

Л. Ліщинська. Фізична еквівалентна схема інжекційно-прольотного транзистора в режимі прямого зміщення емітерного переходу / Л. Ліщинська, Р. Чехмestрук, М. Філінюк // Вісник ТНТУ. — 2012. — Том 68. — № 4. — С.185-191. — (приладобудування та інформаційно-вимірювальні технології).

УДК 621.382

Л. Ліщинська, канд. техн. наук; Р. Чехмestрук;
М. Філінюк докт. техн. наук

Вінницький національний технічний університет

ФІЗИЧНА ЕКВІВАЛЕНТНА СХЕМА ІНЖЕКЦІЙНО-ПРОЛЬОТНОГО ТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМІ ПРЯМОГО ЗМІЩЕННЯ ЕМІТЕРНОГО ПЕРЕХОДУ

Резюме. На основі розглянутої структури інжекційно-прольотного транзистора розроблено його фізичну еквівалентну схему, описано принцип її роботи, теоретично обґрунтовано коефіцієнт передавання по струму еквівалентної схеми та зроблено експериментальну перевірку коректності отриманих результатів.

Ключові слова: інжекційно-прольотний транзистор, коефіцієнт передавання, фізична еквівалентна схема.

L.Lishchynskaya, M. Filinyuk, R. Chehmestruk

PHYSICAL EQUIVALENT CIRCUIT OF THE INJECTION-SPAN TRANSISTOR, USING THE DIRECT DISPLACEMENT OF EMITTER TRANSITION

Summary. Injection-span transistor (IST) occupies an intermediate position between bipolar and field effect transistors. The structure is similar to unijunction transistor (UT) and field-effect transistors with p-n junction. According to the principle of operation it is close to the bipolar transistor because of using injection properties of a directly biased p-n junction and two types of charge carriers - electrons and holes. However, unlike these devices under forward biased emitter junction there are falling areas in its current-voltage characteristics, where the Ohm's law is disrupted, so that it has a negative differential resistance, which relates it to R - type negatron. These properties determine the broad functionality of IST in various electronic devices.

Designed unijunction transistors have low operating frequencies (several hundred kilohertz). This is a disadvantage of those transistors and limits the range of their applications, mostly as low-current keys. Progress in the development of microelectronic technologies allows to overcome this disadvantage, extending the frequency range of up to several gigahertz, and makes the task to design various analog electronic circuits based on IST.

A necessary condition for such devices design is a presence of physical equivalent circuit of IST, which describes the parameters with sufficient accuracy in a wide frequency range. When designing the key circuits in low-frequency range a one-diode physical equivalent circuit of unijunction transistor received an application, which ignores span effects in the base and therefore can't be used in the design of devices based on IPT. Therefore, we solve the problem of IST physical equivalent circuit design, which considers its reinforcing properties and frequency dependence of its parameters in active mode.

On the basis of the injection-span transistor structure, its physical equivalent circuit was developed and the principle of its operation was described. The current transfer coefficient of the equivalent circuit was theoretically grounded and experimental verification of the results correctness was conducted.

Physical equivalent circuit of IST considers its general properties of bipolar and field effect transistors.

Frequency dependence of the parameters is taken into account by the IST emitter junction capacity and the time of the main charge carriers flight through the channel. At higher frequencies it is necessary to bring interelectrode capacitances and inductance pins in the physical equivalent circuit.

To improve the accuracy of calculations of electronic devices based on IST it is necessary to develop methods for experimental determination of its physical equivalent circuit parameters.

Key words: injection- span transistor, transfer coefficient, physical equivalent circuit.

Постановка завдання. Інжекційно-прольотний транзистор (ПТ) (рис. 1а) займає проміжне положення між біполярним і польовим транзисторами [1]. За своєю структурою він аналогічний одноперехідному транзистору (ОТ) та польовому транзистору з р-п переходом. За принципом дії він близький до біполярного транзистора, бо використовує інжекційні властивості прямо зміщеного р-п переходу і два види носіїв струму – електрони й дірки. Однак на відміну від цих пристроїв при прямому зміщенні емітерного переходу на його вольт-амперних характеристиках присутні падаючі ділянки, де порушується закон Ома, внаслідок чого він має негативний диференціальний опір, що відносить його до негатрона R-типу. Ці властивості визначають широкі функціональні можливості ПТ при реалізації різних електронних приладів.

Розроблені ОТ володіють невисокими робочими частотами (кілька сотень кілогерц), що є недоліком та обмежує область їх застосування в основному в якості низькострумних ключів. Прогрес у розвитку мікроелектронних технологій дозволяє подолати цей недолік, розширивши частотний діапазон роботи до кількох гігагерц, і ставить завдання проектування на базі ПТ різних аналогових електронних схем: генераторних датчиків, активних фільтрів, перетворювачів іммітансу і т.п. [2, 3]. Необхідною умовою проектування таких пристроїв є наявність фізичної еквівалентної схеми ПТ, яка з достатньою точністю описує параметри в широкому частотному діапазоні. При проектуванні ключових схем у низькочастотному діапазоні отримала застосування одніодна фізична еквівалентна схема ОТ [4], яка не враховує прольотних ефектів у базі й тому не може бути використана при проектуванні пристроїв на основі ПТ. Виходячи з цього, в роботі вирішується завдання розроблення фізичної еквівалентної схеми ПТ, яка враховує його підсилювальні властивості й частотні залежності його параметрів в активному режимі.

Обґрунтування фізичної еквівалентної схеми. З розгляду структури ПТ випливає, що у нього як і у польового транзистора, наявний канал, що характеризується омичним опором R_K . Опір R_K складається з двох частин R_{K1} і R_{K2} , розділених областю емітерного переходу. Опір R_{K2} між емітерним переходом і стоком (ділянка L_1) визначається концентрацією електронів у каналі (рис. 1б). Опір R_{K1} між емітерним переходом і витоком (ділянка L_2), визначається як електронами каналу, так і дірками, які інжектуються емітером у канал. Причому $R_K = R_{K1} + R_{K2}$.

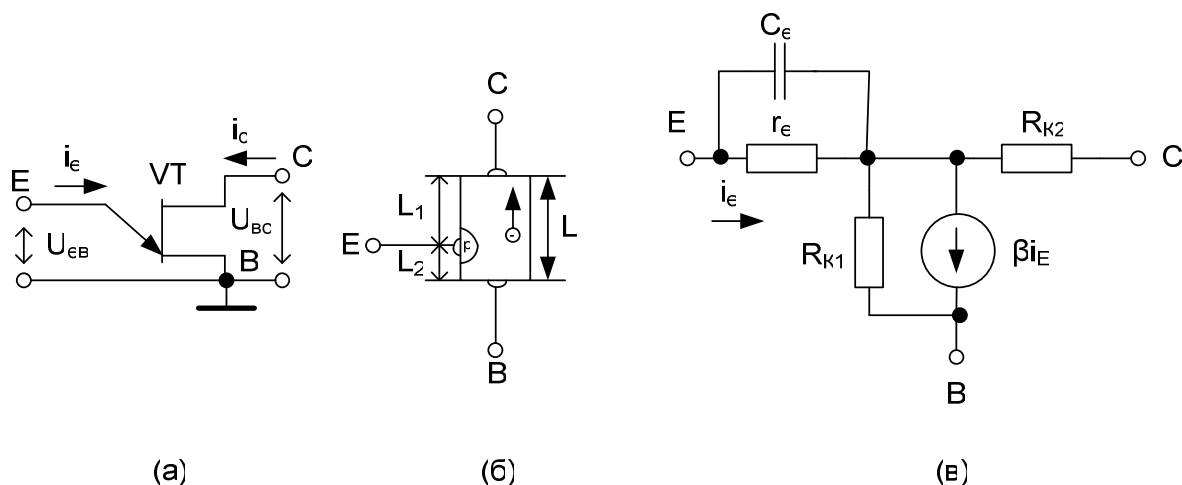


Рисунок 1. Схематехнічне позначення (а), спрощена структура (б), фізична еквівалентна схема ППТ (в)

Figure 1. Schematic symbol (a) Simplified structure (b), the physical equivalent circuit IPT (c)

Емітерний перехід, як і у біполярного транзистора, описується ємністю C_E і диференціальним опором $r_E = \frac{kT}{qI_E}$ [5], де k – постійна Больцмана; T – абсолютна температура; q – заряд електрона; I_E – постійний струм емітера.

Маючи структуру польового транзистора, ППТ при прямому зміщенні керується не напругою, а струмом емітерного переходу, тобто відноситься до негатронів, які керуються струмом. Збільшення струму емітера I_E призводить до зменшення омичного опору R_{K1} і зростання струму витoku I_B . Ця залежність пропорційна коефіцієнту передавання [6]

$$\beta_0 = \frac{\Delta I_B}{\Delta I_E} = 1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}, \quad (1)$$

де μ_n та μ_p – рухливість електронів і дірок у каналі.

Враховуючи, що $\mu_n > \mu_p$, величина $\beta_0 > 1$. Інжекційні властивості переходу характеризує коефіцієнт інжекції

$$\gamma_0 = \frac{\Delta I_{Ep}}{\Delta I_E}, \quad (2)$$

де ΔI_{Ep} – діркова складова емітерного струму.

Враховуючи, що провідність каналу значно менша провідності емітера, величина $\gamma_0 > 1$.

Величина струму витoku залежить від часу прольоту і рекомбінації неосновних носіїв у каналі, що враховується так само, як і в біполярному транзисторі, коефіцієнтом перенесення β_n .

З проведеного аналізу випливає, що значення коефіцієнта передавання по струму ППТ має вигляд

$$\dot{\beta} = \gamma_E \dot{\beta}_n \beta_0, \quad (3)$$

і в еквівалентній схемі (рис. 1в) характеризує генератор струму $\dot{\beta}i_E$.

У результаті отримуємо Т-подібну фізичну еквівалентну схему ПТ, яка подібна до фізичної еквівалентної схеми біполярного транзистора, включеного у схемі зі спільним колектором. На відміну від неї низькочастотне значення $\beta_0 > 1$, як і в лавинному транзисторі, але при цьому відсутні процеси лавинного множення.

Частотні властивості цієї схеми залежать від ємності емітерного переходу і часу прольоту носіїв, що й визначає комплексний характер коефіцієнта $\dot{\beta}_n$. Врахування цього явища проводиться шляхом використання виразу для коефіцієнта перенесення ниткоподібного транзистора [7]

$$\dot{\beta}_n = \frac{1 - \exp[-(j\omega\tau_t + \frac{\tau_t}{\tau_p})]}{j\omega\tau_1 + \frac{\tau_t}{\tau_p}}, \quad (4)$$

де τ_p – час життя дірок у каналі; τ_t – час дрейфу, $\omega\tau_t \ll 1$.

Конструктивно забезпечується виконання умови $\tau_t \ll \tau_p$. У такому випадку вираз (4) набуде вигляду

$$\dot{\beta}_n = Me^{-j\frac{\Theta}{2}} = Me[\cos(\frac{\Theta}{2}) - j\sin(\frac{\Theta}{2})] = \beta_1 - j\beta_2, \quad (5)$$

де $\Theta\tau_t$ – кут прольоту; $M = \frac{\sin(\frac{\Theta}{2})}{\frac{\Theta}{2}}$ – коефіцієнт взаємодії електронного потоку і

високочастотної складової емітерного струму в каналі.

Експериментальна перевірка коректності моделі. Для перевірки коректності розробленої фізичної еквівалентної схеми ПТ розглянемо його відкриття у вигляді чотириполюсника зі спільним витком (рис. 1а). Використовуючи розроблену фізичну еквівалентну схему (рис. 1в) і метод вузлових потенціалів, знаходимо матрицю провідностей цієї схеми

$$\begin{bmatrix} Y_{11}^B & Y_{12}^B \\ Y_{21}^B & Y_{22}^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_E + R_{K1}(1 - \dot{\beta})}{\Delta Z} & -\frac{R_{K1}(1 - \dot{\beta})}{\Delta Z} \\ \frac{R_{K1}}{\Delta Z} & \frac{R_{K1} + R_{K2}}{\Delta Z} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

де $\Delta Z = Z_E R_{K2} + R_{K1}[Z_E + R_{K2}(1 - \dot{\beta})]$.

Вхідний опір такого чотириполюсника з урахуванням (6) дорівнює

$$Z_{EB} = \text{Re } Z_{EB} + j \text{Im } Z_{EB} = Z_E + R_K(1 - \dot{\beta}), \quad (7)$$

де $R'_K = R_{K1}R_{K2} / (R_{K1} + R_{K2})$.

Коефіцієнт передавання по струму є комплексною величиною і з урахуванням (3) і (5) може бути представлений у вигляді

$$\dot{\beta}_n = \beta_1 - j\beta_2 = (1 + \frac{\mu_n}{\mu_p})M[\cos(\frac{\Theta}{2}) - j\sin(\frac{\Theta}{2})]. \quad (8)$$

Підставляючи (8) в (7), знаходимо:

$$\operatorname{Re} Z_{EB} = \frac{r_E}{1 + (\omega C_E r_E)^2} + Z'_K \left[1 - M \left(1 + \frac{\mu_n}{\mu_p} \right) \cos\left(\frac{\Theta}{2}\right) \right]; \quad (9)$$

$$\operatorname{Im} Z_{EB} = \frac{\omega C_E}{1 + (\omega C_E r_E)^2} + Z'_K M \left(1 + \frac{\mu_n}{\mu_p} \right) \sin\left(\frac{\Theta}{2}\right). \quad (10)$$

Для ПТТ на основі кремнію маємо $\mu_n = 1300 \text{ см}^2 / \text{с}$; $\mu_p = 470 \text{ см}^2 / \text{с}$, звідки $\beta_0 = 3,8$. Кут прольоту Θ при граничній швидкості дрейфу $v_{dp} \approx 10^5 - 10^6 \text{ см} / \text{с}$ і при довжині каналу $l = 200 \text{ мкм}$ залежить від часу прольоту електронів $\tau = 2 \cdot 10^8 \text{ сек}$. При струмі емітера 5 мА маємо $r_E = 5 \text{ Ом}$ і $C_E = 5 \text{ нФ}$.

З урахуванням аналізу, використовуючи отримані вирази (9) і (10), проведено розрахунок залежності реальної та уявної складових вхідної провідності ПТТ, включеного по схемі зі спільним витком від приведеної частоти $\Omega = \frac{\omega}{\omega_\beta}$.

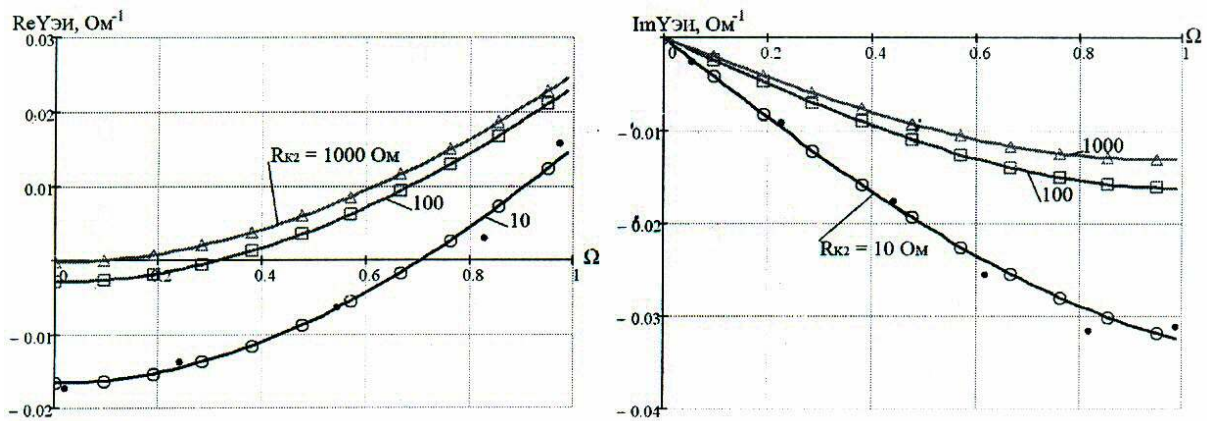


Рисунок 2. Залежності реальної $\operatorname{Re} Y_{EB}$ й уявної $\operatorname{Im} Y_{EB}$ складових вхідної провідності ПТТ, включеного по схемі зі спільним витком при активному навантаженні від приведеної частот Ω

Figure 2. Dependence of real $\operatorname{Re} Y_{EB}$ and image $\operatorname{Im} Y_{EB}$ components of the input conductivity of the IPT included common source circuit with the active loads of the frequency Ω

Як бачимо з графіків (рис. 2), вхідний опір ПТТ у широкому частотному діапазоні є індуктивним з негативною активною складовою. Це якісно збігається з характером вхідного опору негatrona S-типу. Відповідно до закону [8] на падаючій ділянці ВАХ прилад з S-подібною характеристикою, що відповідає вхідній ВАХ, ПТТ володіє негативним опором і індуктивною реактивною складовою.

Для кількісного оцінювання перевірки адекватності розробленої фізичної еквівалентної схеми ПТТ проведено експериментальні дослідження частотної залежності вхідного опору ПТТ. Вимірювання проводилися за методикою, яка описана [9]. Результати експерименту наведено на рис. 2 точками. Порівняння розрахункових і експериментальних залежностей підтвердили кількісні збіги. Спостерігається близько 20% відмін розрахункових і експериментальних результатів, що пояснюється розбіжністю вихідних даних, а також впливом паразитних реактивностей корпусу і виводів, що ставить завдання розроблення експериментальних методів визначення параметрів фізичної еквівалентної схеми ПТТ, наприклад за методикою, яка використовується для визначення параметрів польового транзистора [10].

Висновки. Фізична еквівалентна схема ПТТ враховує його загальні властивості з біполярним і польовим транзисторами.

Частотна залежність параметрів ПТТ враховуються ємністю емітерного переходу і часом прольоту основних носіїв струму через канал. На вищих частотах необхідно вводити у фізичну еквівалентну схему міжелектродні ємності та індуктивності виводів.

Для підвищення точності розрахунків електронних пристроїв на базі ПТТ необхідне розроблення методів експериментального визначення параметрів його фізичної еквівалентної схеми.

Conclusions. Physical equivalent circuit IPT considers its general properties with the bipolar and field effect transistors.

Frequency dependence of the parameters IPT is taken into account by the capacity of the emitter junction and the time span of the major carriers through the channel. At higher frequencies interelectrode capacities and output inductions must be introduced into the physical equivalent circuit.

To improve the accuracy of calculations of electronic devices based on IPT it is necessary to develop methods of experimental determination of parameters of the physical equivalent circuit.

Список використаної літератури

1. Филинюк, Н.А. Инжекционно-пролетный транзистор [Текст] / Н.А. Филинюк, И.В. Бульга // Шестая международная научно-техническая конференция «Микроэлектронные преобразователи и приборы на их основе». – Баку – Сумгаит, 2007. – С. 95 – 97.
2. Кремниевый однопереходный тензотранзистор [Текст] / Г.Г. Бабичев, С.И. Козловский, В.А. Романов, Н.Н. Шаран // Журнал технической физики. – 2002. – Т. 72, № 4. – С. 66 – 71.
3. Викулин, И.М. Магниточувствительные транзисторы. Обзор [Текст] / И.М. Викулин, Л.Ф. Викулина, В.И. Стафеев // Физика и техника полупроводников. – 2001. – Т. 35, вып. 1. – С.3 – 10.
4. Дьяконов, В.П. Однопереходные транзисторы и их аналоги. Теория и применение [Текст] / В.П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2008. – 240 с.
5. Спиридонов, Н.С. Основы теории транзисторов [Текст] / Н.С. Спиридонов. – К.: Техника, 1975. – 360с.
6. Недолужко, И. Г. Однопереходные транзисторы : научно-популярная литература [Текст] / И.Г. Недолужко, Е.Ф. Сергиенко. – М.: Энергия, 1974. – 1004 с.

7. Федотов, Я.А. Основы физики полупроводниковых приборов [Текст] / Я.А. Федотов. – М.: Советское радио, 1969. – 294 с.
8. Горяинов С.А. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением [Текст] / С.А. Горяинов, И.Д. Абезгауз. – М.: Энергия, 1970. – 320 с.
9. Філінюк, М.А. Метрологічні основи негatronіки [Текст] / М.А. Філінюк, Д.В. Гаврилов. – Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2006. – 188 с.
10. Филинюк, Н.А. Определение параметров эквивалентной схемы активной области кристалла полевого транзистора [Текст] / Н.А. Филинюк // Изв МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника. – 1983 – Т. 26. – №7. – С.90–92.

Отримано 12.10.2012