

значение модуля ЛАЧХ на частотах  $\omega_1$  и  $\omega_2$  равно 26 дБ. Пульсации выпрямленного сетевого напряжения подавляются на выходе ИВЭП более чем в 200 раз. При 50%-ом сбросе и набросе нагрузки происходит изменение выходного напряжения в пределах 10,6...13,4 В.

Следует отметить, что чем выше рабочая частота РИ, тем легче обеспечивается желаемая форма ЛАЧХ системы стабилизации и достигаются высокие динамические показатели.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю.И. Консва. - М. Радио и связь, 1990. - 280 с.
2. Барегамян Г.В., Мовсесян В.М., Петросян Н.Н., Саркисян Г.П., Мкртчян Т.Ж. Проектирование ИВЭП на основе резонансного инвертора: Мат. 1-й Всес. конф. "Силовые электронные системы и устройства маломощной преобразовательной техники". - Алма-Ата, 1990. - С. 67-76.
3. Мовсесян В.М., Барегамян Г.В., Мелконян К.М. Анализ устойчивости ИВЭП на основе резонансного инвертора: Мат. сем. "Высокоэффективные источники и системы электропитания РЭА" МДНТП. - М., 1989. - С. 148-151.

ГИУА

16.04.1998

Изв. НАН и ГНУ Армении (сер. ТП), т. 11, № 1, 1998, с. 70-76.

УДК 621.382.026

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Г.Г. КИРАКОСЯН, А.Р. АМБАРЯН, А.Р. АКОПЯН, А.С. ШАБОЯН

## ВРЕМЯ РЕКОМБИНАЦИИ НЕОСНОВНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ТОКА В КОЛЛЕКТОРНОЙ ОБЛАСТИ СИЛОВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В статье описан новый экспериментальный метод определения времени рекомбинации неосновных носителей заряда в коллекторной области силовых транзисторов, не зависящего от параметров эмиттера.

Предлагается новый экспериментальный метод для определения времени рекомбинации, не зависящего от параметров эмиттера.

Ил. 2. Табл. 2. Библиогр. 5 назв.

A new experimental method for determining the recombination time not depending on emitter parameters is proposed.

1 - 2 Tables 2 Ref. 5

Как известно при моделировании силовых транзисторов, работающих в режиме квазинасыщения, важную роль играет время рекомбинации носителей тока  $\tau_r$  в коллекторной области [1].

которое обычно измеряется методом Локса [2]. Исследования [3] показали, что измеренное время методом Локса значительно изменяется в присутствии холостой эмиттера. Аналогичные результаты показаны в [4]. Необходимо отметить, что метод Локса можно использовать для точного определения  $\tau_{re}$  только полностью сформированную эмиттерную область. Таким образом, метод Локса является ограниченным, который нельзя использовать на ранних стадиях транзисторах.

Целью настоящей работы является разработка нового метода измерения времени рекомбинации на ранних стадиях формирования эмиттера.

Рассмотрим транзистор типа  $n-p-n-p$  (рис. 1). Коэффициент усиления  $h_{FE}$  с общим эмиттером в режиме квазинасыщения определяется в виде [1]

$$h_{FE}^{-1} = h_{FE0}^{-1} + \frac{1}{Q_E/D_{nE}} \frac{I_C}{S_E q} \left( \frac{W_{BO}^2}{nD_{nB}} + \frac{W_{EB}^2}{4D_{nE}D_{nB}} \right) + \frac{W_{EB}^2}{4D_{nE}\tau_c} \quad (1)$$

где  $h_{FE0}$  - максимальный коэффициент усиления с общим эмиттером; [5];  $I_C$  - коллекторный ток;  $\bar{D}_{nB}$ ,  $\bar{D}_{nE}$  - средние коэффициенты диффузии дырок в коллекторе и эмиттере;  $(Q_E/D_{nE})$  - число Гуммеля эмиттера;  $S_E$  - эффективная площадь эмиттера;  $W_{EB}$  - ширина коллекторной области с модулированной проводимостью,

$$W_{EB} = W_C - (V_{CEB} S_E / I_C \rho_c) \quad (2)$$

где  $W_C$  - ширина коллекторной  $p$ -области;  $V_{CEB}$  - падение напряжения на коллекторной  $p$ -области с шириной  $(W_C - W_{EB})$ , в которой отсутствует модуляция проводимости [1];  $\rho_c$  - удельное сопротивление коллекторной области, равное

$$\rho_c = 1/q\mu_n N_A \quad (3)$$

$\mu_n$  - подвижность электрона;  $N_A$  - плотность легирования коллекторной  $p$ -области.

Подстановка выражения (3) в (2) для  $W_{EB}$  даст

$$W_{EB} = W_C [1 - (I_0/I_C)] \quad (4)$$

Здесь  $I_0 = q\mu_n N_A S_E V_{CEB} / W_C$  - характерный ток, начиная с которого переход коллектор-база смещается в прямом направлении и происходит расширение базы.

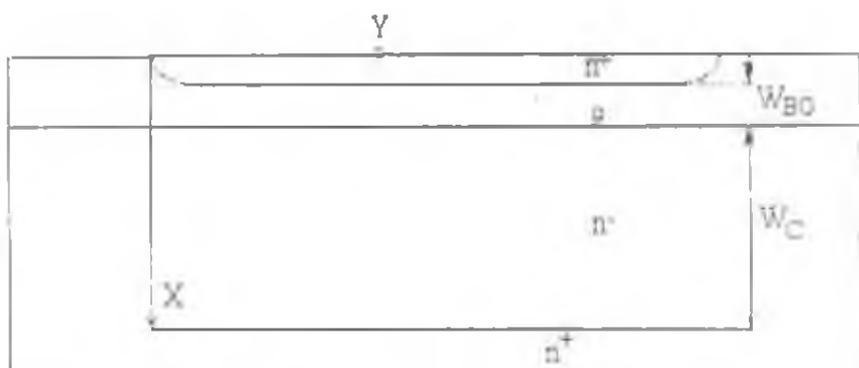


Рис. 1. Поперечное сечение силового биполярного транзистора

Из вышеприведенных уравнений можно получить коэффициент усиления

$$h_{FE} = \frac{h_{FE0}}{1 + \frac{Q'}{\tau_c} + \frac{Q_n \bar{D}_{in}}{Q_{BO} D_c'} \left( \frac{I_c}{I_c} + \frac{I_n}{I_c} - 2 \right)} \quad (5)$$

где

$$Q' = \frac{h_{FE0} W_c^2}{4 D_{c'}} \left[ 1 - \frac{I_n}{I_c} \right] \quad (6)$$

$$Q_n = \frac{V_{cIB}}{(4kT/q)} N_c W_c \quad (7)$$

$$D_c' = \bar{D}_{c'} \bar{D}_{in} / D_{c'} \quad (8)$$

Здесь  $D_n = \mu_n (kT/q)$ .

При большом коллекторном токе, т.е. когда  $I_c \gg I_n$ , значение  $W_{cIB}$  в (4) приближается к  $W_c$ , и выражение (6) принимает вид

$$Q' = h_{FE0} W_c^2 / 4 \bar{D}_{c'} \quad (9)$$

Подставляя (6)-(9) в (5) и учитывая значение  $I_n$ , коэффициент усиления  $h_{FE}$  при большом коллекторном токе можно представить в виде

$$h_{FE} = \frac{h_{FE0}}{1 + \frac{Q'}{\tau_c} + \frac{I_c W_c^2}{4q(Q_{BO} / \bar{D}_{c'}) \bar{D}_{c'} \bar{D}_{in} S_c}} \quad (10)$$

Очевидно, что коллекторный ток  $I_c$  можно выразить через  $h_{FE}$  следующим образом

$$I_c = \frac{Q h_{FE0}}{h_{FE}} - Q \left[ 1 + \frac{Q'}{\tau_c} \right] \quad (11)$$

где

$$Q = \frac{4q(Q_{in}/D_{in})D_{in}D_{in}S_1}{W^2} \quad (12)$$

Из (11) видно, что график зависимости  $I_c$  от  $1/h_{FE}$  изображается прямой линией с наклоном и пересечением с осью  $Y$ , равным  $Q(1+Q'/\tau_c)$ . Время рекомбинации  $\tau_c$  можно определить из пересечения прямой линии, если другие физические параметры транзистора известны. Таким образом выражение (11) справедливо при условии  $I_c \gg I_{in}$ .

Для исследования  $\tau_c$  используются силовые транзисторы. Основным методом создания таких транзисторов является двойная или тройная односторонняя диффузия базовых и эмиттерных примесей на основе  $n-n$  исходных кремниевых структур (рис. 1). Глубина эмиттерного перехода этих транзисторов равна 15 мкм, а коллекторного перехода - 40 мкм. Измерения были проведены для двух серий транзисторов. Серия А соответствует транзисторам с полным эмиттером. Транзисторы серии В получают выправлением от поверхности части эмиттера с глубиной 10 мкм. Создание эмиттерной области подобной конструкции возможно путем применения технологии прецизионного микрохимического или электрохимического травления кремния, обеспечивающего точность  $\pm 1$  мкм на глубине 10 мкм по всей поверхности транзисторной структуры. Таким образом, транзисторы серии А и В идентичны по всем другим параметрам. Приведены параметры этих транзисторов (табл. 1). Для транзисторов серий А и В при  $V_{CE} = 5$  в измеряется коэффициент усиления  $h_{FE}$  в режиме квазинасыщения при разных коллекторных токах. Эти результаты показаны в виде зависимости  $I_c$  от  $1/h_{FE}$  (рис. 2). Как видно, эти графики представляют собой прямые линии для значений коллекторного тока  $I_c \gg I_{in}$ , где  $I_{in}$  меньше 10А для  $V_{CE} < 5$  в.  $V_{CE}$  незначительно отличается от  $V_{CE}$ , что обусловлено падением напряжения на эмиттерных и коллекторных переходах, на модулированной  $n$  области и падением  $I_c R_{in}$ . Учитывая эти падения напряжений, можно вычислить значения  $V_{CE}$ . Результаты (рис. 2) показывают, что кривая зависимости  $I_c$  от  $1/h_{FE}$  отклоняется от прямой линии, если коллекторный ток становится порядка  $I_{in}$ . Для коллекторного тока, превышающего 30 А, прямолинейные части кривых зависимости  $I_c$  экстраполируются до пересечения с осью  $Y$ , и координаты точек пересечения используются для оценки времени жизни  $\tau_c$ . Решая совместно (11) и (12), находим

$$\tau_c = \frac{h_{FE} W^2}{4D_{in}} \left[ \frac{CW_c}{4q(Q_{in}/D_{in})D_{in}D_{in}S_1} - 1 \right] \quad (13)$$

где  $S$  представляет собой координату точки пересечения с осью  $Y$  (рис. 2).

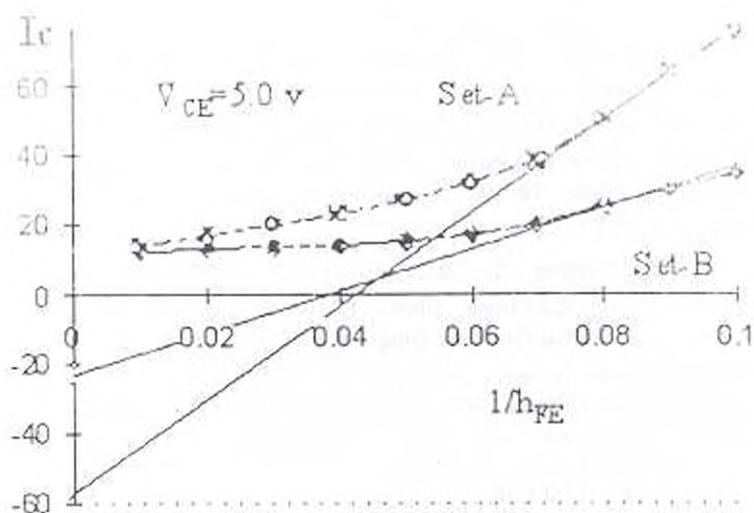


Рис. 2. Экспериментальные кривые зависимости  $I_c$  от  $1/h_{FE}$  для силовых транзисторов типа  $n-p-n-p$

Среднее значение коэффициента диффузии дырок  $D_{p0}$  в (13) равно  $20 \text{ см}^2/\text{с}$  [1]. Для транзисторов серий А и В, имеющих разные эмиттерные глубины, значения  $\tau_c$  определяются с учетом (13) и точки пересечения графика с осью  $Y$  (рис. 2), т.е.  $\tau_c = 10.4 \text{ мкс}$ . Тем самым доказывается, что  $\tau_c$  не зависит от параметров эмиттерной области.

Таблица 1

| Параметр  | Транзисторы с полным эмиттером      | Транзисторы с выгравленным эмиттером |
|---|-------------------------------------|--------------------------------------|
| Толщина выгравленной с поверхности эмиттерной области $h$ | 0                                   | 10 мкм                               |
| Глубина перехода эмиттер-база $x_1$                       | 15 мкм                              | 5 мкм                                |
| Коэффициент усиления в активной области $\beta_{0a}$      | 110                                 | 60                                   |
| Эффективная площадь эмиттера $S_1$                        | $0.65 \text{ см}^2$                 | $0.65 \text{ см}^2$                  |
| Число Гуммеля базы $Q_B / D_{aB}$                         | $10^{12} \text{ см}^{-2} \text{ с}$ | $10^{12} \text{ см}^{-2} \text{ с}$  |
| Ширина коллекторной области                               | 60 мкм                              | 60 мкм                               |

Необходимо отметить, что выражение (13) для  $\tau_c$  справедливо в случае, если измерения производятся при достаточно больших токах  $I_c$ , таких, что  $I_c \gg I_{c0}$ . В этих условиях  $W_{сн} \approx W_c$ , следовательно, результаты не зависят от  $V_{сн}$ . Измерения показали, что значение  $\tau_c$  не зависит от  $V_{сн}$ .

Таблица 2

| Серия транзистора                              | Время рекомбинации, полученное методом Лакса | Время рекомбинации, полученное настоящим методом |
|--|--|--|
| Серия А с полным эмиттером                     | 8,4 мкс                                      | 10,4 мкс   |
| Серия В с частично выправленным эмиттером      | 5,3 мкс                                      | 10,4 мкс   |
| Транзисторы с полностью выправленным эмиттером | 9,1 мкс                                      | -  |

Для сравнения нашего метода с другими проведены измерения  $\tau_c$  также методом Лакса на коллекторном р-п-переходе транзисторов серий А и В, оставляя эмиттер холостым. Для транзисторов серии А значение  $\tau_{сн}$  равно 8,4 мкс. Для транзисторов серии В, где 10 мкм эмиттера выправлено, значение  $\tau_{сн}$  оказывается равным 5,3 мкс. Это уменьшение времени жизни для транзистора с выправленным эмиттером обусловлено увеличением тока инжектированных дырок [3,5]. Однако как указано в [3], точное значение  $\tau_c$  можно получить методом Лакса только при полном выправлении эмиттера и измерении времени рекомбинации на переходе коллектор-база. Таким образом, значение  $\tau_c$  для транзисторов с полностью выправленным эмиттером равно 9,1 мкс.

При сравнении  $\tau_c$  для транзисторов серий А и В, полученных с помощью нашего метода и метода Лакса (табл.2), выявлено, что значение  $\tau_c$ , полученное с помощью настоящего метода, не изменяется с изменением глубины эмиттерного перехода, т.е. не зависит от размеров эмиттера. Это значение также близко к  $\tau_c$ , полученному методом Лакса на переходе коллектор-база для транзисторов с полностью выправленным эмиттером. Таким образом, доказана справедливость извлечения  $\tau_c$  с помощью настоящего метода.

Работа выполнена в рамках проекта МНТЦ А-140/98.

## ЛИТЕРАТУРА

- 1 Варданян А.А. Расчет и конструирование силовых транзисторных ключевых элементов - Ереван Мегарт. 1991- 200с
- 2 Lax V. Neustadler Recombination in Silicon p-n Diodes // J.Appl. Phys - 1954. - V. 25, № 9. - P.1148-1153
- 3 Шабоян А.С., Варданян А.А. Конструкция транзисторной структуры с утопленным эмиттером // Изв. АН Армении. Сер. Физика. -1989 - Т. 24, № 5. - P. 247-252
- 4 Григорьев Б.И., Рудский В.А., Тохатов В.В. Измерение времени жизни неосновных носителей заряда в высокоомных слоях транзисторных структур // Радиотехника и электроника. 1981 - Т. 26, № 7. - С.1514-1521
- 5 Киракосян Г.Г., Макарян Г.А., Шабоян А.С. Исследование максимального коэффициента усиления по току силовых транзисторов с учетом эффекта высокого уровня легирования // Изв. НАН РА и ГИУА. Сер.ТН. 1997. Т.50, №1. 1997. С.36-40

ГЗАО "Транзистор"

Амер. ун-т Армении

17.12.1997

Изв. НАН и ГИУА Армении, сер. ТН, т. 51, № 1, 1999, с. 76-81

ՀՏԳ 621.324

ԻՆՖՈՐՄԱՏԻՎԱ

Ս.Յ. ՍԿՐՏՉՅԱՆ, Կ.Ս. ՆԱԶԱՐՅԱՆ

### ԿԱՌԱՎԱՐՎԱԾ ԳՐԱԿԱՆ ԵՎ ԲԱՅԱՍԿԱՆ ԿՆԻՊՆԵՐՈՎ ՖՈՐՄԱԼ ՆՆՅՐԱՆԻ ԻՐԱԳՈՐԾՈՒՄԸ ԿՐԱՆԿ ՏՐԱՆԶԻՍՏՈՐՆԵՐՈՎ

Նորվածի անվան է կառավարվող կնիպերով մուտքեր ունեցող ֆորմալ նեյրոնի (ՖՆ) սինթիզական իրականացմանը. Առաջարկվող կՄԴԿ տրանզիստորներով ՖՆ-ի իմպլոմենտացիան սխեմատապես հնարավոր է լինում իրականացնել դրական և բացասական կնիպերով միևնույն բուտերի համար. ինչը չափազանց կարևոր է ապարդիվ նեյրոնի ստեղծման մասանակ

Рассматриваются вопросы технической реализации формального нейрона (ФН) с управляемыми весами входов. В предлагаемой схеме ФН с использованием КМОП транзистора возможна реализация как положительных, так и отрицательных весов для одного и того же входа.

Ил. 2. Библиогр. 4 назв.

An implementation of a formal neuron (FN) with controlled input weights is considered. A FN circuit is proposed where using CMOS transistors the negative and positive weights are possible to implement in the same input.

1-2 Ref. 4

Հարևանի է որ ֆորմալ նեյրոնն իրականացնում է հետևելյալ մարմնատիկական առումապատճառներ