

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА РАДІОЕЛЕКТРОННЕ АПАРАТОБУДУВАННЯ

УДК 621.382

М. А. Філінюк, д. т. н., проф.;
 Д. В. Гаврілов, асп.;
 Л. Б. Ліщинська, к. т. н., доц.

ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ФІЗИЧНОЇ МОДЕЛІ ДВОЗАТВОРНОГО ПОЛЬОВОГО ТРАНЗИСТОРА ШОТКИ

У роботі [1] обґрунтований спосіб визначення параметрів еквівалентної схеми активної області кристала однозатворного польового транзистора Шотки (ПТШ1), що базується на результатах вимірювання коефіцієнта максимально стійкого підсилення K_{ms} з різними схемами його включення і дозволяє зменшити вплив частини елементів корпусу і пасивної області кристала. Аналіз структури двозатворного польового транзистора Шотки (ПТШ2) показав [2], що його можна розглядати як два однозатворних ПТШ1, стік одного з яких з'єднаний із витокком другого ПТШ. Це дозволяє ставити задачу використання способу також для визначення параметрів однозатворних ПТШ під час знаходження ряду параметрів фізичної еквівалентної схеми двозатворних ПТШ.

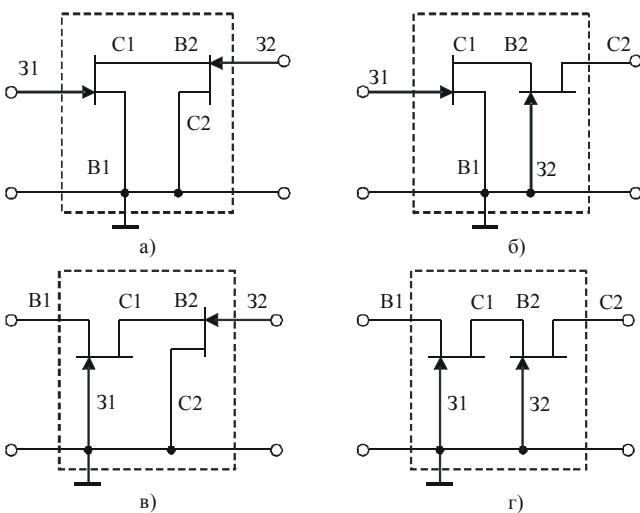


Схема включення ПТШ2, як чотиріполюсника, утвореного каскадним включенням двох однозатворних ПТШ

з'єднання дорівнює добутку $\|ABCD\|_i$ матриць утворювальних чотиріполюсників [3]:

$$\|ABCD\|_N = \prod_{i=1}^N \|ABCD\|_i, \quad i = 1, 2, 3 \dots N. \quad (1)$$

Перетворивши матрицю (1) у матрицю передачі, знаходимо $\|T\|_N = \prod_{i=1}^N \|T\|_i$, де $\|T\|_i$ — матриця передачі i -го каскаду. З огляду на те, що $k_{msi} = 1/\Delta T_i$ [4], де ΔT_i — визначник матриці $\|T\|_i$, отримаємо

$$k_{msN} = \prod_{i=1}^N k_{msi}. \quad (2)$$

Розв'язання цієї задачі можливе у випадку, якщо визначені коефіцієнти максимально стійкого підсилення K_{msi} однозатворних ПТШ1, що утворюють ПТШ2. Покажемо, що за певних умов величину K_{msi} можна визначити за результатами вимірювання K_{ms} двозатворного ПТШ2, включеного як чотиріполюсник.

Розглянемо чотири варіанти включення ПТШ2, як чотиріполюсника, у вигляді каскадного з'єднання його однозатворних ПТШ (рис.).

Визначимо коефіцієнт K_{ms} максимально стійкого підсилення потужності чотиріполюсника, утвореного каскадним з'єднанням N чотиріполюсників. Результатна ланцюгова $\|ABCD\|_N$ матриця такого

На підставі (2) знаходимо коефіцієнти максимального-досяжного підсилення на межі стійкості для різних схем включення ПТШ2:

$$\begin{aligned} K_{ms}^{B1C2} &= \frac{K_{ms}^{B1}}{K_{ms}^{C2}}; & K_{ms}^{31C2} &= \frac{K_{ms}^{31}}{K_{ms}^{C2}}; \\ K_{ms}^{B132} &= K_{ms}^{B1} K_{ms}^{32}; & K_{ms}^{3132} &= K_{ms}^{31} K_{ms}^{32}, \end{aligned} \quad (3)$$

де верхні індекси вказують на електроди ПТШ2, включені в загальну шину.

Система рівнянь (3) є тотожною $\left(K_{ms}^{B1C2} K_{ms}^{3132} = K_{ms}^{B132} K_{ms}^{31C2} \right)$, що не дозволяє розв'язати її відносно K_{ms}^i .

Розв'язання цієї задачі можливе, шляхом використання залежності коефіцієнта K_{ms}^Z чотириполюсника від значення опору Z , включеного в його загальний вивід. У цьому випадку провідності прямої і зворотної передачі знову утвореного чотириполюсника дорівнюватимуть [3]:

$$Y_{21} = \frac{y_{21} - Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}; \quad (4)$$

$$Y_{12} = \frac{y_{12} - Z\Delta y}{1 + Z\Sigma y}, \quad (5)$$

де y_{21} і y_{12} — провідності прямої і зворотної передачі чотириполюсника коли $Z = 0$; Δy — визначник матриці провідності чотириполюсника.

Поділивши (4) на (5), з урахуванням $K_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$ [1], знаходимо

$$K_{ms}^Z = \left| \frac{y_{21} - Z\Delta y}{y_{12} - Z\Delta y} \right|. \quad (6)$$

З (6) випливає, що коли $Z \rightarrow \infty$, то $K_{ms}^Z \rightarrow 1$.

Таким чином, якщо в схемі на рис. а розірвати по змінному струму вивід 32 ($Z_{C2} = \infty$), отримаємо $K_{ms}^{C2} = 1$ і з (3) знаходимо

$$K_{ms}^{B1C1} (Z_{C2} = \infty) = K_{ms}^{B1}.$$

Аналогічно отримаємо

$$\begin{aligned} K_{ms}^{31C2} (Z_{31} = \infty) &= \frac{1}{K_{ms}^{C2}}; & K_{ms}^{B132} (Z_{32} = \infty) &= K_{ms}^{B1}; \\ K_{ms}^{3132} (Z_{31} = \infty) &= K_{ms}^{32}; & K_{ms}^{31C2} (Z_{32} = \infty) &= K_{ms}^{31}; \\ K_{ms}^{B1C2} (Z_{B1} = \infty) &= \frac{1}{K_{ms}^{C2}}; & K_{ms}^{31C2} (Z_{C2} = \infty) &= K_{ms}^{31}; \\ & & K_{ms}^{B132} (Z_{B1} = \infty) &= K_{ms}^{32}. \end{aligned} \quad (7)$$

З огляду на те, що ряд параметрів фізичної еквівалентної схеми ПТШ1 однозначно можуть бути визначені через коефіцієнти максимального стійкого підсилення, які виміряні в різних схемах включення ПТШ1 [1, 5]:

$$\begin{aligned} C_{C3} &= \frac{S_0}{\omega K_{ms}^B}; & f_T &= f_{\text{вим}} K_{ms}^C; & G &= \frac{S_0}{K_{ms}^3}; \\ C_{B3} &= \frac{S_0}{\omega K_{ms}^C}; & R_i &= \frac{\left[\left(K_{ms}^3 / K_{msf}^3 \right)^2 - 1 \right]^{1/2}}{\omega C_{B3}}, \end{aligned} \quad (8)$$

де C_{C3} , C_{B3} — ємності «стік-затвор» і «витік-затвор», G — провідність каналу, R_i — диференційний опір «витік-затвор», f_T — гранична частота, S_0 — крутизна на постійному струмі, ω — кругова частота, K_{msf}^3 — вимірюється на частотах, де не виконується нерівність $\Omega_S < 1$, на підставі (7) знаходимо:

$$\begin{aligned}
G^{(1)} &= \frac{S_0}{K_{ms}^{31C2}(Z_{C2} = \infty)} = \frac{S_0}{K_{ms}^{3132}(Z_{32} = \infty)}; \\
G^2 &= \frac{S_0}{K_{ms}^{B132}(Z_{B1} = \infty)} = \frac{S_0}{\omega K_{ms}^{B1C2}(Z_{C2} = \infty)}; \\
C_{C3}^{(1)} &= \frac{S_0 K_{ms}^{B132}(Z_{32} = \infty)}{\omega} = \frac{S_0 K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty)}{\omega}; \\
C_{B3}^{(2)} &= \frac{S_0 K_{ms}^{B1C2}(Z_{B1} = \infty)}{\omega} = \frac{S_0 K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty)}{\omega}; \\
f_T^{(2)} &= \frac{f_{\text{ВІМ}}}{K_{ms}^{B1C2}(Z_{B1} = \infty)} = \frac{f_{\text{ВІМ}}}{K_{ms}^{31C2}(Z_{31} = \infty)}; \\
R_i^{(2)} &= \frac{\left\{ \left[K_{ms}^{B132}(Z_{B1} = \infty) / K_{msf}^{B132}(Z_{B1} = \infty) \right]^2 - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\omega C_{B3}^{(2)}} = \frac{\left\{ \left[K_{ms}^{3132}(Z_{32} = \infty) / K_{msf}^{3132}(Z_{32} = \infty) \right]^2 - 1 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\omega C_{B3}^{(2)}}.
\end{aligned}$$

У такий спосіб невизначеними залишаються параметри $R_i^{(1)}$, $C_{B3}^{(1)}$, $C_{C3}^{(2)}$ і $f_T^{(1)}$.

Для знаходження $C_{C3}^{(2)}$, розв'язуючи систему (8), знаходимо

$$\frac{1}{K_{ms}^B} + \frac{1}{K_{ms}^3} + \frac{1}{K_{ms}^C} = \frac{G + \omega(C_{C3} + C_{B3})}{S_0}. \quad (9)$$

З огляду на те, що для сучасних ПТШ1 і ПТШ2 справедливо $C_{B3} \gg C_{C3}$ [1, 5] і використовуючи співвідношення (7, 9) отримаємо

$$K_{ms}^{B2} = \frac{S_0^{(2)} K_{ms}^{32} K_{ms}^{C2}}{\left(G^{(2)} + \omega C_{B3}^{(2)} \right) K_{ms}^{32} K_{ms}^{C2} - S_0^{(2)} \left(K_{ms}^{C2} + K_{ms}^{32} \right)}. \quad (10)$$

З урахуванням (8) і (10) знаходимо

$$C_{3C}^{(2)} = \frac{S_0^{(2)}}{\omega K_{ms}^{B2}}.$$

Значення ємності $C_{B3}^{(1)}$ можна визначити шляхом вимірювання ємності $C_{\text{ВХ}}^{(1)}$ між выводами 31 і В1 на частотах $\Omega_S \ll 1$, що з урахуванням нерівності $C_{C3}^{(1)} \ll C_{B3}^{(1)}$, дозволяє вважати, що $C_{\text{ВХ}}^{(1)} \approx C_{B3}^{(1)}$. У цьому випадку значення $R_i^{(1)} = \frac{1}{\omega_S C_{B3}^{(1)}}$, а $f_T^{(1)} = \frac{S_0}{2\pi C_{3B}^{(1)}}$.

Виміряні значення коефіцієнта максимально стійкого підсилення K_{msi} , внаслідок впливу елементів пасивної області кристала і выводів транзистора, будуть відрізнятися від цього коефіцієнта для активної області кристала польового транзистора. Аналіз їхнього впливу для однозатворних ПТШ, наведений у роботі [4], показав, що елементи, які не знаходяться у даній схемі включення чотириполюсника в колі його загального електрода, можна розглядати як елементи пасивних взаємних чотириполюсників, включених на вході і виході кристала ПТШ. Тому вони не впливають на вимірювану величину K_{msi} . Основна похибка вимірювання K_{ms} у цьому випадку залежить від індуктивності й опору, включених у колі загального виводу ПТШ. Величина індуктивностей выводів сучасних НВЧ ПТШ складає менше 1нГн і їхні реактивні опори на частотах $f_{\text{ВІМ}} < 1$ ГГц значно менше омичних опорів джерела, стоку і затвора, середнє значення яких складає приблизно 5 Ом. З урахуванням їх впливу, виміряне значення K_{ms} реального транзистора менше значення K_{msi} активної області кристала не більше ніж на 8% [4].

Перевірка отриманих результатів здійснювалася експериментально з використанням параметрів ПТШ, приведених у [5]. Двозатворний ПТШ моделювався у вигляді каскадного з'єднання однозатворних ПТШ, шляхом з'єднання стоку одного з них із витоком іншого.

У процесі експерименту здійснювалися вимірювання K_{msl} каскадного з'єднання утвореної структури, розраховувалися її параметри з використанням вищенаведених аналітичних виразів, що потім порівнювалися зі значеннями параметрів однозатворних ПТШ (табл.).

Параметр фізичної еквівалентної схеми ПТШ									
$G^{(1)}$, Ом ⁻¹ ·10 ⁻³	$G^{(2)}$, Ом ⁻¹ ·10 ⁻³	$C_{C3}^{(1)}$, пФ	$C_{C3}^{(2)}$, пФ	$C_{B3}^{(1)}$, пФ	$C_{B3}^{(2)}$, пФ	$f_T^{(1)}$, ГГц	$f_T^{(2)}$, ГГц	$R_i^{(1)}$, Ом	$R_i^{(2)}$, Ом
Однозатворний ПТШ ЗПЗ21А									
15		0,01		0,5		8		3,5	
Відносна середньоквадратична похибка для ПТШ1, %									
4,6		0,01		6		8		19,2	
Модель двозатворного ПТШ									
16	15,5	0,012	0,014	0,45	0,52	7,3	7,6	4,2	4,7
Відносна середньоквадратична похибка для моделі ПТШ2, %									
7	3	20	4	10	4	8,7	5	20	5,7

Висновки

1. Результати вимірювання параметрів ПТШ2 у межах (4—20)% відрізняються від результатів вимірювання параметрів ПТШ1. Причому найістотніша відмінність спостерігається для ємності $C_{C3}^{(1)}$ і граничної частоти $f_T^{(1)}$, що пояснюється впливом пасивних ємностей кристала ПТШ2.

2. Запропонований метод визначення параметрів активної області кристала ПТШ2 не вимагає здійснення режиму короткого замикання або знання фізичних параметрів матеріалу кристала. У процесі визначення вимірюються тільки потужність і частота сигналу [4].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Филинюк Н. А. Определение параметров эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора // Изв. МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1983. — Т. 26. — № 7. — С. 90—92.
2. Man G. S. F. A microwave model for the dual — Gate GaAs MESFET // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Los Angeles, June, 1981. — P. 43—45.
3. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: Пер. с англ. / Под ред. Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнира. — М.: Связь, 1971. — 240 с.
4. Филинюк Н. А., Песков С. Н., Павлов С. Н. Определение параметров физической эквивалентной схемы высокочастотных транзисторов // Изв. МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1982. — Т. 25. — № 12. — С. 38—43.
5. Филинюк Н. А. Экспериментальное определение граничной частоты активной области кристалла полевого транзистора // Изв. МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1987. — Т. 30. — № 12. — С. 90—92.

Рекомендована кафедрою проектування комп'ютерної і телекомунікаційної апаратури

Надійшла до редакції 23.03.04
Рекомендована до друку 26.04.04

Філінюк Микола Антонович — завідувач кафедри; **Гаврілов Дмитро Володимирович** — аспірант.

Кафедра проектування комп'ютерної і телекомунікаційної апаратури, Вінницький національний технічний університет

Ліщинська Людмила Броніславівна — доцент кафедри інформаційних систем та мереж.

Вінницький торговельно-економічний інститут