458: Елементи теорії та прилади твердотільної електроніки. – С. 116–120.
12. Потапов Ю. Тепловое моделирование // *Силовая электроника*. – 2002. – № 10. – С. 60–62.
14. Закс Д. И. *Параметры теплового режима полупроводниковых микросхем*. – М.: Радио и связь. 1983. – 128 с.
14. Soclof, Sidney, *Analog Integrated Circuits, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J. 1985*.