

достаточно хорошо проведен в работе [9]. Расчеты токов вышеперечисленных моделей основаны на методе заряда. Отличия моделей, в основном, заключаются в степени детализации пассивных областей транзисторов. Идея метода заряда заключается в расчете коллекторного тока, который является функцией токов базы и эмиттера, а также времени. Для вычисления токов транзисторов необходимо знать распределение зарядов в базе транзистора. Метод заряда предполагает, что распределение неосновных носителей в базе близко к стационарному распределению и устанавливается за достаточно малое время.

Для гетеропереходных кремниевых биполярных транзисторов широкое распространение получила модель VBIC, используемая в системе схемотехнического проектирования CADENCE. На рис. 2 показаны эквивалентные схемы классической модели Гуммеля-Пуна и VBIC модели с учетом структуры ГБТ. По сравнению с упрощенной моделью Гуммеля-Пуна, в VBIC модель введены следующие усовершенствования [2]:

- скорректированное значение напряжения Эрли основанное на модели заряда без упрощения;
- введены соотношения для квази-насыщения, соответствующие высокому уровню инжекции в коллекторе;
- введен паразитный транзистор в подложке;
- учтен слабый лавинный ток в коллектор-базовом переходе;
- введена модель саморазогрева;
- учтен распределенный характер базы транзистора;
- введена кусочно-линейная аппроксимация расчета емкости;
- улучшена точность температурных зависимостей;
- усовершенствованы модели диффузионных емкостей.

Результатом является неплохое совпадение при моделировании малосигнальной модели и модели для большого сигнала в рамках временного и частотного видов анализа. Результаты сравнения расчетных соотношений для двух типов моделей приведены в табл. 1. Для всех моделей рассчитывается прямой и обратный передаточный ток. В дальнейшем эти токи суммируются или модифицируются в соответствии с зарядом в базе. Ток нормализуется посредством коэффициента qV . Для модели SGP нормализованный заряд базы qV состоит из заряда $q1$ (эффект Эрли) и заряда $q2$ (эффект высокого уровня инжекции). Недостаток определения $q1$ связан с постоянным выходным сопротивлением транзистора. Квази-насыщение транзистора не принималось во внимание. Для модели VBIC используется модифицированное выражение для заряда qV . Кроме того, учитывается зависимость выходного сопротивления транзистора от тока при расчете заряда $q1$, ответственного за эффект Эрли. Кроме того, учитывается зависимость выходного сопротивления транзистора от тока при расчете заряда $q1$.

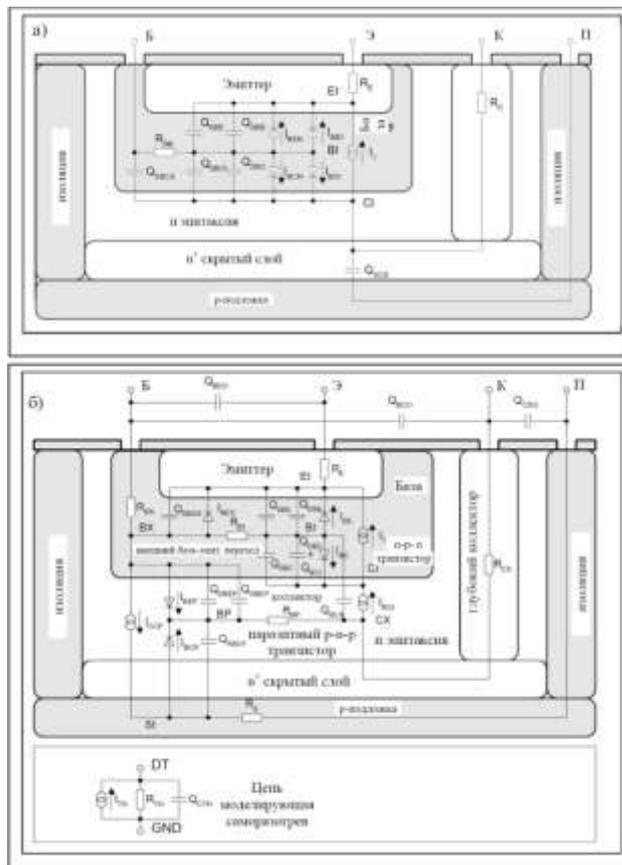


Рис. 2. Эквивалентные схемы биполярного транзистора: а) модель Гуммеля-Пуна, б) VBIC модель

Исходные предпосылки при расчете заряда $q2$ такие же как в модели SGP. Для расчета квази-насыщения используется модель Kull, описанная в литературе [6].

При расчете базового тока принимались во внимание два подхода. В моделях SGP используется коэффициент усиления по току BF , в то время как в модели VBIC базовый ток не зависит от передаточного тока. Кроме того, ток базы разделяется на составляющие внутренних и внешних компонентов. В модели VBIC ток, ответственный за туннельный эффект, рассчитывается с использованием простого экспоненциального соотношения. В модели SGP туннельный эффект не учитывается. Выражения для база-коллекторного лавинного тока для модели VBIC ограничены условием малой плотности тока. Внутреннее сопротивление базы изменяется с увеличением коллекторного тока и напряжения. Это связано со следующими физическими причинами:

1. вытеснение эмиттерного тока. Ток базы, протекающий от центра к периферии, изменяет локальное напряжение на переходе эмиттер-база.

Соотношения для расчета параметров моделей VBIC и Гуммеля-Пуна

Модель VBIC	Модель Гуммеля-Пуна
Ток коллектора рассчитывается из соотношения:	
$I_{cc} = \frac{I_{IF} - I_{IR}}{q_b} - \frac{IS}{q_b} \left(e^{\frac{v_{be1}}{NFVT}} - 1 \right) - \frac{IS}{q_b} \left(e^{\frac{v_{bc1}}{NRVT}} - 1 \right)$	
Эффект Эрли зависит от заряда $q_b = \frac{q_1}{2} + \sqrt{\left(\frac{q_1}{2}\right)^2 + q_2}$ $q_1 = 1 + \frac{q_{je}}{VER} + \frac{q_{jc}}{VEF}$ $q_2 = \frac{1}{IKF} IS \left(e^{\frac{V_{bc1}}{NRVT}} - 1 \right) + \frac{1}{IKR} IS \left(e^{\frac{V_{bc1}}{NRVT}} - 1 \right)$	Эффект Эрли рассчитывается по упрощенным соотношениям $q_b = \frac{q_1}{2} \cdot (1 + \sqrt{1 + 4 \cdot q_2})$ $q_1 = 1 + \frac{V_{bc}}{VAF} + \frac{V_{be}}{VAR} = \frac{1}{1 - \frac{V_{bc}}{VAF} - \frac{V_{be}}{VAR}}$ $q_2 = \frac{1}{IKF} IS \left(e^{\frac{V_{bc}}{NRVT}} - 1 \right) + \frac{1}{IKR} IS \left(e^{\frac{V_{bc}}{NRVT}} - 1 \right)$
Базовый ток независим от тока коллектора $I_{b,ges} = IBEI \cdot \left(e^{\frac{v_{be1}}{NEIVT}} - 1 \right) + IBEN \cdot \left(e^{\frac{v_{be1}}{NENVT}} - 1 \right)$ $I_{be} = I_{be1} + I_{be2} = WBE \cdot I_{b,ges}$ $I_{dex} = I_{dex1} + I_{dex2} = (1 - WBE) \cdot I_{b,ges}$	Базовый ток связан с током коллектора $I_{be} = \frac{IS}{BF} \left(e^{\frac{v_{be}}{NFVT}} - 1 \right) + ISE \cdot \left(e^{\frac{v_{be}}{NEVT}} - 1 \right)$
Обратный ток не связан с эмиттерным $I_{bcl} + I_{bcn} = IBCI \cdot \left(e^{\frac{v_{bc1}}{NCIVT}} - 1 \right) + IBCN \cdot \left(e^{\frac{v_{bc1}}{NCNVT}} - 1 \right)$	Обратный ток связан с эмиттерным $I_{bc} = \frac{IS}{BR} \left(e^{\frac{v_{bc}}{NRVT}} - 1 \right) + ISC \cdot \left(e^{\frac{v_{bc}}{NCVT}} - 1 \right)$
Учитывается слабый лавинный пробой между базой и коллектором $I_{gc} = (I_{cc} - I_{bc}) \cdot AVCI \cdot (PC - v_{bc1}) \cdot e^{-AVC2(PC - v_{bc1})^{MC-1}}$	Лавинный пробой между базой и коллектором не учитывается
Базовый резистор рассчитывается из соотношения: $R_b = R_{bx} - \frac{R_{bi}}{q_B}$	Базовый резистор рассчитывается с использованием эмпирических параметров: $R_b = RBM + 3 \cdot (RB - RBM) \cdot \left(\frac{\tan z - z}{z \cdot \tan^2 z} \right)$ $z = \frac{-1 - \sqrt{1 + \left(\frac{12}{\pi}\right)^2 \cdot \frac{I_b}{IRB}}}{\frac{12}{\pi^2} \cdot \sqrt{\frac{I_b}{IRB}}}$

<p>Туннельный эффект в базе рассчитывается из соотношения:</p> $I_{\text{нфт}} = WBE \left[IBBE \left(\exp \frac{-VBBE - U_{\text{нел}}}{NBBE \cdot U_T} \right) \right]$	<p>Туннельный эффект не учитывается</p>
<p>Коллекторное сопротивление состоит из постоянной R_{cx} и переменной R_c составляющих для обеспечения корректного расчета в режиме квази-насыщения</p> $R_c = R_{cx} + R_c(v_{bct}, v_{bcx})$ $I_{Rc} = I_{ep0} / \sqrt{1 + \left(I_{ep0} \cdot R_{ct} / V0 \cdot \left(1 + \frac{0.5 \sqrt{0.01 + V_{rcl}^2}}{V0 \cdot HRCF} \right) \right)^2}$ $I_{ep0} = \frac{1}{R_{ct}} \cdot \left(v_{rcl} + V_T \cdot \left(K_{bct} - K_{bcx} - \ln \frac{1 + K_{bct}}{1 + K_{bcx}} \right) \right)$ $K_{bct} = \sqrt{1 + GAMM \cdot e^{v_{bct}/V_T}}, K_{bcx} = \sqrt{1 + GAMM \cdot e^{v_{bcx}/V_T}}$	<p>Коллекторное сопротивление R_c постоянно</p>
<p>Сопротивление подложки R_s постоянно</p>	<p>Сопротивление подложки R_s отсутствует</p>
<p>Емкость ОПЗ рассчитывается из соотношения:</p> $C_{ji} = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{v_{bi}}{V_{bi}} \right)^{M_{ji}}}, \text{ for } v_{bi} < FC \cdot V_{bi}, i = E, C, S$	
<p>Диффузионная емкость увеличивается за счет QTF</p> $Q_{be} = TFF \cdot I_F$ <p>Время переключения заряда в базе:</p> $TFF = TF \cdot (1 + QTF \cdot q_1) \cdot \left[1 + XTF \cdot \left(\frac{I_F}{I_F + ITF} \right)^2 \cdot e^{1.44 \cdot v_{bct}/VTF} \right]$ $Q_{bc} = TR \cdot I_R$	<p>Диффузионная емкость:</p> $Q_{be} = TFF \cdot I_F$ <p>Время переключения заряда в базе:</p> $TFF = TF \cdot \left[1 + XTF \cdot \left(\frac{I_F}{I_F + ITF} \right)^2 \cdot e^{1.44 \cdot v_{bc}/VTF} \right]$ $Q_{bc} = TR \cdot I_R$
<p>На температурную зависимость влияет 21 параметр</p>	<p>Моделирование температурной зависимости упрощено (4 параметра)</p>

Это приводит к увеличению эмиттерного тока на периферии базовой области и снижению эффективной величины базового сопротивления;

2. модуляция ширины базы. Заряд со стороны база-коллекторного перехода возрастает с увеличением напряжения на коллекторе (эффект Эрли), что приводит к увеличению ширины области пространственного заряда и сопротивления базы;

3. модуляция проводимости при высоком уровне инжекции снижает сопротивление базы. В моделях SGP и VBIC модуляция сопротивления базы и коллекторного тока моделируется с использованием нормализованного заряда в базе qV и трех параметров RB, RBM и IRB.

Время переключения заряда и режим квази-насыщения во всех моделях рассчитывается по разному. В модели SGP используется квадратичная зависимость отношения I_F/I_{TF} , умноженная на экспоненциальную зависимость база-коллекторного напряжения. В модели VBIC время переключения слегка модифицировано дополнительным соотношением $(1+QTFq1)$. Квази-насыщение учитывается моделью Kull. Это модель хорошо работает для крутого участка ВАХ. На пологом участке точность модели хуже.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Эффективность модели по отношению к процессу проектирования определяется как сложностью модели и, соответственно, более высокой точностью, так и возможностью эффективно проводить моделирование электронных схем большой степени сложности с разумными затратами времени. Обычно адаптация моделей к конкретным технологическим процессам осуществляется на основе статических измерений вольтамперных характеристик, емкостей переходов и S-параметров транзисторов.

На рис. 3 приведены результаты моделирования выходных характеристик ГБТ (размер эмиттера $3 \times 0,13 \mu\text{м}$) с учетом эффекта саморазогрева и эффекта ионизации носителей при использовании VBIC модели в сравнении с экспериментально измеренными статическими параметрами. Точность моделирования на крутом участке достаточно высокая, на пологом достигает 5%. Моделирование без учета процессов саморазогрева, ионизации и туннелирования обеспечивает точность 12-15%.

При исследовании статических характеристик SiGe транзисторов использовались параметры VBIC модели, приведенные в работе [10].

На областях выходных характеристик с напряжением $U_{кэ} < 1,5 \text{ В}$ видны характерные области с отрицательным выходным сопротивлением транзистора, определяемым эффектом саморазогрева. Следует отметить, что данный эффект наблюдается при высоких плотностях коллекторного тока. Область возникновения пробоя коллектор-эмиттер характерна для напряжения $U_{се} > 1,7$. При этом существует

обратный ток база-коллекторного перехода, что приводит к отрицательному (вытекающему) току базы.

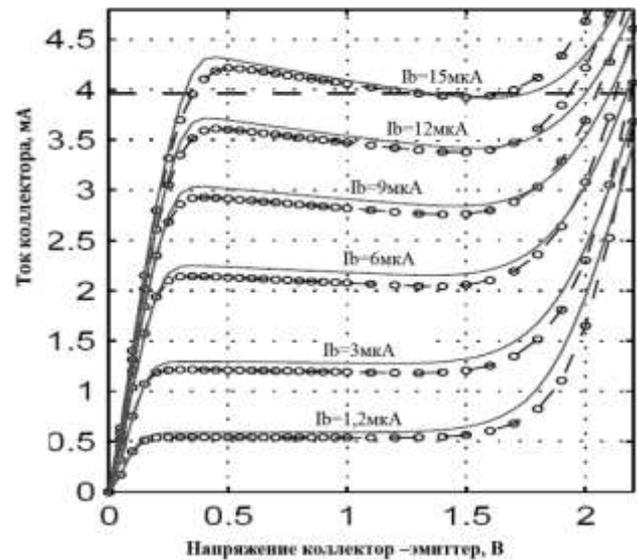


Рис. 3. Сравнение ВАХ ГБТ с размером эмиттера $3 \mu\text{м} \times 0,13 \mu\text{м}$ с экспериментальными измерениями (схема с общим эмиттером)

Известно соотношение для пробоя коллектор-эмиттер в схеме с общим эмиттером [7]:

$$I_c = \alpha_M(V_{bc})(\alpha_N I_E + I_{C0}),$$

где $\alpha_M(V_{bc})$ – коэффициент умножения тока в коллекторном переходе.

При применении источника напряжения, подключенного к базе транзистора в схеме с общим эмиттером, величина пробивного напряжения коллектор-эмиттер зависит от сопротивления источника напряжения и увеличивается значительно. Действительно, в схеме с общей базой напряжение пробоя (V_{brE}) существенно выше, чем в схеме с общей эмиттером (V_{brE}) [7]:

$$\frac{V_{brE}}{V_{brB}} = (1 - \alpha_N)^{1/\nu} \approx \beta_N^{-1/\nu}$$

где $\nu=5$ – показатель степени зависимости коэффициента размножения носителей, β_N – коэффициент усиления по току. Результаты моделирования пробивных напряжений транзистора с источником напряжения в базе приведены на рис. 4.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Gummel H.K., Poon H.C. An integral charge control model of bipolar transistors // Bell Sys. Techn. J. 1970. Vol. May-June. P. 827-852.
- [2] Berkner J. Compact Models for Bipolar Transistor http://www.joergberkner.de/Fachartikel/pdf/2002_ICCAP_UM_Berkner_Compact_Models_4_BJT.pdf
- [3] Schroter M. Staying current with HICUM // IEEE Circuits and Devices Magazine. 2002. № 18(3). P. 16-25.
- [4] Rei H.M., Schroter M. A compact physical large-signal model for high-speed bipolar transistors at high current densities — Part II: Two-dimensional model and experimental results // IEEE Trans. Electron Dev. 1987. № 34. P. 1752-1761.
- [5] The Mextram Bipolar Transistor Model level 504.7 http://www.nxp.com/wcm_documents/models/bipolar-models/mextram/mextramdefinition_504.7.pdf дата обращения 14/01/2014.
- [6] Kull G.M. A Unified circuit model for bipolar transistors including quasi-saturation effects // IEEE Transactions on Electron Devices. 1985. Vol. 32. № 6. P. 1103-1113.
- [7] Старосельский В.И. Физика полупроводниковых приборов микроэлектроники: учеб. Пособие / В.И. Старосельский. М.: Высшее образование; Юрайт-Издат., 2009. 463 с.
- [8] Петросянц К.О., Торговников Р.А. Использование модели Mextram 504 для расчета сверхбыстродействующих ИС на SiGe гетеропереходных транзисторах // Сб. тр. "Электроника, микро- и нанoeлектроника". М.: МИФИ, 2006. С. 20-24.
- [9] Петросянц К.О., Торговников Р.А. Сравнительный анализ схемотехнических моделей SiGe гетеропереходного биполярного транзистора // Известия ВУЗов. Электроника. 2006. № 5. С. 107-117.
- [10] J. Cressler Silicon Heterostructure Handbook Materials, Fabrication, Devices, Circuits and Applications of SiGe and Si Strained-Layer Epitaxy. Talor & Franscis London New York. 2006. 1227 p.

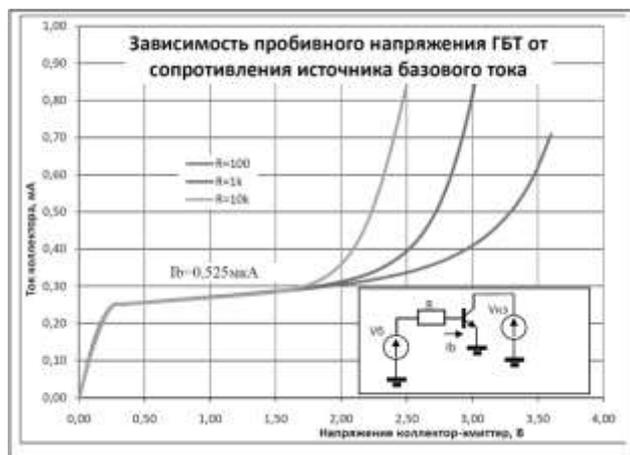


Рис. 4. Влияние сопротивление со стороны базы на ВАХ ГБТ транзистора в схеме с общим эмиттером (размер эмиттера 3мкм X 0,13мкм)

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Модель VBIC гетероструктурного биполярного транзистора адекватно отражает эффекты саморазогрева, ионизации туннелирования и высокого уровня инжекции, что плохо реализовано в классической модели Гуммеля – Пуна (SGP). В модели VBIC точность моделирования ВАХ достигает 5%, это определяет успешное ее применение в системах схемотехнического моделирования для устройств высокой степени интеграции с приемлемым временем моделирования. Более точные модели [3,5] содержат большее количество параметров, что может потребовать больших временных ресурсов при моделировании сложных устройств. Время расчета устройства типа приемо-передатчик X диапазона в рамках программы моделирования CADENCE с использованием модели VBIC составляло 20-25 минут и существенно зависит от угла технологического процесса.