

АКТИВНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

© 2022 г. С. Ш. Рехвиашвили*

*Институт прикладной математики и автоматизации КБНЦ РАН,
ул. Шортанова, 89А, Нальчик, КБР, 360000 Россия***E-mail: rsergo@mail.ru*

Поступила в редакцию 20.04.2022 г.

После доработки 12.05.2022 г.

Принята к публикации 12.05.2022 г.

Предложены и теоретически исследованы структуры приборов на основе полевого транзистора с изолированным затвором и биполярного транзистора. Главной конструктивной особенностью приборов является то, что электроды стока и коллектора выполнены в виде МОП-конденсаторов. Изготовление приборов не требует изменений в стандартных технологических маршрутах. Построены распределенные эквивалентные схемы приборов, учитывающие их конструктивно-технологические особенности. Разработаны SPICE-модели приборов и на численных примерах проведена идентификация параметров этих моделей. Рассмотренные приборы являются элементарными фильтрами верхних частот и имеют широкие перспективы применения в аналоговой электронике.

Ключевые слова: фильтр верхних частот, МОП-транзистор, биполярный транзистор, многостокковый транзистор, многоколлекторный транзистор, эквивалентная электрическая схема, сквозное моделирование

DOI: 10.31857/S0544126922050076

1. ВВЕДЕНИЕ

Фильтр верхних частот (ФВЧ) применяется для выделения в аналоговых сигналах высокочастотных составляющих [1], что востребовано, например, в ВЧ- и СВЧ-электронике, а также при обработке радио- и аудиосигналов и видеоизображений. Последовательное включение ФВЧ с фильтром низких частот (ФНЧ) позволяет создавать полосовой и режекторный фильтры. Важные функциональные свойства ФВЧ, кроме того, заключаются в возможности устранения с его помощью постоянной составляющей сигналов и согласование различных каскадов по нагрузке, обеспечивая связь между ними по переменному току. Конденсаторы в соответствующих схемах принято называть разделительными или блокировочными. Известно, что на заданной частоте эффективную связь по переменному току в данном случае можно достичь при условии, если нагрузочное сопротивление будет значительно превышать реактивное сопротивление конденсатора. Поэтому для работы с высокочастотными нагрузками возможно применение конденсаторов с малыми значениями емкости, что позволяет изготавливать их в интегральном виде.

По планарно-эпитаксиальной или изопланарной технологии интегральные конденсаторы изготавливаются в основном в виде $p-n$ -переходов транзисторных структур и МОП-структур [2]. Главными недостатками интегральных конденсаторов

на биполярных транзисторных структурах являются невысокие значения емкости и добротности. Кроме того, нелинейная зависимость барьерной и диффузионной емкостей от напряжения в таких конденсаторах не во всех случаях является желательной. Указанные недостатки отсутствуют в МОП-конденсаторах. Следует отметить, что наиболее важное применение МОП-конденсаторы в настоящее время находят в приборах с зарядовой связью и оптических сенсорах [3, 4].

Целью настоящей статьи является разработка конструкций, физико-топологическое и схемотехническое моделирование полевой и биполярной интегральных транзисторных структур, электроды стока и коллектора которых изготовлены в виде МОП-конденсаторов. Такие транзисторные структуры, по существу, выполняют функцию элементарных активных звеньев ФВЧ. Приборы работают только в режиме по переменному току, поэтому статические характеристики для них отсутствуют. Их прототипом в СВЧ-электронике в определенном смысле можно назвать пролетный клистрон [5]. В данном случае области истока/эмиттера и стока/коллектора транзисторных структур выступают в роли входного и выходного резонаторов, а области канала/базы — в роли дрейфового пространства клистрона. Предлагаемые в статье транзисторные структуры имеют перспективы применения в виде дискретных компонентов, а также в

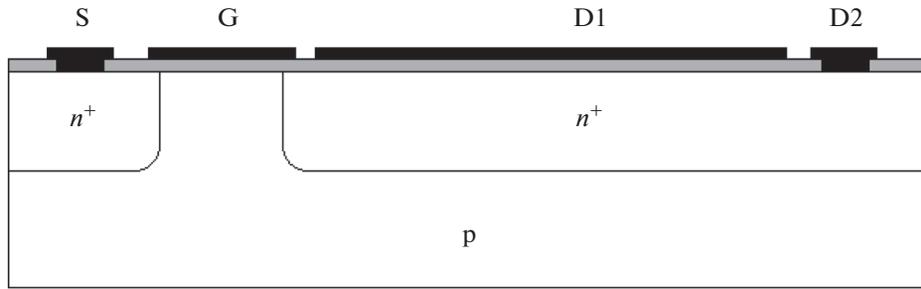


Рис. 1. Структура прибора на основе МОП-транзистора.

качестве усилительных, согласующих, выходных и сенсорных элементов в составе полевых и биполярных интегральных схемах. В статье все расчеты проводятся в приближении равномерно легированных областей. Предполагается, что в приборах содержится выходной МОП-конденсатор размером 100×100 мкм.

2. МОП-ТРАНЗИСТОР

Структура прибора на основе МОП-транзистора с индуцированным каналом n -типа представлена на рис. 1. Исток (S) и затвор (G) имеют типовую структуру и топологию. Сток представляет собой объединенные воедино МОП-конденсатор на n^+ -слое (D1) и омический контакт (D2). Изготовление такой структуры не требует никаких изменений стандартных технологических маршрутов. Эквивалентная электрическая схема прибора, построенная на основе известной модели Шихмана-Ходжеса [6, 7], и предлагаемое условное графическое обозначение приведены на рис. 2.

Проведем идентификацию параметров эквивалентной электрической схемы. Удельная емкость слоя диоксида кремния

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_0 \epsilon}{h}, \quad (1)$$

где ϵ_0 – электрическая постоянная, $\epsilon(\text{SiO}_2) = 3.9$ – относительная диэлектрическая проницаемость диоксида кремния, $h = 0.05$ мкм – толщина слоя. Для удельной емкости получается значение $C_{ox} = 6.9 \times 10^{-4}$ Ф/м². Пороговое напряжение определяется по формуле [7, 8]:

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_B + \frac{\sqrt{4\epsilon_0 \epsilon q N_A \phi_B}}{C_{ox}}, \quad (2)$$

$$V_{FB} = \Phi_M - \chi - \frac{E_g}{2q} - \phi_B,$$

$$\phi_B = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_A}{n_i} \right),$$

где q – заряд электрона, k – постоянная Больцмана, T – температура, $\epsilon(\text{Si}) = 11.9$ эВ – относительная диэлектрическая проницаемость кремния, $\Phi_M = 4.1$ эВ и $\chi = 4.05$ эВ – работа выхода электрона из металла (алюминий) и энергия электронного сродства полупроводника (кремний), $E_g = 1.12$ эВ – ширина запрещенной зоны кремния, $V_{FB} = -0.93$ эВ – напряжение плоских зон, $N_A = 10^{17}$ см⁻³ – уровень легирования подложки, $n_i = 10^{10}$ см⁻³ – концентрация собственных носителей заряда в кремнии при комнатной температуре, $\phi_B = 0.42$ эВ – поверхностный потенциал подложки. Таким образом, для порогового напряжения получается значение $V_T = 2.35$ В. Удельная крутизна затвора

$$K_p = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L}, \quad (3)$$

где W и L – ширина и длина канала, $\mu_n = 300-700$ см²/(В с) – подвижность электронов в области канала для кремниевых транзисторов [8, с.53]. При $W/L = 100$ из (3) получаем верхнюю оценку $K_p = 5 \times 10^{-3}$ А/В².

Перейдем к расчету сопротивлений и емкостей областей с учетом структуры и топологии прибора. Встроенные сопротивления областей стока и истока рассчитываются по формуле интегрального резистора

$$R = R_s (k_1 + k_2), \quad (4)$$

где $R_s = 27.6$ Ом/квадрат – поверхностное сопротивление, k_1 – коэффициент формы резистора, k_2 – коэффициент, учитывающий растекание тока в контактах. Электрофизические параметры областей: уровень легирования областей истока и стока $N_D = 10^{19}$ см⁻³; подвижность электронов при заданных уровнях легирования $\mu_n = 113.4$ см²/(В с); глубина залегания p - n -перехода $x_j = 2$ мкм. Подвижность электронов вычислялась по модели [9]. По аналогии с низкоомным полосковым резисто-

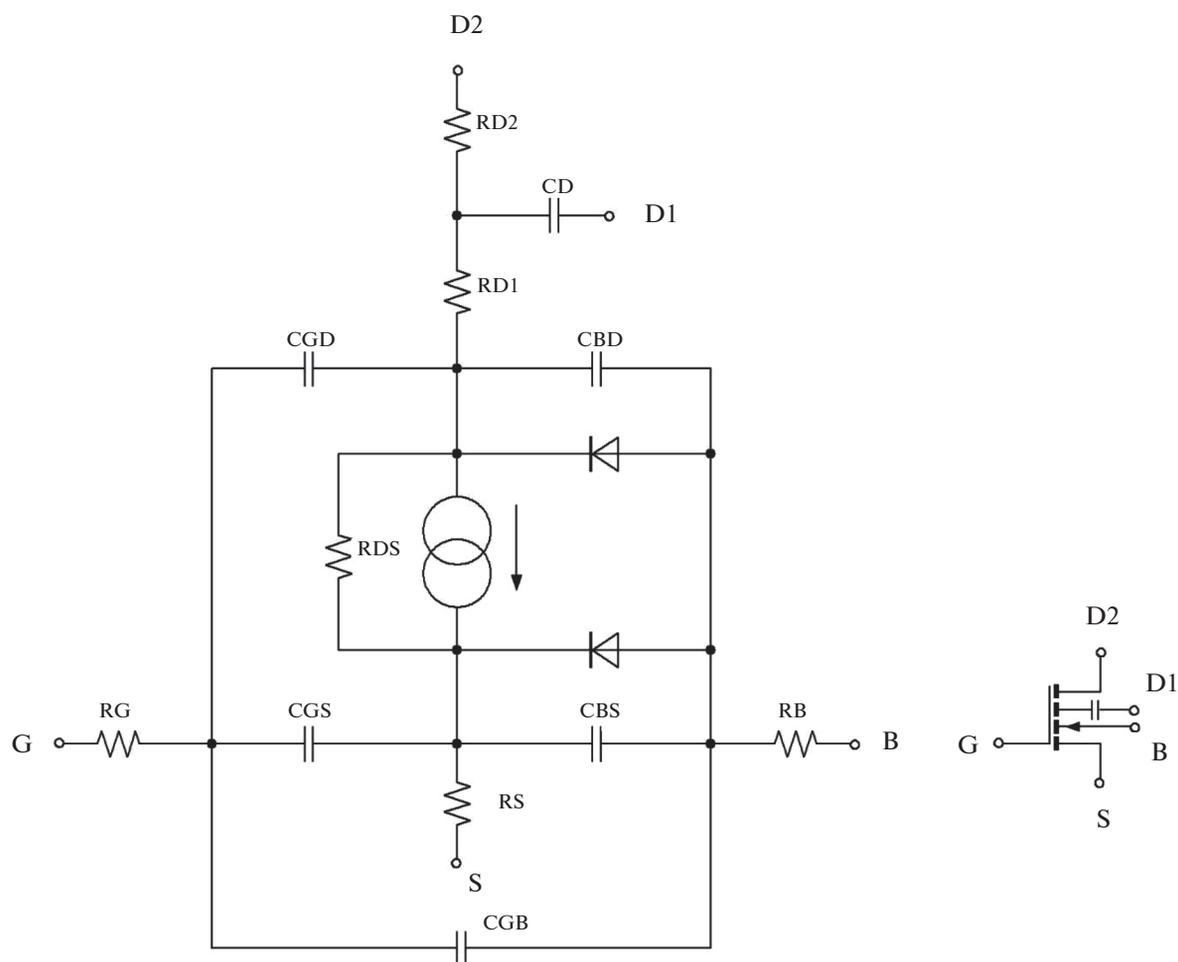


Рис. 2. Эквивалентная схема прибора на основе МОП-транзистора и его условное графическое обозначение.

ром [2, с. 42] для встроенных сопротивлений областей S и D1 имеем одну контактную площадку ($k_2 = 0.08$) и для области D2 имеем две контактные площадки ($k_2 = 2 \times 0.08 = 0.16$). Согласно предлагаемой эквивалентной схеме, сопротивление стока складывается из двух составляющих, относящихся к областям D1 и D2. Удельная барьерная емкость при нулевом смещении рассчитывается по формуле

$$C_{pn} = \sqrt{\frac{q\epsilon_0\epsilon N_A N_D}{(N_A + N_D)\phi_0}}, \quad (5)$$

$$\phi_0 = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right), \quad (6)$$

где $\phi_0 = 0.95$ эВ – контактная разность потенциалов. Для рассматриваемого случая получается значение $C_{pn} = 3.84 \times 10^{-4}$ Ф/м².

Ниже приведена программа моделирования переходных процессов в усилительном каскаде с общим истоком.

* MOS HIGH PASS FILTER (SPICE CODE)

X1 2 3 1 0 0 DEVICE

R1 2 0 100K

R2 3 4 3K

VIN 1 0 AC 3 SIN(0 3 5MEG 0 0 0)

VS 4 0 10

.TRAN 0.1N 500N

.PLOT TRAN V(2) V(3)

```
.SUBCKT DEVICE DRAIN1 DRAIN2 GATE SOURCE SUBSTRATE
RD1 1 2 30
RD2 2 DRAIN2 7
CD 2 DRAIN1 7P
M1 1 GATE SOURCE SUBSTRATE MOSFET
.MODEL MOSFET NMOS(L=1U W=100U TOX=50N KP=5E-3 VTO=2.35
+ RS=5 CBS=1.75P CBD=5.74P UO=700 NSUB=1E17 PHI=0.46)
.ENDS
.END
```

Встроенные сопротивления и емкости областей истока и стока рассчитывались с учетом заданных топологических размеров транзистора. Основным методический прием при составлении SPICE-макромодели прибора заключается в том, что сопротивления стока RD1 и RD2 исключены из модели МОП-транзистора и вместе с емкостью CD вынесены во внешнюю цепь. На рис. 3 приведены результаты схемотехнического моделирования. Эти результаты показывают, что на выходе каскада могут быть получены усиленные переменные положительные и отрицательные напряжения.

3. БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР

Прибор на основе биполярного $n-p-n$ -транзистора со структурой, соответствующей стандартной планарно-эпитаксиальной технологии, представлен на рис. 4. Эмиттер (E) и база (B) имеют типовую структуру и топологию. Коллектор представляет собой n -эпитаксиальный, n^+ -скрытый слой и n^+ -диффузионный слой с контактом виде МОП-конденсатора на n^+ -слое (C1) и омическим контактом (C2). Эквивалентная электрическая схема, построенная на основе упрощенной модели Гуммеля-Пуна [10], и предлагаемое условное

графическое обозначение прибора приведены на рис. 5.

Проведем идентификацию параметров эквивалентной электрической схемы. Будем рассчитывать только те параметры, которые относятся к нормальному активному режиму работы транзистора. Для высоколегированных транзисторных областей целесообразно принимать во внимание эффект сужения запрещенной зоны [8, с. 155]. Уменьшение ширины запрещенной зоны кремния можно учесть в рамках простой логарифмической модели [11, с. 40]:

$$\Delta E_g = \Delta E_{g0} \ln \left(\frac{N_S}{N_0} \right), \quad (7)$$

где $N_S = N_A + N_D$ – суммарная концентрация донорной и акцепторной легирующей примеси, $N_0 = 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $\Delta E_{g0} = 0.018 \text{ эВ}$. Используя теорию биполярного транзистора с числами Гуммеля [8, с. 137–141], с учетом (7) получаем следующую формулу для коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером

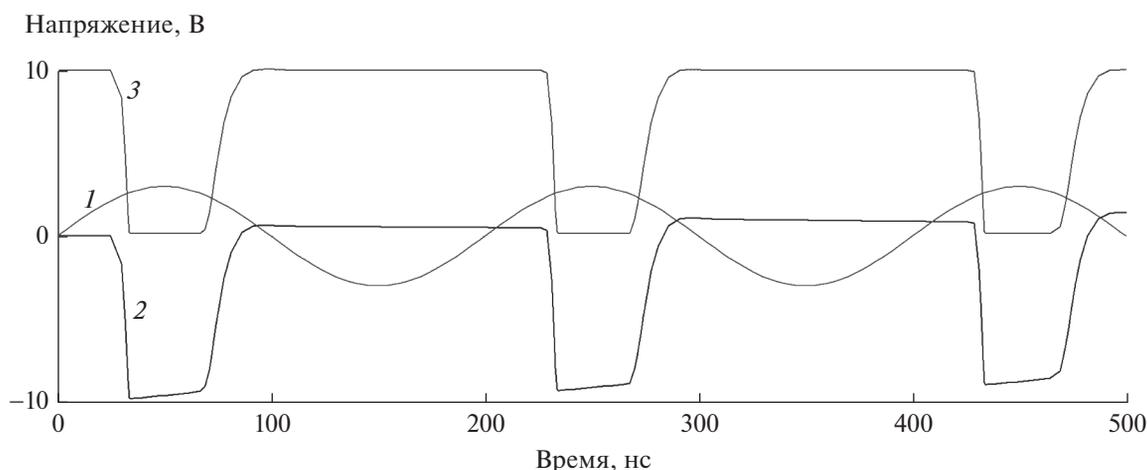


Рис. 3. Переходной процесс в усилительном каскаде с общим истоком: 1 – входной сигнал; 2 – выходной сигнал с конденсатора; 3 – выходной сигнал с резистора.

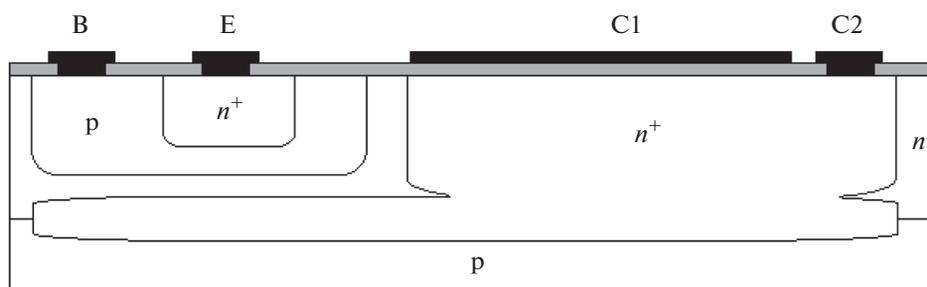


Рис. 4. Структура прибора на основе биполярного транзистора.

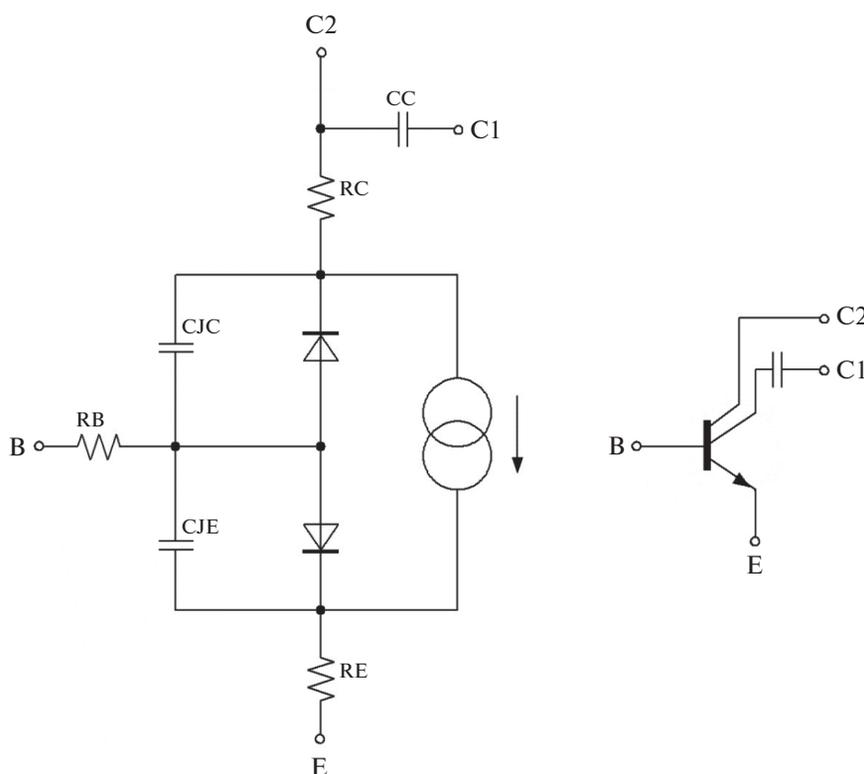


Рис. 5. Эквивалентная схема прибора на основе биполярного транзистора и его условное графическое обозначение.

$$\beta_F = \frac{G_E}{G_B} = \frac{N_{DE}x_E\mu_{nB}}{N_{AB}x_B\mu_{pE}} \left(\frac{N_{SB}}{N_{SE}} \right)^\gamma, \tag{8}$$

$$\gamma = \frac{\Delta E_{g0}}{kT},$$

где G_E и G_B – числа Гуммеля для эмиттера и базы, $N_{DE} = 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и $N_{AB} = 5 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$ – концентрации донорной и акцепторной легирующей примеси в эмиттере и базе, $x_E = 1.5 \text{ мкм}$ и $x_B = 0.5 \text{ мкм}$ – толщины квазинейтральных областей эмиттера и базы, $\mu_{pE} = 68.7 \text{ см}^2/(\text{В с})$ и $\mu_{nB} = 112.5 \text{ см}^2/(\text{В с})$ – подвижности неосновных носителей заряда (дырок и электронов) в эмиттере и базе, $\gamma = 0.7$ при

$T = 300 \text{ К}$. Как и в случае с МОП-транзистором, подвижность электронов и дырок рассчитывалась по модели [9]. При расчете сумарных концентраций примеси в эмиттере и базе и сопротивления коллектора учитывалось, что концентрация донорной легирующей примеси в эпитаксиальном слое составляет $N_{DC} = 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Таким образом, находим значение $\beta_F = 11.82$. Для плотности тока насыщения транзистора [8, с. 139] с учетом (7) получается формула

$$J_S = \frac{qn_i^2}{G_B} = \frac{kT\mu_{nB}n_i^2}{N_{AB}x_B} \left(\frac{N_{SB}}{N_0} \right)^\gamma. \tag{9}$$

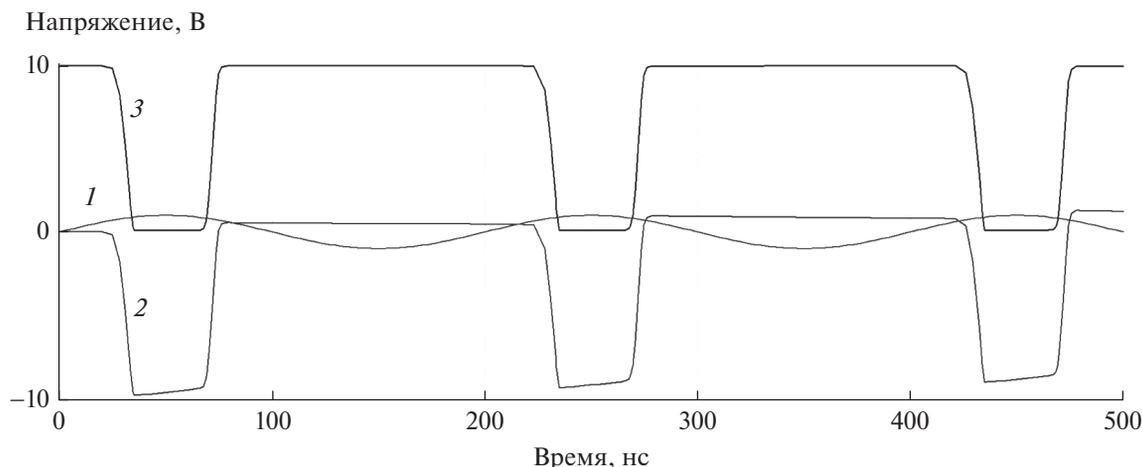


Рис. 6. Переходной процесс в усилительном каскаде с общим эмиттером: 1 – входной сигнал; 2 – выходной сигнал с конденсатора; 3 – выходной сигнал с резистора.

С учетом всех указанных численных значений параметров $J_S = 5.83$ пА/см². Напряжение Эрли, характеризующее переключательные свойства транзистора, можно оценить по формуле

$$V_{AF} = \frac{qN_{AB}x_B}{C_{pn}} \quad (10)$$

Здесь C_{pn} – это удельная барьерная емкость коллекторного перехода, которая рассчитывается по (5). Расчет дает численное значение $V_{AF} = 306.81$ В. Необходимо отметить, что учет эффекта высокого уровня легирования для эмиттера и базы при $N_{SE}, N_{SB} > N_0$, который проявляется в сужении запрещенной зоны кремния ($E_g - \Delta E_g$), приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления и увеличению тока насыщения транзистора.

Удельные сопротивления эмиттера, базы и коллектора равны соответственно 5.547×10^{-3} , 0.065 и 0.514 Ом см. Сопротивления и емкости областей рассчитывались по формулам (4) и (5) с учетом топологических размеров областей биполярного транзистора и направлений протекания токов в его структуре. В частности, учитывалось, что максимальный ток эмиттера взаимосвязан с геометрическим сопротивлением базы R_B , которое зависит от размеров эмиттера [8, с. 168]: $I_E(\max) \approx 1.6kT/q(1 - \alpha_F)R_B$, где $\alpha_F = 0.922$. При расчете встроенных сопротивлений эмиттера и коллектора влияние контактных площадок не учитывалось, для базы учитывалась одна контактная площадка.

Ниже приведена программа моделирования переходных процессов в усилительном каскаде с общим эмиттером.

```
* BJT HIGH PASS FILTER (SPICE CODE)
X1 2 3 1 0 DEVICE
R1 4 3 3K
R2 2 0 100K
VIN 1 0 AC 1 SIN(0 1 5MEG 0 0 0)
VS 4 0 10
.TRAN 0.1N 500N
.PLOT TRAN V(2) V(3)
.SUBCKT DEVICE COLLECTOR1 COLLECTOR2 BASE EMITTER
CC COLLECTOR2 COLLECTOR1 7P
Q1 COLLECTOR2 BASE EMITTER BJT
.MODEL BJT NPN(BF=11.82 VAF=306.81 IS=0.1F CJE=1P CJC=0.15P
+ RE=0.1 RB=150 RC=10 VJE=0.995 VJC=0.815)
.ENDS
.END
```

В отличие от рассмотренного выше случая с МОП-транзистором, в SPICE-макромодели прибора сопротивление коллектора включено в модель биполярного транзистора. Это связано с тем, что тело коллектора, состоящее из эпитаксиального, скрытого и диффузионного контактного слоев, можно приближенно считать общим по отношению к выходным контактам С1 и С2. Результаты схемотехнического моделирования приведены на рис. 6. Как и в предыдущем случае, эти результаты показывают, что на выходе каскада могут быть получены достаточно качественные усиленные переменные сигналы напряжения.

Если сравнивать осциллограммы сигналов на рис. 3, 6, то можно прийти к выводу о том, что ФВЧ на основе биполярного транзистора является менее инерционным, и поэтому в целом более предпочтительным. Это объясняется тем, что диапазон рабочих частот полевого транзистора и имеющиеся в нем паразитные емкости замедляют процессы переключения на высоких частотах. Помимо этого, у полевого транзистора коэффициент передачи по напряжению меньше, чем у биполярного транзистора. Однако, по входной (управляющей) цепи ФВЧ на полевом транзисторе оказывается лучше, т.к. обладает большим входным сопротивлением.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье предложены и теоретически исследованы транзисторные структуры, которые представляют собой активные звенья ФВЧ. Их отличительной особенностью является то, что выходные контакты реализованы в виде МОП-конденсаторов. Это, по сути дела, обеспечивает гальваническую развязку между истоком/эмиттером и стоком/коллектором. Приборы предназначены для обработки переменных сигналов и могут найти эффективное применение в качестве элементов антенных усилителей, детекторов и генераторов сигналов, умножителей частоты, сенсоров оптического излучения и др. Для увеличения выходной емкости представляется перспективным применение 3D-конденсаторов [12], которые могут изготавливаться с применением технологии глубокого реактивного ионного травления (Deep Reactive-Ion Etching, DRIE метод).

По работе можно сделать следующие основные выводы: 1) полевой и биполярный транзисторы, в которых в качестве электродов стока и коллектора используются МОП-конденсаторы, представляют собой активные фильтры высоких частот; 2) разработаны эквивалентные электрические схемы приборных структур и проведено их физико-топологическое и схемотехническое моделирование, причем параметры биполярного транзи-

стора предложено рассчитывать с учетом эффекта высокого уровня легирования эмиттера и базы; 3) проведенные теоретические исследования позволяют рекомендовать приборные структуры для промышленного изготовления.

Представляет большой интерес провести моделирование электрофизических характеристик транзисторных структур, которые представлены на рис. 1, 4, в режиме по переменному току путем прямого решения фундаментальной системы уравнений переноса носителей заряда, например, методом конечных элементов. Эта сложная задача требует отдельного рассмотрения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Tietze U., Schenk Ch., Schmid E.* Electronic Circuits: Design and Applications. Springer-Verlag, 1991.
2. *Пономарев М.Ф., Коноплев Б.Г.* Конструирование и расчет микросхем и микропроцессоров. М.: Высш. шк., 1986.
3. *Zimmermann H.K.* Integrated Silicon Optoelectronics. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2010.
4. *Sze S.M., Lee M.-K.* Semiconductor Devices: Physics and Technology. Wiley, 2012.
5. *Лебедев И.В.* Техника и приборы сверхвысоких частот. Электровакуумные приборы СВЧ. Т. 2. М.: Высш. шк., 1972.
6. *Shichman H., Hodges D.A.* Modeling and simulation of insulated-gate field-effect transistor switching circuits // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1968. V. 3. № 3. P. 285–289. <https://doi.org/10.1109/JSSC.1968.1049902>
7. *Денисенко В.В.* Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и нанoeлектронике. М.: Физматлит, 2010.
8. *Ферри Д., Эйкерс Л., Гринич Э.* Электроника ультрабольших интегральных схем. М.: Мир, 1991.
9. *Arora N.D., Hauser J.R., Roulston D.J.* Electron and hole mobilities in silicon as a function of concentration and temperature // IEEE Transactions on Electron Devices. 1982. V. 29. № 2. P. 292–295. <https://doi.org/10.1109/T-ED.1982.20698>
10. *Gummel H.K., Poon H.C.* An integral charge control model of bipolar transistors // Bell Syst. Tech. J. 1970. V. 49. № 5. P. 827–852. <https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1970.tb01803.x>
11. *Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А.* Полупроводниковые приборы. М.: Энергоатомиздат, 1990.
12. *Рехвиашвили С.Ш., Гаев Д.С., Бойко А.Н.* Физико-топологическое моделирование объемной конденсаторной структуры с барьером Шоттки // Микроэлектроника. 2021. Т. 50. № 5. С. 384–389. [*Rekhviashvili S. Sh., Gaev D.S., Boyko A.N.* Physical and Topological Modeling of a Volume Condenser Structure with a Schottky Barrier // Russian Microelectronics. 2021. V. 50. № 5. P. 347–352. <https://doi.org/10.1134/S1063739721040090>]