

СХЕМОТЕХНИКА БИПОЛЯРНЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ ЧАСТЬ 1. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ СОВРЕМЕННЫХ ИС

О. В. Дворников
Oleg_Dvornikov@tut.by

Вертикальное и горизонтальное уменьшение размеров элементов современных ИС, направленное на увеличение степени интеграции и быстродействия, приводит к ухудшению усилительных свойств активных элементов, усилению влияния напряжения на основные характеристики активных и пассивных элементов, увеличению не идентичности электропараметров однотипных элементов, сформированных на одной полупроводниковой подложке. Все эти факторы необходимо знать и обязательно учитывать при проектировании аналоговых ИС.

Вольт - амперные характеристики (ВАХ) биполярного транзистора (БТ) в первом приближении можно описать модифицированными уравнениями Эберса - Молла, учитывающими спад статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером β при малых коллекторных токах и эффект Эрли – модуляцию толщины активной базы коллекторным напряжением [1]:

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \approx \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_S \exp\frac{V_{BE}}{\varphi_T}, \quad (1)$$

$$I_B = \frac{I_S}{B_F} \exp\frac{V_{BE}}{\varphi_T} + I_{SE} \exp\frac{V_{BE}}{m\varphi_T}, \quad (2)$$

$$I_S = \frac{qS_E \overline{D_N} n_i^2}{Q_B}, \quad (3)$$

$$\beta \equiv \frac{I_C}{I_B} = \frac{B_F \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)^{1/m}}{\left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)^{-1+1/m} + B_F I_S^{-1/m} I_{SE} I_C^{-1+1/m}}, \quad (4)$$

$$Q_B \approx W_A N, \quad (5)$$

$$r_{OUTB} = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} \approx \frac{V_A}{I_C} \text{ при } I_B = \text{Const}, \quad (6)$$

где I_C , I_B -коллекторный и базовый ток биполярного транзистора при нормальном включении (эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный - в обратном), I_S -обратный ток насыщения эмиттерного перехода, вызванный диффузионными процессами, V_{CE} , V_{BE} -падение напряжения на промежутке коллектор-эмиттер и на эмиттерном переходе соответственно, $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ -температурный потенциал, q -заряд электрона, k -постоянная

Больцмана, T -абсолютная температура в градусах Кельвина, V_A -напряжение Эрли при нормальном включении, B_F -максимальное значение β при нормальном включении, I_{SE} -обратный ток насыщения эмиттерного перехода,

вызванный рекомбинационными процессами, m -коэффициент не идеальности эмиттерного перехода, S_E -площадь эмиттерного перехода, $\overline{D_N}$ -средний коэффициент диффузии не основных носителей заряда (ННЗ) в базе (электроны для n-p-n БТ), n_I -концентрация носителей заряда в собственном кремнии, Q_B -удельный заряд основных носителей в базе на единицу площади эмиттера, N -концентрация примеси в базе, W_A -толщина активной базы, r_{OUTB} -выходное дифференциальное сопротивление БТ в схеме с общим эмиттером.

Для биполярных транзисторов следует различать статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером $\beta_{DC} \equiv \frac{I_C}{I_B}$ (при PSPICE мо-

делирование обозначается как BETADC) от дифференциального $\beta_{AC} \equiv \frac{\partial I_C}{\partial I_B}$

(BETAAC). Первый из них β_{DC} определяет токи через элементы в рабочей точке, а второй β_{AC} - усилительные свойства в режиме малого сигнала. Между собой коэффициенты передачи связаны выражением:

$$\beta_{AC} = \frac{\beta_{DC}}{1 - \frac{I_C}{\beta_{DC}} \frac{\partial \beta_{DC}}{\partial I_C}} \text{ при } V_{CE} = \text{Const.} \quad (7)$$

Статический коэффициент передачи β_{DC} имеет спад в области малых токов из-за усиления влияния рекомбинационных процессов, а в области больших токов - из-за эффектов высокого уровня инжекции: модуляции сопротивления базовой области, вытеснения базы в коллектор, квазинасыщения [2]. В соответствии с (7) только в максимуме зависимости $\beta_{DC} = f(I_C)$ статический, дифференциальный и максимальный коэффициенты передачи будут совпадать $\beta_{DCMAX} = \beta_{ACMAX} = \beta_F$. При малых коллекторных токах β_{DC} нарастает с увеличением коллекторного тока $\partial \beta_{DC} / \partial I_C > 0$ и $\beta_{AC} > \beta_{DC}$. При больших коллекторных токах начинается спад β_{DC} с увеличением коллекторного тока $\partial \beta_{DC} / \partial I_C < 0$ и $\beta_{DC} > \beta_{AC}$. В последующих аналитических выражениях будет в основном присутствовать статический коэффициент передачи тока, который для упрощения обозначается β . Применение дифференциального коэффициента передачи тока β_{AC} будет специально оговорено.

Необходимо подчеркнуть, что уменьшение горизонтальных и вертикальных размеров интегральных биполярных транзисторов, направленное на увеличение граничной частоты усиления и степени интеграции микросхем, приводит к более сильному влиянию коллекторного напряжения на толщину активной базы, результатом чего является уменьшение выходного дифференциального сопротивления и напряжения Эрли. Если напряжение Эрли для дискретных n-p-n транзисторов составляет $V_{AN} = 80-200$ В, а p-n-p $V_{AP} = 40-150$ В [3], то транзисторы современных ИС имеют значение напряжения Эрли гораздо меньше: $V_{AN} = 20-40$ В, $V_{AP} = 15-30$ В [4]. Здесь и далее параметры n-p-n транзисторов обозначаются индексом «N», а p-n-p транзисторов - индексом «P». Для оценки напряжения Эрли основного усилительного элемента -

п-р-п транзистора V_{AN} можно использовать результаты измерений типовых технологических процессов, показанные на рис. 1, 2 для различных значений удельного сопротивления слоя (R_s) р-базовой области и толщины п-эпитаксиальной пленки (h).

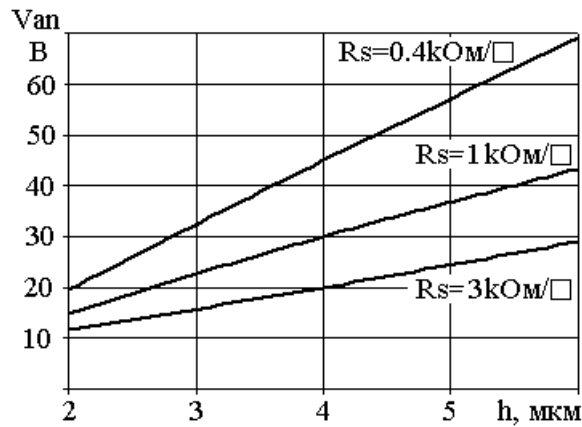


Рисунок 1. Напряжение Эрли п-р-п транзисторов (V_{AN}) в зависимости от толщины п-эпитаксиальной пленки (h)

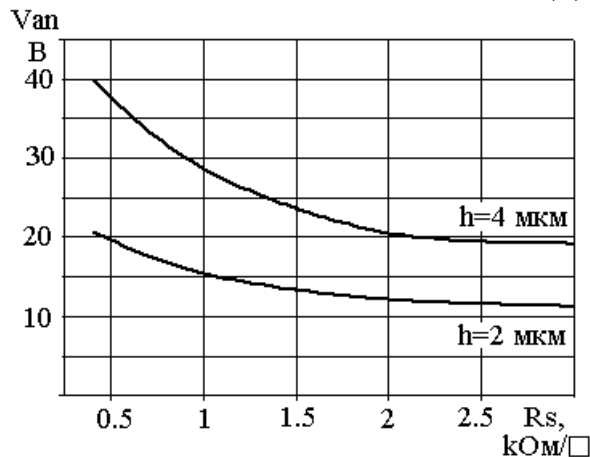


Рисунок 2. Напряжение Эрли п-р-п транзисторов (V_{AN}) в зависимости от удельного сопротивления слоя (R_s) р-базовой области

Напряжение Эрли интегральных горизонтальных р-п-р транзисторов V_{AP} обычно меньше, чем для п-р-п $V_{AP} < V_{AN}$. Это объясняется тем, что концентрация примеси в базе горизонтального р-п-р транзистора (эпитаксиальная пленка п-типа) меньше, чем в р-базе п-р-п.

Температурную зависимость передаточной ($I_C = f(V_{BE})$ при $V_{CB} = \text{Const}$) характеристики п-р-п иллюстрирует рис. 3. При фиксированном напряжении эмиттер-база V_1 (применение источника постоянного напряжения между базой и эмиттером рис. 3а) возрастание температуры от T_1 до T_2 приводит к резкому возрастанию коллекторного тока от I_{C1} до I_{C2} . При фиксированном коллекторном токе I_{C1} (применение источника постоянного эмиттерного тока рис. 3б) увеличение температуры приводит к уменьшению прямого падения напряжения от V_1 до V_2 . Для конкретных схем возможно задание рабочей точки комбинированными способами, поэтому при температуре T_2 БТ будет

иметь коллекторный ток $I_{C1} \leq I_{CT2} \leq I_{C2}$ и напряжение эмиттер-база $V_2 \leq V_{BE2} \leq V_1$, если при $T1$ $I_{C1} = I_{CT1}$, $V_{BE1} = V_1$.

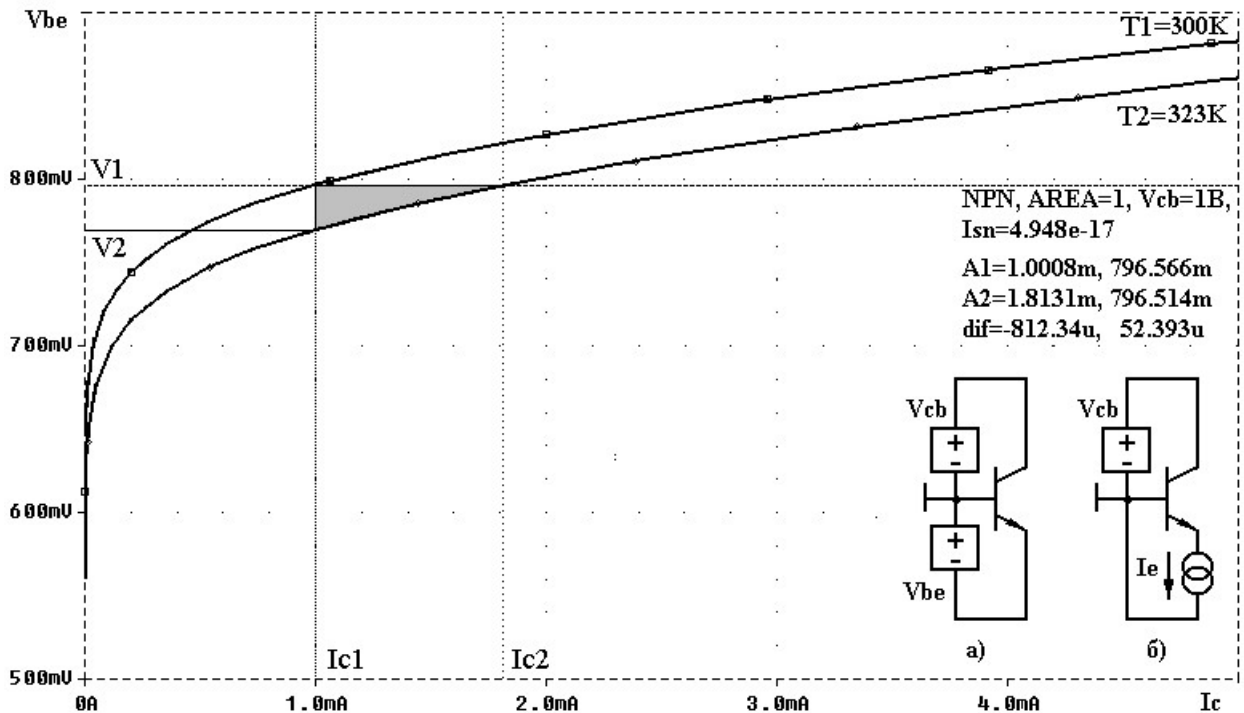


Рисунок 3. Зависимость коллекторного тока от прямого падения напряжения на эмиттерном переходе и температуры для n-p-n транзистора АБМК_1_2

Количественно температурная зависимость $I_C = f(V_{BE})$ описывается через температурный потенциал φ_T под знаком экспоненты в выражении (1) и температурную зависимость обратного тока насыщения I_S эмиттерного перехода [5]:

$$I_S = CT^n \exp\left(-\frac{qV_{G0}}{kT}\right), \quad (8)$$

где C - постоянная, зависящая от типа используемого транзистора, $n = 1,4-2,8$ - показатель степени, V_{G0} -ширина запрещенной зоны кремния $V_{G0} = 1,205$ В.

Если продифференцировать (1) по температуре, то получим температурную зависимость прямого падения напряжения на эмиттерном переходе в виде [5]:

$$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = \frac{V_{BE} - V_{G0}}{T} - n \frac{k}{q} + \frac{kT}{qI_C} \frac{\partial I_C}{\partial T}. \quad (9)$$

Большинство биполярных технологий позволяют одновременно с n-p-n транзистором реализовать полевой транзистор, управляемый p-n переходом (ПТУП). ПТУП с каналом p-типа образует хорошую комплементарную пару с n-p-n [6] и поэтому наиболее часто используется в биполярных ИС. Одной из наиболее привлекательных особенностей p-ПТУП является его высокое выходное дифференциальное сопротивление, которое может быть увеличено за счет увеличения топологической длины канала. Однако для многих технологических процессов даже при минимальной длине канала p-ПТУП его выходное дифференциальное сопротивление значительно больше, чем для БТ.

В пентодной области (область высокого выходного дифференциального сопротивления после насыщения тока стока) ВАХ ПТУП описывается зависимостью [7]:

$$V_{SD} > V_P - V_{GS}$$

$$I_D = \beta_J (1 + \lambda V_{SD}) (V_P - V_{GS})^2 = I_{DSS} (1 + \lambda V_{SD}) \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2, \quad (10)$$

$$g_M = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = 2\beta_J (1 + \lambda V_{SD}) (V_P - V_{GS}) = 2\sqrt{\beta_J (1 + \lambda V_{SD}) I_D}, \quad (11)$$

$$\beta_J = \frac{4\varepsilon_s \varepsilon_0 \mu Z}{3aL}, \quad (12)$$

$$V_P = \frac{qNa^2}{2\varepsilon_s \varepsilon_0}, \quad (13)$$

$$I_{DSS} = \frac{\mu q^2 N^2 a^3 Z}{3\varepsilon_s \varepsilon_0 L}, \quad (14)$$

где I_D -ток стока в рабочем режиме, I_{DSS} - максимальный ток стока при $V_{GS}=0$, g_M -крутизна, β_J -квадратичный передаточный коэффициент, λ -коэффициент модуляции длины канала, V_{SD} , V_{GS} -напряжение исток- сток, затвор- исток соответственно, V_P - напряжение отсечки, μ -подвижность основных носителей заряда в канале ПТУП, N -концентрация примеси в канале, Z , L - ширина и длина затвора, a -полувысота проводящей части канала при отсутствии внешнего напряжения, ε_s -относительная диэлектрическая постоянная полупроводника, ε_0 - диэлектрическая постоянная вакуума.

Поэтому для пентодной области ВАХ выходное дифференциальное сопротивление r_{OUTJ} ПТУП будет:

$$r_{OUTJ} = \frac{\partial V_{SD}}{\partial I_D} \approx \frac{1}{\lambda I_D} \text{ при } V_{GS}=\text{Const.} \quad (15)$$

Типовое значение $1/\lambda=50-80$ В, что гораздо больше, чем V_{AN} , V_{AP} интегральных транзисторов.

В триодной области (до насыщения тока стока) ВАХ описывается выражениями:

$$V_{SD} < V_P - V_{GS}$$

$$I_D = \beta_J (1 + \lambda V_{SD}) [2(V_P - V_{GS})V_{SD} - V_{SD}^2], \quad (16)$$

$$g_D = \frac{\partial I_D}{\partial V_{SD}} \approx 2\beta_J [V_P - V_{GS} - V_{SD}], \quad (17)$$

где g_D -проводимость канала в триодной области.

Температурная зависимость напряжения затвор-исток ПТУП при постоянном токе стока $\left. \frac{\partial V_{GS}}{\partial T} \right|_{I_D=\text{CONST}}$ определяется тем, что:

■ квадратичный передаточный коэффициент зависит от температуры как [8]:

$$\beta_J \sim T^{-1.5}, \quad (18)$$

- этот эффект частично компенсируется положительным температурным коэффициентом напряжения отсечки порядка 2-5 мВ/°С.

Поэтому для ПТУП существует оптимальное значение тока стока I_{DOPT} с близким к нулю температурным коэффициентом [8]:

$$I_{DOPT} \approx I_{DSS} \left(\frac{0,66 B}{V_P} \right)^2, \quad (19)$$

$$V_{GSOPT} \approx V_P \pm 0,66 B. \quad (20)$$

Для р- ПТУП в (20) необходимо брать знак «-», а для n-ПТУП знак «+». Напряжение затвор-исток соответствующее оптимальному току стока для большинства транзисторов находится на постоянном расстоянии на 0,66 В выше напряжения отсечки, а соответствующий этому напряжению оптимальный ток стока имеет производственный разброс величины. При малых токах стока $I_D < I_{DOPT}$ выполняется $\frac{\partial V_{GS}}{\partial T} < 0$, при больших токах стока $I_D > I_{DOPT}$

справедливо $\frac{\partial V_{GS}}{\partial T} > 0$. Сам оптимальный ток стока зависит от температуры, поэтому, выбирая рабочий ток ПТУП равный оптимальному значению, достигают компенсации температурных эффектов только для небольших приращений температуры.

Заметим, что выражения (19)-(20) справедливы для транзисторов с напряжением отсечки ориентировочно большим 1 В. Экспериментальные исследования [9], выполненные для ПТУП с отсечкой 0,4-0,8 В, не выявили участков ВАХ с отрицательным температурным коэффициентом.

В монолитных ИС резисторы с широким диапазоном сопротивлений от 50 Ом до 100 кОм реализуют на диффузионных слоях с различным удельным сопротивлением R_S . Только для высокоомных резисторов свыше 500 кОм, допускающих большой абсолютный разброс номинала ($\pm 50\%$), применяют поликристаллический кремний (ПКК). При выборе слоя для формирования резистора необходимо учитывать, что сопротивление слоя зависит от типа используемого полупроводника, концентрации примеси и температурного диапазона работы [10]. Для большинства диффузионных резисторов температурный коэффициент сопротивления (ТКС) положительный (рис. 4), а для ПКК резисторов - отрицательный (рис. 5).

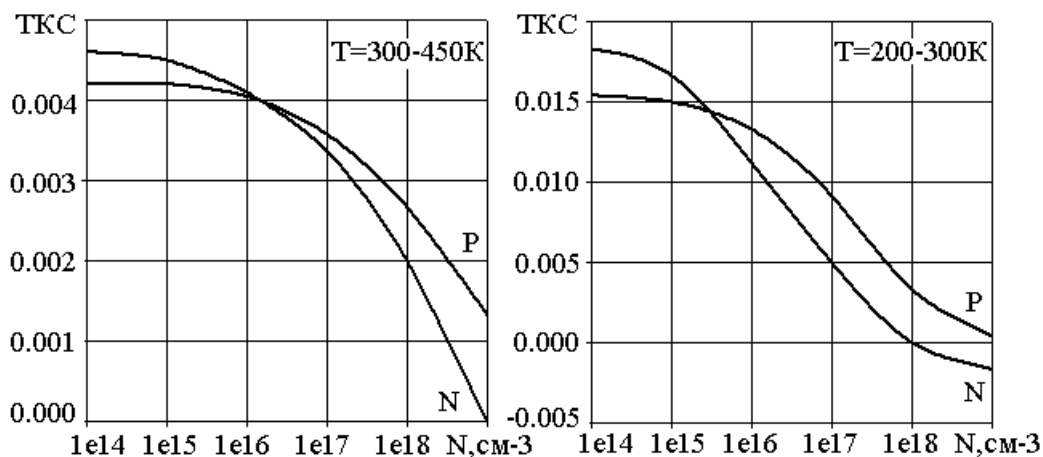


Рисунок 4. Температурный коэффициент сопротивления (TKC) диффузионных резисторов в зависимости от концентрации примеси N .

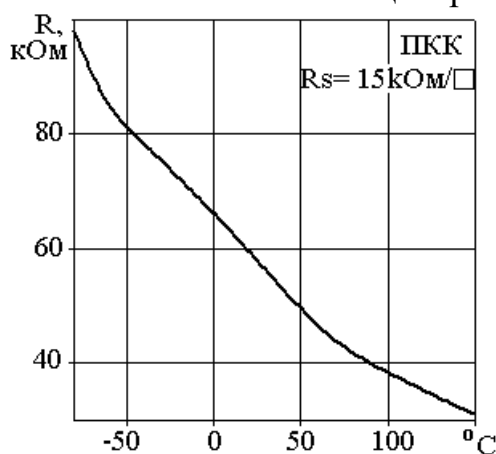


Рисунок 5. Зависимость сопротивления поликристаллического резистора от температуры при $R_s=15$ кОм/квadrat

Разброс параметров интегральных элементов довольно мал.

Для двух рядом расположенных на одной полупроводниковой подложке n-p-n транзисторов разность прямого падения напряжения на эмиттерном переходе (ΔV_{BE}) не превышает 1 мВ, а различие статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером менее 5 %. При применении специальных конструкций [11-13] эти величины могут составить $\Delta V_{BE} < 100$ мкВ, $\Delta \beta / \beta \leq 1$ %.

Интегральные резисторы имеют хорошую воспроизводимость отношения сопротивлений $\Delta R / R \leq 1$ % даже при большом уходе (± 10 %) абсолютной величины. Высокоточное согласование номиналов резисторов лучше, чем $\Delta R / R \leq 0,5$ % достигают за счет последовательно-параллельного соединения резисторов с учетом тепловых градиентов на кристалле, механических напряжений, возникающих при сборке в пластмассовые корпуса, пьезорезистивного и МОП эффекта, а также зависимости сопротивления резистора от его ориентации [14-15].

ПТУП имеют гораздо больший разброс параметров. Для рядом расположенных на полупроводниковой пластине ПТУП максимальный ток стока

I_{DSS} и напряжение отсечки V_P могут отличаться соответственно на $\pm 2\%$, $\pm 1\%$, а абсолютный разброс параметров транзисторов разных партий составляет $\Delta I_{DSS}/I_{DSS} = \pm 50\%$, $\Delta V_P/V_P = \pm 30\%$. Для маломощных однокристалльных ПТУП ($I_{DSS} = 170$ мкА, $V_P = 2,2$ В) указанный разброс параметров $\Delta I_{DSS}/I_{DSS}$, $\Delta V_P/V_P$ вызовет разность напряжения затвор-исток ΔV_{GS} при постоянном токе стока около 16 мВ. Совершенствованием топологии разность напряжения затвор-исток при постоянном токе стока можно уменьшить до 3-5 мВ, что гораздо больше, чем ΔV_{BE} БТ.

Разработка современных ИС немислима без математического моделирования и многовариантной оптимизации электрической схемы на ЭВМ. Для этих целей применяется ряд пакетов программ: PSPICE, OrCAD, CADENCE и др. Программа PSPICE [16] является одним из наиболее распространенных средств, используемых при проектировании радиоэлектронной аппаратуры, так как позволяет не только проводить схемотехническое моделирование на постоянном сигнале (DC-анализ), в частотной (AC-анализ) и временной области (TRAN-анализ), но и выполнять статистический анализ, использовать многочисленные библиотеки параметров моделей предприятий изготовителей полупроводниковых приборов, самостоятельно создавать и уточнять модели активных и пассивных элементов [17]. Для многих разработчиков PSPICE является основным инструментом, позволяющим значительно сократить сроки и улучшить качество проектирования. Поэтому дальнейшее рассмотрение особенностей схем будет опираться не только на аналитические выражения, но и на результаты PSPICE моделирования для элементов аналогового базового матричного кристалла (БМК), изготовленного по биполярно-полевой технологии с граничной частотой усиления n-p-n транзисторов более 3 ГГц - АБМК_1_2 [18]. Такой подход не только иллюстрирует работу отдельных узлов, но и позволяет непосредственно использовать приведенные результаты моделирования в конкретных разработках ИС.

На рис. 3, 6-9 приведены основные характеристики транзисторов АБМК_1_2 [18]:

- Зависимость коллекторного тока от прямого падения напряжения на эмиттерном переходе и температуры для n-p-n (рис. 3) и горизонтального p-n-p транзистора (рис. 6) с масштабирующим коэффициентом AREA=1, при фиксированном напряжении коллектор-база равном 1 В. Из соотношения $I_S = I_C \exp\left(-\left(\frac{V_{BE}}{\varphi_T} + \frac{V_{CE}}{V_A}\right)\right)$ определен обратный ток насыщения эмиттерного перехода $I_{SN} = 4,948 \cdot 10^{-17}$ А, $I_{SP} = 1,517 \cdot 10^{-18}$ А.
- Зависимость статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером от тока коллектора для температуры $T=300$ К, при фиксированном напряжении коллектор-база равном 1 В и 5 В для n-p-n (рис. 7) и горизонтального p-n-p транзистора (рис. 8) с масштабирующим коэффициентом AREA=1.

- Зависимость тока стока от напряжения сток-исток р- ПТУП (рис. 9) для температуры $T=300\text{ K}$ и $\text{AREA}=1$.

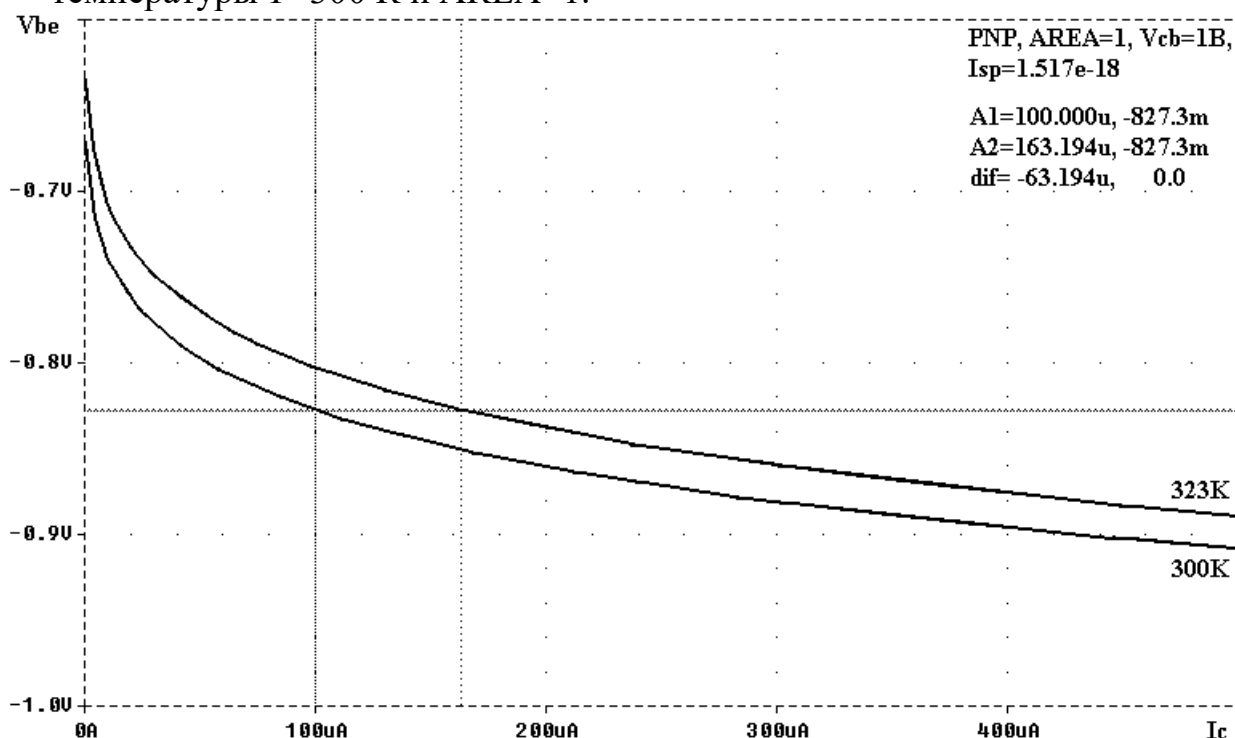


Рисунок 6. Зависимость коллекторного тока от прямого падения напряжения на эмиттерном переходе и температуры для горизонтального р-п-р транзистора АБМК_1_2

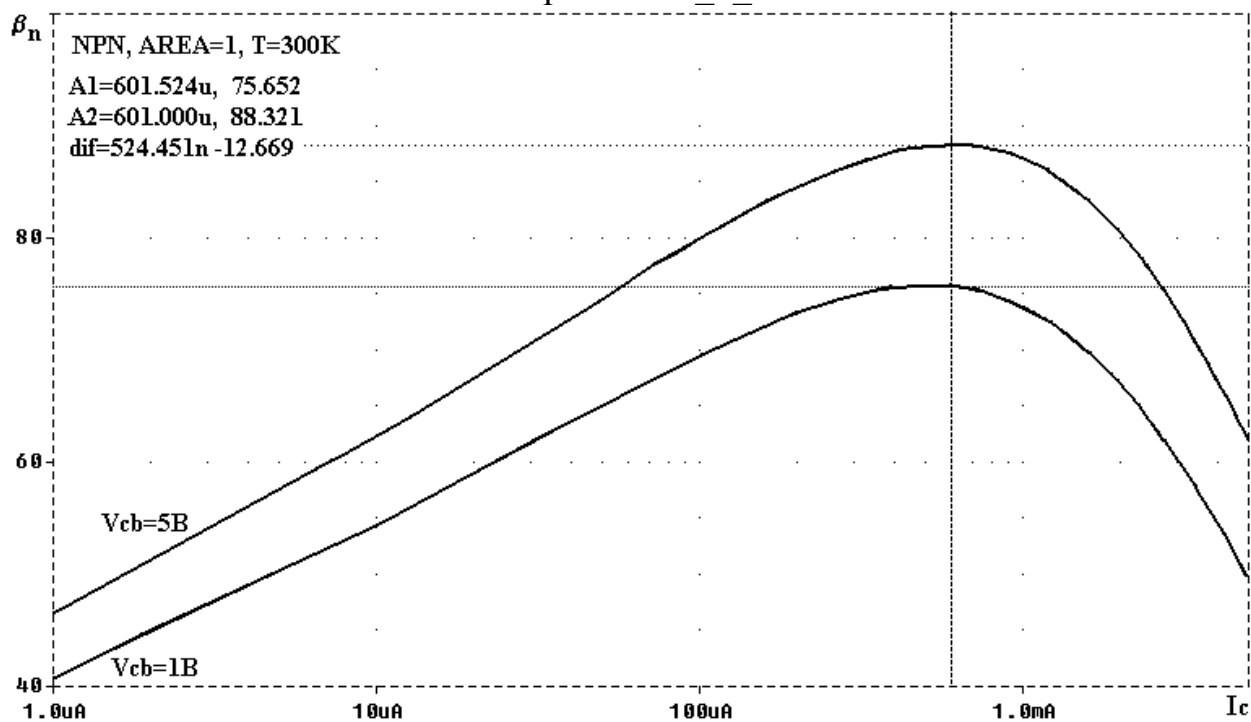


Рисунок 7. Зависимость статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером п-р-п транзистора (β_N) АБМК_1_2 от тока коллектора при масштабирующем коэффициенте $\text{AREA}=1$

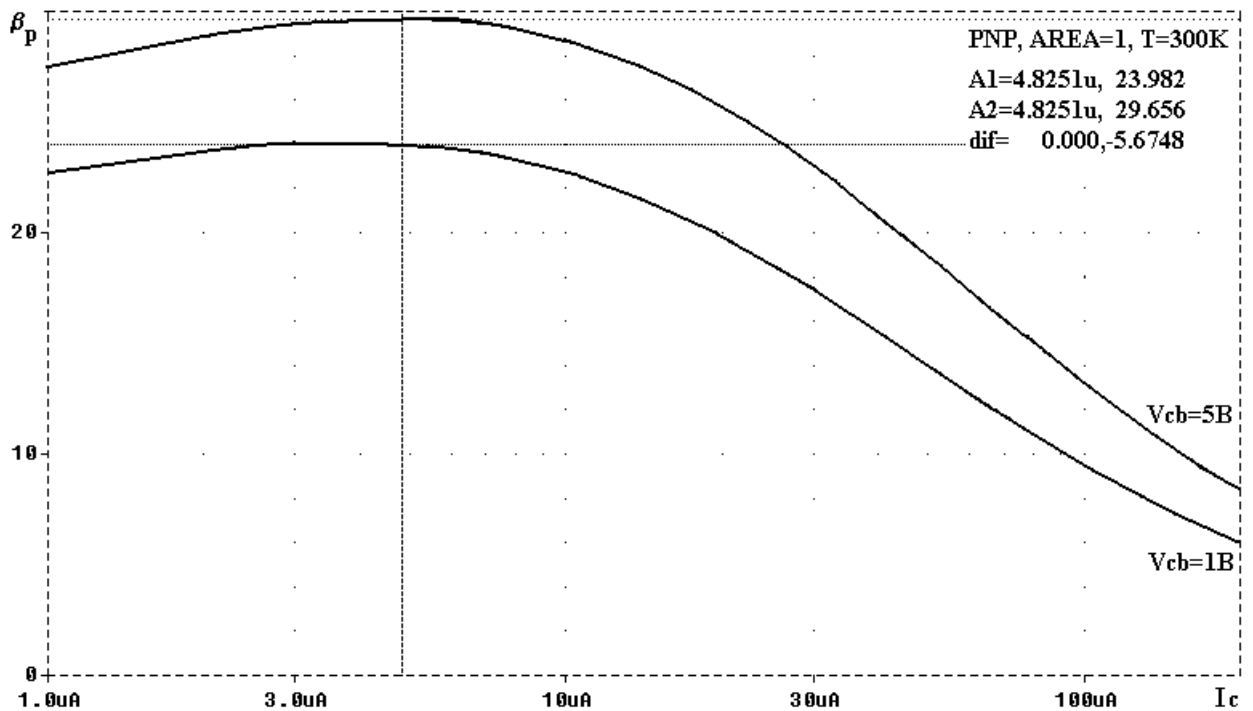


Рисунок 8. Зависимость статического коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером горизонтального р-п-р транзистора (β_p) АБМК_1_2 от тока коллектора при масштабирующем коэффициенте AREA=1

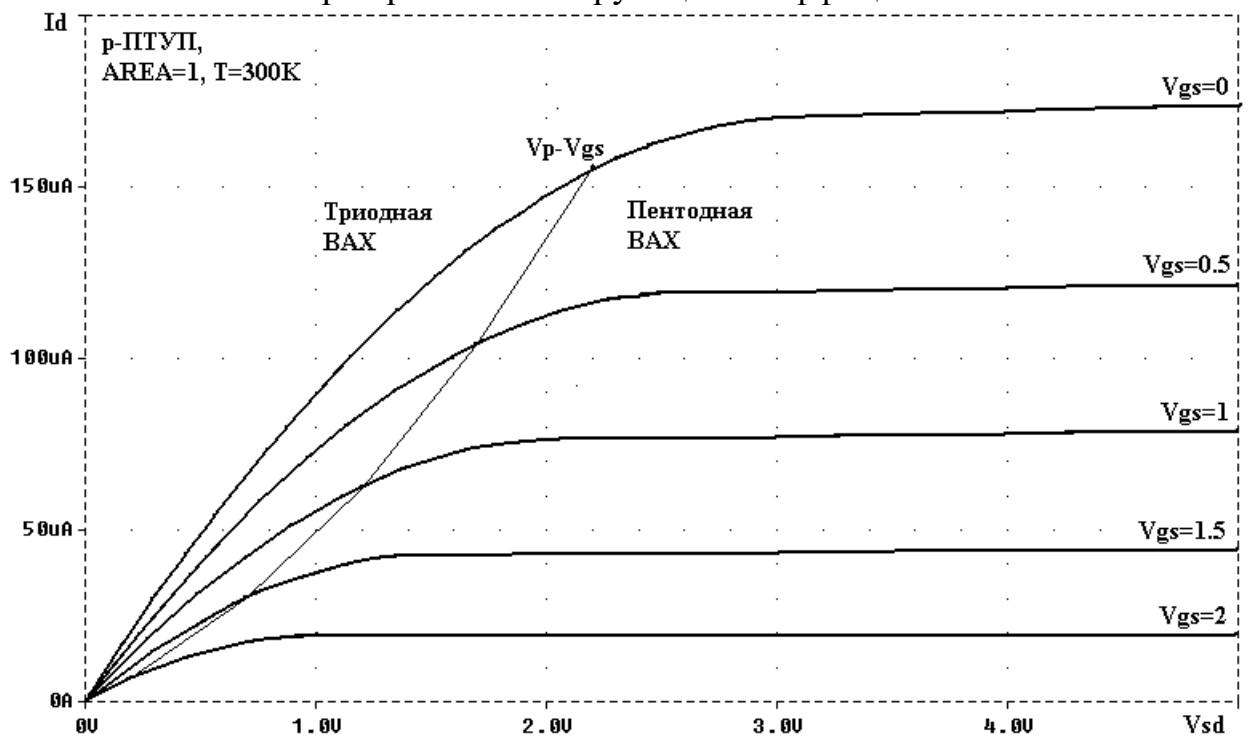


Рисунок 9. Зависимость тока стока от напряжения сток- исток р- ПТУП АБМК_1_2 при масштабирующем коэффициенте AREA=1

В программе PSPICE возможно масштабирование основных характеристик коэффициентом AREA, который показывает количество параллельно соединенных элементов и может быть любым положительным действитель-

ным числом. При этом параметры моделей БТ, приведенные в табл. 1, изменятся следующим образом [16]:

Для биполярного транзистора
 $IS=IS*Area$, $ISE=ISE*Area$, $ISC=ISC*Area$,
 $IKR=IKR*Area$, $IKF=IKF*Area$, $IRB=IRB*Area$, $ITF=ITF*Area$, $RB=RB/Area$,
 $RBM=RBM/Area$, $RE=RE/Area$,
 $RC=RC/Area$, $CJC=CJC*Area$, $CJE=CJE*Area$, $CJS=CJS*Area$.

Таблица 1 – Масштабируемые параметры модели БТ

Параметр	Значение параметра	Единица измерения	Значение по умолчанию
IS	Ток насыщения	А	10^{-16}
IKF	Точка спада зависимости β от тока коллектора	А	∞
ISE	Обратный ток эмиттерного перехода	А	0
IKR	Точка спада зависимости инверсного β от тока эмиттера	А	∞
ISC	Обратный ток коллекторного перехода	А	0
RB	Сопротивление базы при нулевом смещении	Ом	0
RBM	Минимальное значение RB	Ом	RB
IRB	Ток, при котором RB уменьшается на 50 % от полного перепада между RB и RBM	А	∞
RE	Сопротивление эмиттера	Ом	0
RC	Сопротивление коллектора	Ом	0
CJE	Емкость эмиттера при нулевом напряжении на переходе	Ф	0
CJC	Емкость коллектора при нулевом напряжении на переходе	Ф	0
CJS	Емкость коллектор-подложка при нулевом напряжении на переходе	Ф	0
ITF	"Критический" ток для TF	А	0

Для ПТУП масштабируемые параметры приведены в табл.2

$IS=IS*Area$, $BETA=BETA*Area$, $RD=RD/Area$, $RS=RS/Area$, $CGS=CGS*Area$,
 $CGD=CGD*Area$

Таблица 2 – Масштабируемые параметры модели ПТУП

Параметр	Значение параметра	Единица измерения	Значение по умолчанию
BETA	Удельная крутизна	A/B^2	10^{-4}
RD	Сопротивление стока	Ом	0

RS	Сопротивление истока	Ом	0
CGD	Емкость затвор-сток при нулевом напряжении на переходе	Ф	0
CGS	Емкость затвор-исток при нулевом напряжении на переходе	Ф	0
IS	Ток насыщения перехода затвор-канал	А	10^{-14}

PSPICE параметры IS, ISE, ISC не идентичны полностью обратным токам, входящим в выражения (1)-(5). Более подробно модель БТ для автоматизированного моделирования и методики определения параметров описаны в [17, 19].

Литература

1. Gray P.R., Meyer R.G. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 3rd ed. New York: Wiley, 1993.
2. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Кн. 1. Пер. с англ. - 2-е перераб. и доп. изд. - М.: Мир, 1984. - 456 с.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. - М.: Мир, 1982.-512 С.
4. Воронин А.В., Горовой В.В., Дворников О.В., Духновский Л.Я. Особенности создания высококачественных транзисторных структур аналого-цифровых БИС// Электронная техника. Сер.3. Микроэлектроника. - М.: ЦНИИ "Электроника". 1986. - Вып. 1 (117). - С.22-26.
5. Н. J. Van Kessel. A New Bipolar Reference Current Source // IEEE J. of Solid-State Circuits. - 1986. V. SC-21, N 4. - P. 561-567.
6. Дворников О.В. Создание конкурентоспособных аналоговых БИС по совмещенной ВЛТ-JFET технологии // Электроника: НТБ.- 1998.- N3-4.-с.59-62.
7. Матсон Э.А. Конструкция и технология микросхем. Учебное пособие для радиотехн. спец. вузов. - Мн.: Выш. шк., 1985.- 207 с.
8. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. - М.: Мир, 1982. - 512 с.
9. Malhi S. D. S., Salama C. A. T., Donnison W. R. A Low-Voltage Micropower JFET/Bipolar Operational Amplifier // IEEE J. of Solid-State Circuits. - 1981. V. SC-16, N 6. - P. 669-676.
10. Зайцев Ю.В., Громов В.С., Григораш Т.С. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи. - М.: Радио и связь, 1985.- 120 с.
11. Дворников О.В. Анализ конструктивно - технологических параметров, вызывающих рассогласование п-р-п транзисторов// Техника средств связи. Сер.РИТ. 1989. - Вып.4. С.50-56.
12. А.с.1561755 (СССР). Интегральная микросхема / Дворников О.В., Шепурев С.Ю., Судник П.И., Подковщиков Н.Н. - Заявл. 25.01.88.

13. А.с. 1431621 (СССР). Полупроводниковый прибор. / Дворников О.В., Любый Е.М. - Заявл. 18.06.86.
14. Skoutas J.P. The importance of quality in the front end of integrated circuit design // J. Semicustom. ICs. - 1989. V. 6, N 4. - P. 5-13.
15. Дворников О.В. Схемно-топологическое проектирование БИС с использованием САПР. Часть 2. Учебно-методическое пособие. - Мн.: БГУ-ИР, 1999. - 98 с.
16. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0. - М.: «Солон-Р», 2000.-698 с..
17. Дворников О.В. Схемно-топологическое проектирование БИС с использованием САПР. Часть 1. Учебно-методическое пособие. - Мн.: БГУ-ИР, 1999. - 80 с.
18. Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. - 1999, N2. - С. 21-24.
19. Маллер Р., Кеймис Т. Элементы интегральных схем: Пер. с англ.- М.: Мир, 1989.-630с.