

ПАРАМЕТРИЧНА ІДЕНТИФІКАЦІЯ МАЛОСИГНАЛЬНИХ ЗАСТУПНИХ СХЕМ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Розглянуто умови існування однозначного взаємозв'язку між вузловими провідностями біполярного транзистора і параметрами елементів його типових заступних схем та наведено формули такого взаємозв'язку. На прикладі показано, що використання цих формул у поєднанні з процедурою оптимізації за Нелдером і Мідом забезпечує надійну параметричну ідентифікацію малосигнальних заступних схем у широкій смузі частот.

The conditions of existence of unique interconnection between the nodal conductivity of bipolar transistor and the parameters of units of its typical equivalent circuits are considered, and the formulas of such interconnection are derived. The example is given that the use of these formulas together with the Nelderom and Midom optimization procedure provide reliable parametric identification of small - signal equivalent circuits within a wide frequency band.

Вступ

При вирішенні цілого ряду задач прикладного і пошукового характеру, в якості універсального робочого інструменту та об'єкту дослідження, широкого вжитку набули різноманітні моделі. Зокрема, на етапі схемотехнічного проектування радіоелектронних пристроїв, значна увага надається моделям окремих компонент (транзистори, мікросхеми і т.п.). Вибір структури та параметрів їх заступних схем значною мірою визначає ефективність проектування загалом. Тому розширення й вдосконалення сучасної елементної бази і поява нових схемотехнічних задач радіоелектроніки вимагають постійного пошуку адекватних підходів в області моделювання. Останнім часом при моделюванні електронних схем широкого використання набула програма *SPICE* [1]. Але й ця програма як й інші наштовхується на труднощі, які виникають при визначенні параметрів, вбудованих у них моделей. Загалом, визначення цих параметрів можливе або шляхом прямих вимірювань, або шляхом розрахунків із використанням методів оптимізації.

У результаті прямих вимірювань, параметри моделі вимірюються безпосередньо, але, як правило, кожний за своєю методикою з використанням спеціальної вимірювальної апаратури. Тому процедура таких вимірювань довготривала і вимагає значних затрат часу та коштів.

Цих недоліків можна уникнути використовуючи методи оптимізації та ЕОМ. Початковою

інформацією тут також є результати вимірювань, але на відміну від попереднього випадку вони проводяться за загально прийнятними і добре відпрацьованими методиками і на стандартному обладнанні. У результаті значно спрощується і прискорюється процедура вимірювань і створюються передумови їх автоматизації. Однак при цьому потрібна розробка надійних в експлуатації програм оптимізації у просторі багатьох змінних. Такий спосіб ідентифікації параметрів закладено в основу програми *SPAREXT*, де при моделюванні біполярних транзисторів за вихідні дані беруть їх експериментальні вольт-амперні характеристики. При цьому параметри моделі оптимізують так, щоб вона із заданою точністю відтворювала ці вольт-амперні характеристики.

У випадку моделювання транзисторів прийнятно-підсилювальних трактів, що, за звичай, працюють у лінійному режимі та широкій смузі частот, важливими є частотні залежності, зокрема їх вузлових провідностей. Тут однією із актуальних є задача параметричної ідентифікації малосигнальних широкосмугових заступних схем транзисторів за експериментально одержаними частотними залежностями (частотними графіками) відповідних їх вузлових провідностей.

З метою вирішення цієї задачі, у даній роботі використовуються результати, що впливають із застосування методів теорії кіл (редукції – реставрації внутрішніх вузлів) до типових заступних схем та процедура оптимізації (симплекс-метод) параметрів їх елементів.

Ця задача, для типових структур заступних схем біполярних транзисторів, у даній роботі вирішується методами теорії кіл (редукції – реставрації внутрішніх вузлів) з подальшою оптимізацією (симплекс-методом) параметрів заступних схем.

Малосигнальні заступні схеми біполярних транзисторів

Відома ціла низка малосигнальних заступних схем біполярних транзисторів у вигляді невзаємних триполюсників. Найбільш характерні з них наведено в таблиці 1, де Y_T і Z_T – провідність і опір гірації, Y_D – провідність відповідного двополосника, $|Y|$ – визначник матриці вузлових провідностей, S – крутизна, α – коефіцієнт прямої передачі за струмом для транзистора ввімкненого за схемою зі спільною базою, μ – коефіцієнт зворотної передачі за напругою, f_α та f_μ – граничні частоти коефіцієнтів α та μ , K – коефіцієнт передачі за напругою, а також пунктиром обведено керовані триполюсники, кожний з яких визначає тип певної заступної схеми. Ці заступні схеми характеризуються простою структурою, але поряд із цим їх елементи описуються складними частотними залежностями. Тобто діє своєрідний "закон збереження структурно-алгоритмічної складності". Така ситуація зумовлена тим, що поведінку фізичних процесів у транзисторах досконало можна описати гіперболічними функціями комплексного аргументу, а це пов'язано з появою у заступних схемах елементів із розподіленими параметрами (довгих ліній).

В інженерній практиці більш широке використання набули заступні схеми із зосередженими частотн незалежними елементами.

Традиційно такі заступні схеми будують так, щоб їх елементи, як правило, відповідали певним ділянкам транзисторної структури і характеризували фізичні процеси у них. На заступній схемі 1 (таблиця 2) ці області відповідно представлені: триполюсником ВТ (власне транзистор) – активна область, базовим опором r_b – пасивна область, ємністю $C_{кб}$ – периферійна область. Структуру заступної схеми триполюсника ВТ можливо подати у вигляді однієї із структур заступних схем із таблиці 1, зробивши перепозначення вузла "б" на вузол "в". З урахуванням сказаного, в таблиці 2 наведено такі заступні схеми (2, 3, 4). Крім цього на частотах вище 100 МГц периферійна частина заступних схем повинна бути доповнена міжелектродними ємностями та індуктивностями

виводів транзистора.

У подальшому в роботі розглядається параметрична ідентифікація саме типових заступних схем наведених у таблиці 2 при відомих частотних годографах вузлових провідностей транзисторів. Особливості структури кожної із цих заступних схем характеризують певні підходи до їх формування і практичного використання. Так елементи заступної схеми 2 моделюють окремі області транзистора і фізичні процеси у них. Цю заступну схему, що є результатом лінеаризації інжекційної моделі Еберса-Молла інколи називають "фізичною". Вона дає можливість "відчути" роботу транзистора і є зручною для використання, якщо транзистор увімкнено за схемою зі спільною базою. Подібні характеристики властиві також і наступній схемі (3). Але на відміну від попередньої вона є результатом спрощення моделі з розподіленими параметрами, а її структура подібна до макромоделі операційного підсилювача. Заступна схема 4 утворена шляхом модифікації раніше відомих заступних схем електронних ламп. Її елементи лише опосередковано пов'язані зі структурою транзистора і фізичними процесами у ньому. Однак її використання забезпечує спадкоємність раніше отриманих результатів і розроблених методик аналізу, особливо для транзисторів у схемах із спільним емітером.

Поряд з цим слід звернути увагу на те, що у заступній схемі 3 на відміну від двох інших, де коефіцієнти α , μ та S – частотн незалежні, параметр керування K – частотн незалежний, а частотні залежності транзистора формуються тільки вибором типу і значень параметрів пасивних двополосників заступних схем [2]. Така специфічна особливість заступної схеми з K -підсилювачем робить доцільним її використання при моделюванні транзисторів.

Складові параметричної ідентифікації заступних схем

У таблиці 2 на основі підходу [3] наведено формули взаємозв'язку між значеннями вузлових провідностей на заданій частоті $\omega=2\pi f$ та параметрами елементів заступних схем, а також формули зв'язку між ними. У цих та інших формулах через "g" та "b" позначено дійсну і уявну частини відповідних комплексних величин (вузлових провідностей та визначників).

Наведені формули одержані з урахуванням умов, що

$$\text{Im } r_b = 0, \quad \omega_\mu = \omega_\alpha.$$

Таблиця 1. Малосигнальні заступні схеми біполярних транзисторів.

Модель		Заступна схема	Матриця вузлових провідностей та параметри окремих елементів
Тип	№		
Гіраторна	1		$\begin{matrix} \text{б} & \text{к} & \text{е} \\ \text{б} & \begin{vmatrix} Y_{\text{бб}} & Y_{\text{бк}} & Y_{\text{бє}} \\ Y_{\text{кб}} & Y_{\text{кк}} & Y_{\text{ке}} \\ Y_{\text{єб}} & Y_{\text{єк}} & Y_{\text{єє}} \end{vmatrix} \\ \text{к} & & \\ \text{е} & & \end{matrix} =$
	2		$Y_{D\text{бк}} = \frac{1}{2}(Y_{\text{кб}} + Y_{\text{бк}}), Y_{D\text{бє}} = \frac{1}{2}(Y_{\text{бє}} + Y_{\text{єб}}),$ $Y_{D\text{ке}} = \frac{1}{2}(Y_{\text{єк}} + Y_{\text{ке}}),$ $Y_{\text{Г}} = 1/2[(Y_{\text{кб}} - Y_{\text{бк}}) - (Y_{\text{бє}} - Y_{\text{єб}}) - (Y_{\text{єк}} - Y_{\text{ке}})],$ $ Y = Y_{\text{бб}}Y_{\text{кк}} - Y_{\text{кб}}Y_{\text{бк}}$
3 трансактором	Двогенераторна		$\begin{matrix} \text{б} & \text{к} & & \\ \text{б} & \begin{vmatrix} Y_{\text{бб}} & \\ & Y_{\text{кк}} \end{vmatrix} & + & \begin{matrix} \text{б} & \text{к} \\ \text{к} & \begin{vmatrix} Y_{\text{кб}} & \\ & Y_{\text{бк}} \end{vmatrix} \end{matrix} \\ \text{к} & & & \end{matrix}$
	Одногенераторна (П-подібна)		$\begin{matrix} \text{б} & \text{к} & & \\ \text{б} & \begin{vmatrix} Y_{\text{бб}} & Y_{\text{бк}} \\ Y_{\text{бк}} & Y_{\text{кк}} \end{vmatrix} & + & \begin{matrix} \text{б} & \text{к} \\ \text{к} & \begin{vmatrix} & \\ & S \end{vmatrix} \end{matrix} \\ \text{к} & & & \end{matrix}$ $S=2Y_{\text{Г}}$
3 регулятором	Двогенераторна (Т-подібна)		$\begin{matrix} \text{е} & \text{к} & & \\ \text{е} & \begin{vmatrix} & \\ & Y_{\text{к}} \end{vmatrix} & + & \begin{matrix} \text{е} & \text{к} \\ \text{е} & \begin{vmatrix} Y_{\text{єє}} & Y_{\text{єк}} \\ Y_{\text{кє}} & Y_{\text{кк}} - Y_{\text{к}} \end{vmatrix} \\ \text{к} & & & \end{matrix} = \begin{matrix} \text{е} & \text{к} \\ \text{е} & \begin{vmatrix} Y_{\text{є}} & -\mu Y_{\text{є}} \\ -\alpha Y_{\text{є}} & \mu \alpha Y_{\text{є}} \end{vmatrix} \end{matrix}$ $(\alpha - \mu)Y_{\text{є}} = S$
	Одногенераторна (К-подібнозач)		$\begin{matrix} \text{е} & \text{к} \\ \text{е} & \begin{vmatrix} Y_2 + Y_3 & -Y_2 / K \\ -Y_2 & Y_1 + Y_2 \\ \text{к} & \begin{vmatrix} & \\ & K \end{vmatrix} \end{vmatrix} \end{matrix}$ $K = \alpha / \mu$

Таблиця 2. Типові малосигнальні заступні схеми біполярних транзисторів.

Модель		Заступна схема	Параметри елементів
№	Тип		
1	Узагальнена		$\ Y\ = \begin{matrix} & \begin{matrix} \text{е} & \text{к} & \text{в} \end{matrix} \\ \begin{matrix} \text{е} \\ \text{к} \\ \text{в} \end{matrix} & \begin{bmatrix} Y_{\text{еe}} & Y_{\text{ек}} & Y_{\text{еб}} \\ Y_{\text{ке}} & Y_{\text{кк}} & Y_{\text{кб}} \\ Y_{\text{ве}} & Y_{\text{вк}} & Y_{\text{вб}} \end{bmatrix} \end{matrix}$
2	T-подібна (Піриггарда)		$Y_e = \frac{1}{r_e} + j\omega C_e = \frac{-g_{\text{б}} Y_{\text{еe}} - Y }{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}}$ $Y_k = \frac{1}{r_k} + j\omega C_k = \frac{g_{\text{б}} Y }{g_{\text{б}} Y_{\text{еe}} - Y }$ $\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + jf/f_a} = \frac{g_{\text{б}} Y_{\text{ке}} + Y }{-g_{\text{б}} Y_{\text{еe}} + Y }$ $\mu = \frac{\mu_0}{1 + jf/f_a} = \frac{g_{\text{б}} Y_{\text{ек}} + Y }{-g_{\text{б}} Y_{\text{еe}} + Y }$
3	Із K-підсилювачем		$Y_1 = \frac{1}{r_{\text{км}}} + j\omega C_{\text{км}} = -\frac{Kg_{\text{б}} Y_{\text{бк}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}}$ $Y_2 = \frac{1}{r_D} = \frac{ Y + Y_{\text{ке}} g_{\text{б}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}} \approx \frac{1}{r_e}$ $Y_3 = \frac{1}{r_{\text{ем}}} + j\omega C_{\text{ем}} = \frac{g_{\text{б}} Y_{\text{бe}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}}$ $K = \frac{ Y + Y_{\text{ке}} g_{\text{б}}}{ Y + Y_{\text{ек}} g_{\text{б}}} = \frac{\alpha}{\mu}$
4	П-подібна (Джаколетта)		$\frac{1}{r_{\text{ве}}} + j\omega C_{\text{ве}} = \frac{g_{\text{б}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}} Y_{\text{бe}}$ $\frac{1}{r_{\text{вк}}} + j\omega C_{\text{вк}} = \frac{g_{\text{б}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}} Y_{\text{бк}}$ $\frac{1}{r_{\text{ке}}} = \frac{g_{\text{б}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}} \left\{ \frac{ Y }{g_{\text{б}}} + Y_{\text{ке}} \right\}$ $S = \frac{g_{\text{б}}}{Y_{\text{бб}} - g_{\text{б}}} Y_{\text{Г}}$

Перша умова очевидна, а друга впливає з [4] і тотожна тому, що $\text{Im}K=0$ та $C_{ке}=0$. Тоді

$$g_{\bar{b}} = \frac{1}{r_{\bar{b}}} = g_{\bar{b}\bar{b}} - b_{\bar{b}\bar{b}} \frac{g_{\bar{b}к} - g_{к\bar{b}}}{b_{\bar{b}к} - b_{к\bar{b}}}, \quad (1a)$$

$$C_{к\bar{b}} = \frac{1}{\omega} \frac{(g + g_{\bar{b}}g_{ек})(b + g_{\bar{b}}b_{ке})}{(b + g_{\bar{b}}b_{ке})b_{е\bar{b}} + (g + g_{\bar{b}}g_{ке})g_{е\bar{b}}} - \frac{1}{\omega} \frac{(g + g_{\bar{b}}g_{ке})(b + g_{\bar{b}}b_{ек})}{(b + g_{\bar{b}}b_{ке})b_{е\bar{b}} + (g + g_{\bar{b}}g_{ке})g_{е\bar{b}}}. \quad (1б)$$

Вузлові провідності транзистора у формулах таблиці 2 враховують, що із заступних схем усунуто периферійну ємність $C_{к\bar{b}}$. Це досягається попереднім ітераційним визначенням $C_{к\bar{b}}$ і від-

повідно $r_{\bar{b}}$, використовуючи (1a) і (1б).

Результуюче значення ємності $C_{к\bar{b}}$ одержують як суму значень $C_{к\bar{b}}$, розрахованих за (1б) на попередніх кроках ітерацій. Практично за три, чотири кроки ітераційний процес завершується з точністю до третьої значущої цифри у величині $C_{к\bar{b}}$.

Процедура визначення параметрів за формулами таблиці 2 повторюється на кожній із заданих частот. За масивом одержаних даних утворюється відповідний симплекс і реалізується процедура оптимізації Нелдера і Міда [5]. Ефективність такої параметричної ідентифікації перевірялася шляхом модельного експерименту.

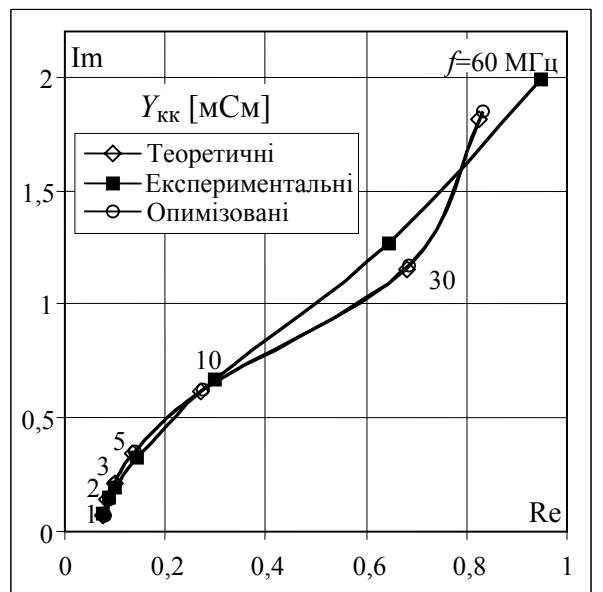
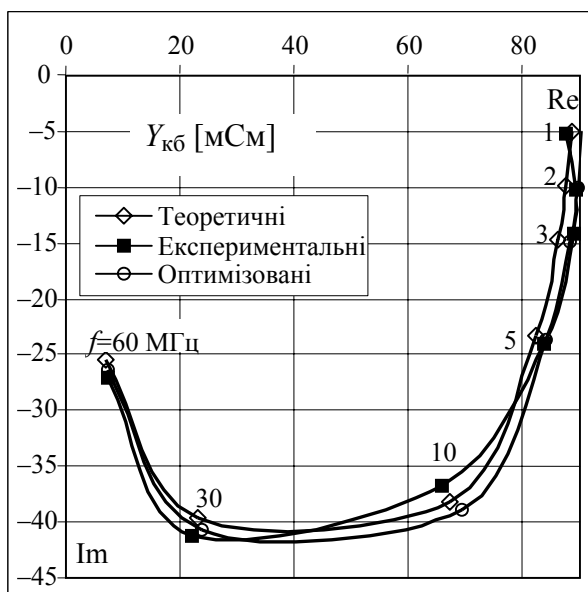
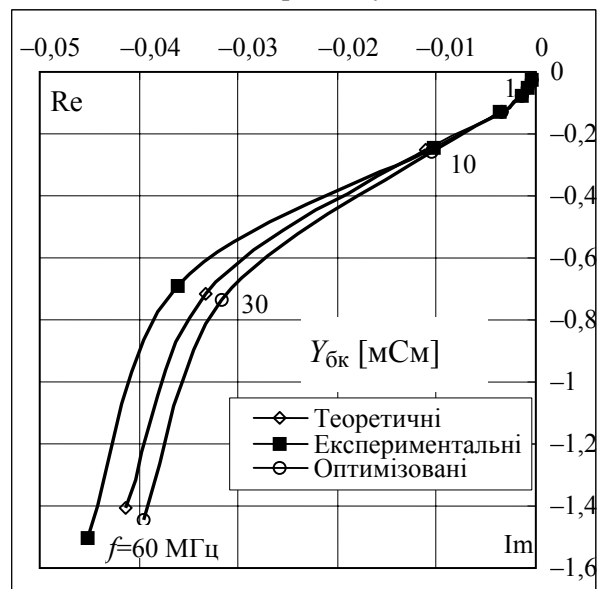
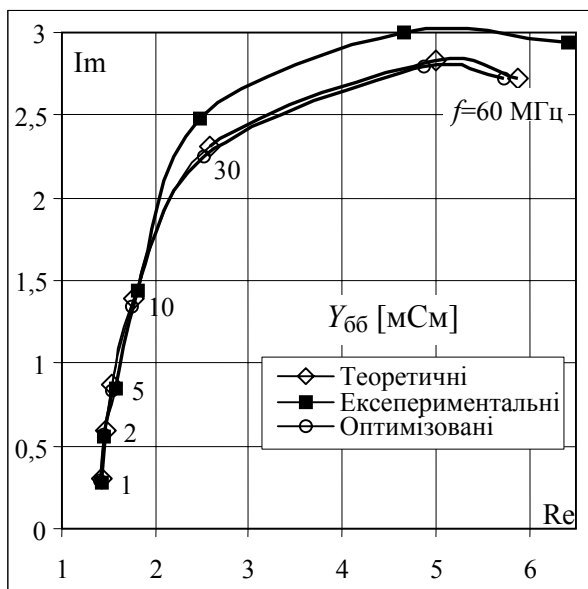


Рис.1. Частотні годографи вузлових провідностей біполярного транзистора ввімкненого за схемою спільний емітер.

Реалізація та результати параметричної ідентифікації

Нехай заступна схема 3 (таблиця 2) справедлива для транзистора, що працює у широкій смузі високих частот.

Для прикладу елементам цієї схеми, згідно [3], присвоєно такі значення: $r_{\bar{b}}=159,5$ Ом, $r_D=8,74$ Ом, $r_{em}=552,2$ Ом, $r_{\bar{c}}=2300$ Ом, $C_{к\bar{b}}=3,7$ пФ, $C_{em}=72$ пФ, $C_{км}=840$ пФ, $K=1616$.

На заданих частотах $f(1, 2, 3, 5, 10, 30, 60$ МГц) розраховано вузлові провідності транзистора ввімкненого за схемою спільний емітер і побудовано їх частотні годографи (рис.1), які названо теоретичними.

Для імітації реальної ситуації, подібно як в [6], вважається що під час вимірювання вузлових провідностей транзистора допущено випадкові похибки, відсотки яких подано в таблиці 3. Відповідні частотні годографи вузлових провідностей (рис.1), названо експериментальними.

Ці експериментальні годографи і заступна схема 3 (таблиця 2) слугуватимуть вихідною інформацією для реалізації запропонованого вище підходу до параметричної ідентифікації.

В якості функції мети процедури оптимізації вибрано функцію $E(\bar{x})$ [7], яка характеризує середньоквадратичне значення відносного відхилення ϵ_{in} за дійсними та уявними частинами, розрахованих на кожному ітераційному кроці j від експериментальних вузлових провідностей для кожного n із заданих частот f_n . Тобто

$$E(\bar{x}) = \frac{\sum_{i=1}^8 \sum_{n=1}^N W_{in} [\epsilon_{in}(\bar{x}^{(j)}, f_n)]^2}{\sum_{i=1}^8 \sum_{n=1}^N W_{in}}, \quad (2)$$

де i – номер дійсної чи уявної частини певної вузлової провідності транзистора, $\bar{x}^{(j)}$ – вектор значень параметрів елементів заступної схеми на частоті f_n , W_{in} – вагові коефіцієнти.

У даному прикладі $E(\bar{x})$ шукали при вагових коефіцієнтах для дійсної і уявної частин $Y_{\bar{b}\bar{b}}$, $Y_{\bar{b}к}$, $Y_{к\bar{b}}$ і $Y_{кк}$, які дорівнюють 2, 1,5, 2 та 1 на всіх частотах [7].

Враховуючи вищезазане, у результаті оптимізації на одинадцятому кроці ітерації при $E(\bar{x}) \leq 0,003$ знайдено такі параметри заступної схеми: $K=1516$, $r_{\bar{b}}=163,6$ Ом, $r_D=8,48$ Ом, $r_{em}=549,6$ Ом, $r_{\bar{c}}=2295,5$ Ом, $C_{к\bar{b}}=3,8$ пФ, $C_{em}=70$ пФ, $C_{км}=750$ пФ. Цим параметрам відповідають частотні годо-

графи (оптимальні), що зображені на рис.1. Одержані годографи апроксимують експериментально виміряні значення вузлових провідностей з похибкою, відсотки якої подано в таблиці 4.

Із порівняння цих даних з даними таблиці 3 випливає, що похибка реалізованої апроксимації не перевищує похибки експерименту. При цьому хід апроксимуючих (оптимальних) і теоретичних годографів, як видно з рис.1, однаковий, бо в обох випадках визначається одною і тою ж структурою заступної схеми 3 (таблиця 2). Крім цього порівняльний аналіз частотних годографів вузлових провідностей показав, що їх поведінка практично не залежить від вибору структури заступної схеми взятої із таблиці 2. Годографи, що розраховані для цих заступних схем повністю співпадають у смузі частот до декількох f_{α} . Тобто заступні схеми, маючи різну структуру, однаково ведуть себе у широкій смузі частот. Ця еквівалентність заступних схем дозволяє проводити частотні дослідження тільки для однієї із них так, як поведінка двох інших аналогічна.

Таблиця 3. Похибки експерименту.

$f, \text{ МГц}$	$\delta Y_{\bar{b}\bar{b}}, \%$		$\delta Y_{\bar{b}к}, \%$		$\delta Y_{к\bar{b}}, \%$		$\delta Y_{кк}, \%$	
	Re	Im	Re	Im	Re	Im	Re	Im
1	1	-6	6	4	-1	2	-3	5
2	-1	-5	-5	4	2	3	3	5
3	2	-3	-5	-2	3	-4	4	-8
5	3	4	4	3	2	3	7	-6
10	-4	7	-6	-3	-2	-4	10	9
30	-7	6	8	-4	-4	4	-5	10
60	9	8	9	7	5	6	15	10

Таблиця 4. Результуючі похибки.

$f, \text{ МГц}$	$\delta Y_{\bar{b}\bar{b}}, \%$		$\delta Y_{\bar{b}к}, \%$		$\delta Y_{к\bar{b}}, \%$		$\delta Y_{кк}, \%$	
	Re	Im	Re	Im	Re	Im	Re	Im
1	-0,4	-3,6	5,3	2,1	2,3	1,3	4,2	0,8
2	-0,5	-3,5	-1,0	2,1	2,4	1,5	3,7	0,8
3	-0,8	-3,6	-3,4	2,2	2,4	1,5	3,1	0,7
5	-1,2	-3,4	-4,9	2,2	2,5	1,6	2,1	0,9
10	-2,2	-3,0	-5,5	2,3	2,8	1,9	0,9	1,1
30	-2,7	-1,4	-4,9	2,8	3,7	2,8	0,9	1,8
60	-2,6	0,3	-4,6	2,9	4,1	3,1	1,1	1,9

Висновки

Використання формул взаємозв'язку між параметрами елементів типових заступних схем біполярних транзисторів і їх вузловими провідностями у поєднанні з процедурою оптимізації за Нелдером і Мідом забезпечують надійну параметричну ідентифікацію цих заступних схем у широкій смузі частот.

У подальшому такий підхід до визначення параметрів елементів може бути поширений і на заступні схеми з більш складною периферійною частиною.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Разевиг В.Д.* Системы схемотехнического моделирования и проектирования печатных плат Design Center (PSpice). - М.: СК Пресс, 1996.
2. *Лоу А., Эндрес О., Зевелс Я., Вельдхауэр Ф.Д., Ченг И.И.* Основы полупроводниковой электроники / Под ред. Е.И. Гальперина. - М.: Сов. радио, 1958.
3. *Бучковский И.А.* Применение гираторов при построении П и Т-образных эквивалентных схем транзисторов и определении их параметров// Автоматизация проектирования в электронике.- 1983.- **27**.- С. 93-100.
4. *Агаханян Т.М.* Основы транзисторной электроники. - М.: Энергия, 1974.
5. *Фидлер Дж. К., Найтингейм К.* Машинное проектирование электронных схем / Под ред. Г.Г. Казенова. - М.: Высш. школа, 1985.
6. *Stanclik J.* Metoda modelowania tranzystora bipolarnego w liniowym obszarze pracy // Archiwum Elektrotechniki. - 1974. - **23**, No.2. - S.313-324.
7. *Герсковец Д.Д.* Машинный расчет интегральных схем / Под ред. К.А. Валиева, Г.Г. Казенова, А.П. Голубева. - М.: Мир, 1971.