

# Схемотехническое моделирование КМОП-схем с использованием САПР OrCAD

Андрей СТРОГОНОВ,  
д. т. н.  
andreis@hotmail.ru

Целью данной работы является демонстрация возможностей САПР печатных плат OrCAD по схемотехническому моделированию КМОП-схем с использованием Spice-моделей МОП-транзисторов и различных видов анализа, в том числе с использованием анализа Optimizer [1–6].

Счетное ядро программы PSpice САПР OrCAD поддерживает базовые Spice-модели (Level=1, 2, 3). Базовые модели разработаны для МОП-транзисторов (МОПТ) с длинным каналом. Модель первого уровня (Level=1) основана на модели Шихмана-Ходжеса, которая представляет модифицированную зарядоуправляемую модель. Модели 2-го и 3-го уровней представляют усовершенствованные версии моделей Мейера [5, 6]. Для короткоканальных транзисторов с  $L < 1$  мкм модель первого уровня (Level=1), основанная на зарядоуправляемой модели, достаточно плохо соответствует экспериментальным данным, особенно в области насыщения. Причи-

ной является игнорирование короткоканальных эффектов, таких как эффект насыщения скорости носителей. Используется в тех случаях, когда не предъявляются высокие требования к точности моделирования ВАХ МОПТ.

## Анализ схемы по постоянному току (DC Sweep)

Используется для построения ВАХ МОПТ и передаточных характеристик цифровых инверторов по  $n$ -МОП (инвертор с квазилинейной, нелинейной и токостабилизирующей нагрузками) и КМОП-технологиям. Проведем анализ DC Sweep для расчета ВАХ  $n$ -МОПТ.

При расчете ВАХ  $n$ -МОПТ (рис. 1) используются два независимых источника напряжения  $V_{ds}$  (напряжение «сток–исток») и  $V_{gs}$  (напряжение «затвор–исток»), напряжения которых изменяются с заданным шагом. На схеме напряжению  $V_{ds}$  соответствует источник постоянного напряжения V2, а  $V_{gs}$  — источник V1. Для транзистора M1 используется модель второго уровня Level=2, позаимствованная из 2-микронного технологического процесса масштабируемой КМОП-технологии с  $n$ -карманом (2 уровня металлизации) кремниевой фабрики Orbit, для транзистора M2 — Level=2, позаимствованная из 3-микронного технологического процесса КМОП-технологии с  $p$ -карманом (1 уровень металлизации) серии MN1551 фирмы Matsushita, для транзистора M3 — типовая модель третьего уровня Level=3 из литературных источников [4]. Длина канала МОПТ во всех случаях разная: 2 (M1), 3 (M2) и 4 (M3) мкм, ширина канала для всех транзисторов одинаковая. Для редактирования Spice-модели МОПТ необходимо его выделить и выбрать строку меню Edit/PSpice Model.

Для расчета ВАХ (стоксовой характеристики) необходимо установить в профиле моделирования (Edit Simulation Profile меню PSpice) режим моделирования DC Sweep и задать в диалоговых окнах (рис. 2) атрибуты двух изменяемых (варьируемых) источников напряжения V1 и V2:  $V_{ds}$  (V2) — в диапазоне от 0 до 5 В с шагом 0,1 В (Primary Sweep);  $V_{gs}$  (V1) — в диапазоне от 1 до 3 В с шагом 1 В (Secondary Sweep). На рис. 3 показаны ВАХ  $n$ -МОПТ с индуцированным каналом (стоксовая характеристика). Из рис. 3 видно, что чем меньше длина канала, тем круче ВАХ и при одинаковых напряжениях  $V_{ds}$  больше ток стока.

Для построения сток-затворной ВАХ (рис. 4) необходимо установить Primary Sweep: V1 — в диапазоне от 1 до 3 В с шагом 0,1 В; V2 — от 0 до 5 В с шагом 1 В. Ниже приведено описание моделей Level=2 и Level=3, используемых для построения ВАХ МОПТ.

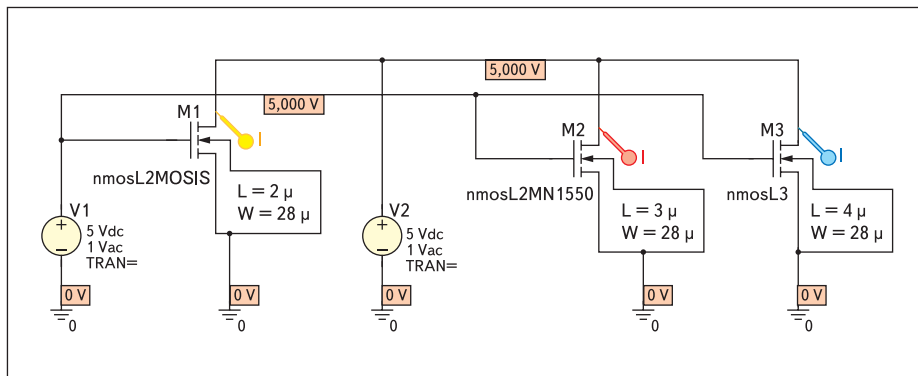


Рис. 1. Схема виртуального характеристического графика для расчета ВАХ  $n$ -МОПТ

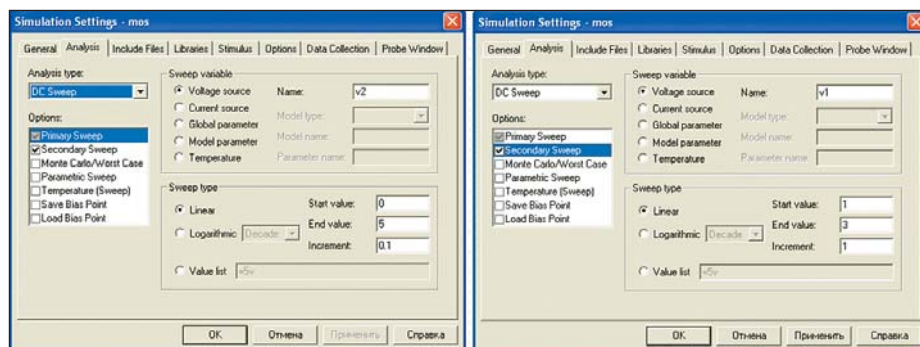


Рис. 2. Анализ DC Sweep

Spice-модель 2-го уровня для МОПТ М1:

```
.model nmosL2MOSIS nmos level=2
+ Ld=0.22026u Tox=395.000008E-10 Nsub=7.61874E+14
+ Vto=0.81056 Kp=5.289E-05 Gamma=0.1819
+ Phi=0.6 Uo=605.312 Uexp=8.517658E-02
+ Ucrit=14678.4 Delta=1.71295 Vmax=64128.9
+ Xj=0.25u Nfs=1.085838E+12 Neff=1
+ Nss=1E+10 Tpg=1 Rsh=29.39
+ Cgdo=2.888314E-10 Cgso=2.888314E-10 Cgbo=4.336885E-10
+ Cj=9E-05 Mj=0.784 Cjsw=5.525E-10
+ Mjsw=0.285 Pb=0.8
```

Spice-модель 2-го уровня для МОПТ М2:

```
.model nmosL2MN1550 NMOS level=2
+ Vto=0.65 Kp=32u Gamma=0.25 Nsub=2e16 Tox=40e-9 Cgso=1.6e-10
+ Cgbo=4e-10
+ Cjsw=2e-10 Rsh=40 Vmax=4e4 Lambda=0.051 Tpg=1 Ld=2e-7
+ Uo=350 Cgdo=1.6e-10
```

Spice-модель 3-го уровня для МОПТ М3:

```
.model nmosL3 nmos Level=3
+ Vto=1.0 Kp=3.0E-5 Gamma=0.35 Phi=0.65 Tox=0.1u Nsub=1.0E+15
+ Nss=1.0E+10
+ Nfs=1.0E+10 Xj=1.0u Ld=0.8u Tpg=1.00 Uo=700.0 Vmax=5.0E+4
+ Xqc=0.4 Delta=1.0
+ Kappa=1.0 Eta=1.0 Theta=0.05 Af=1.2 Kf=1.0E-26 Is=1.0E-15
+ Js=1.0E-8 Pb=0.75
+ Cj=2.0E-4 Mj=0.5 Cjsw=1.00E-9 Mjsw=0.33 Fc=0.5 Cgbo=2.0E-10
+ Cgdo=4.00E-11
+ Cgso=4.00E-11 Rd=10.0 Rs=10.0 Rsh=30.0
```

Проведем анализ передаточной кривой КМОП-инвертора по постоянному току (рис. 5). В качестве входной переменной выберем источник постоянного напряжения V4, подаваемый на входы затворов транзисторов M4 и M5. Входное напряжение изменяется от 1 до 5 В с шагом 0,1 В. Передаточная характеристика КМОП-инвертора в режиме расчета по постоянному току показана на рис. 6.

### Анализ переходных процессов (Time Domain)

Время, в течение которого сигнал на выходе схемы изменяется от одного логического уровня до другого, называется временем переходного процесса.

Анализ переходного процесса начинается с определения начальной точки, соответствующей

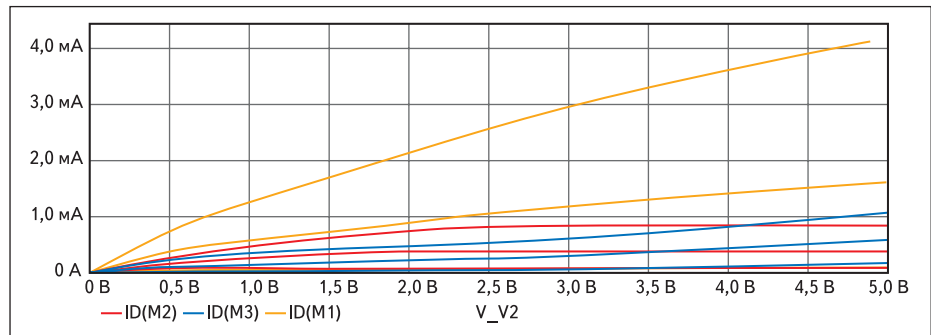


Рис. 3. ВАХ n-МОПТ с индуцированным каналом (стоковая характеристика) с разными моделями Level=2 и Level=3

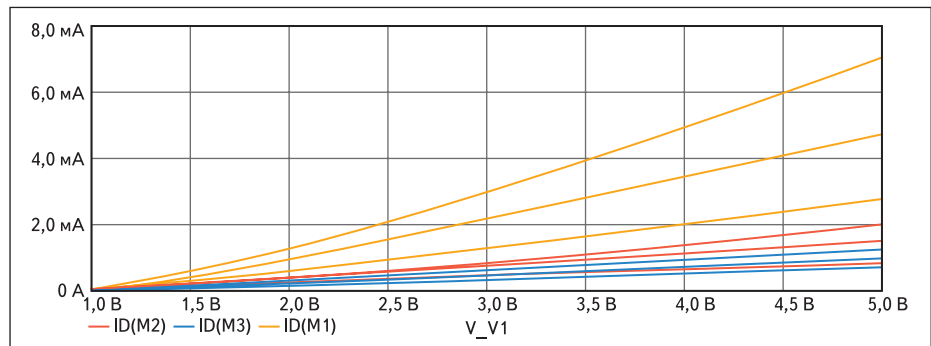


Рис. 4. ВАХ n-МОПТ с индуцированным каналом (сток-затворная характеристика) с разными моделями Level=2 и Level=3

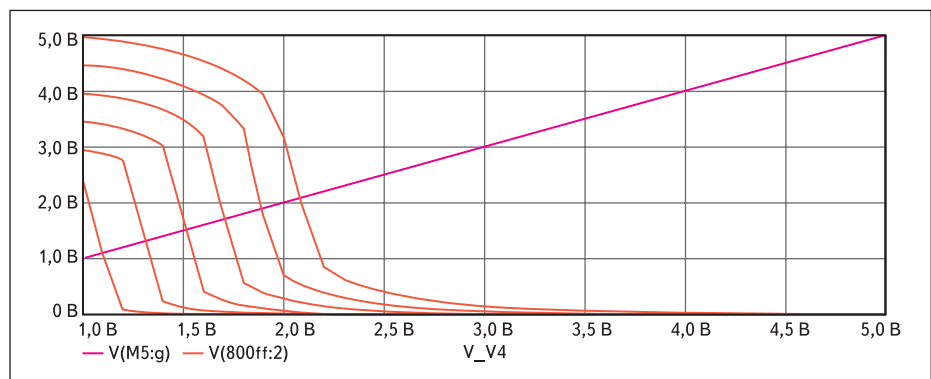


Рис. 6. Передаточные характеристики КМОП-инвертора в режиме расчета по постоянному току

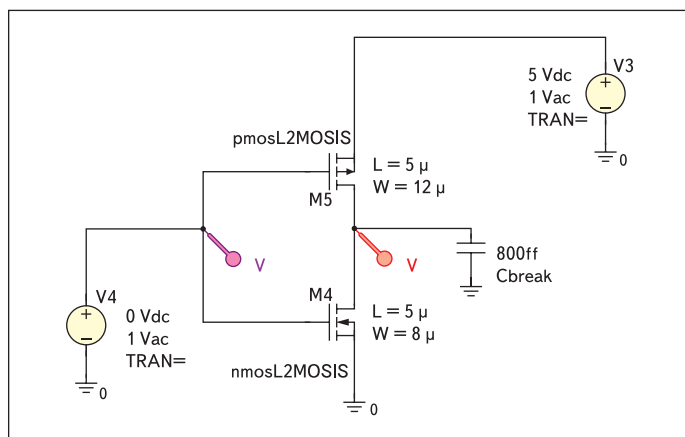


Рис. 5. Электрическая схема КМОП-инвертора на основе Spice-моделей 2-го уровня (технологический процесс MOSIS/Orbit 2 мкм) для построения передаточных характеристик в режиме расчета по постоянному току

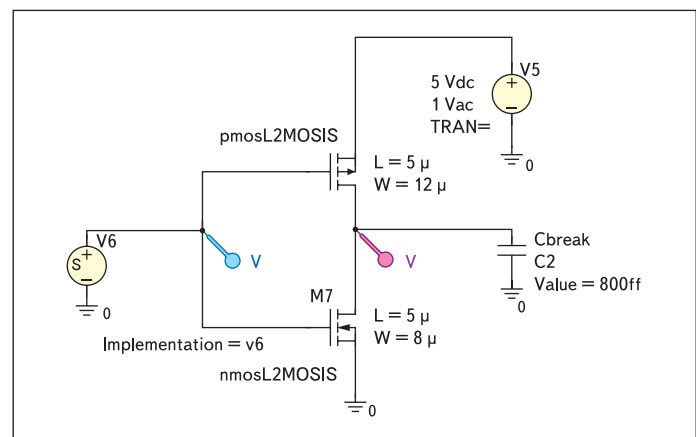


Рис. 7. Электрическая схема КМОП-инвертора на основе Spice-моделей 2-го уровня (технологический процесс MOSIS/Orbit 2 мкм) для исследования переходных процессов

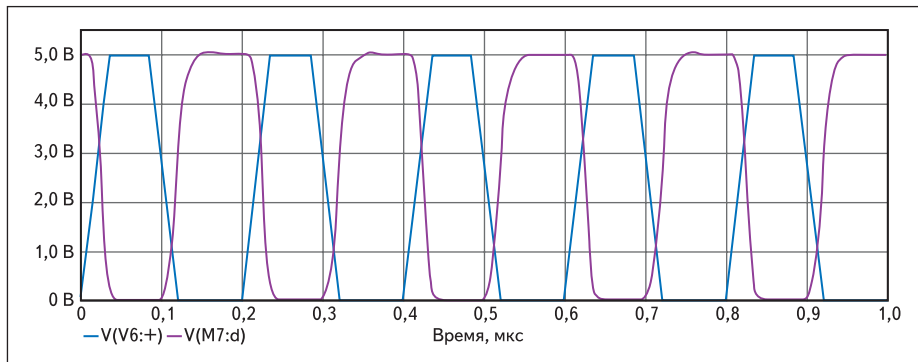


Рис. 8. Результаты моделирования переходного процесса КМОП-инвертора

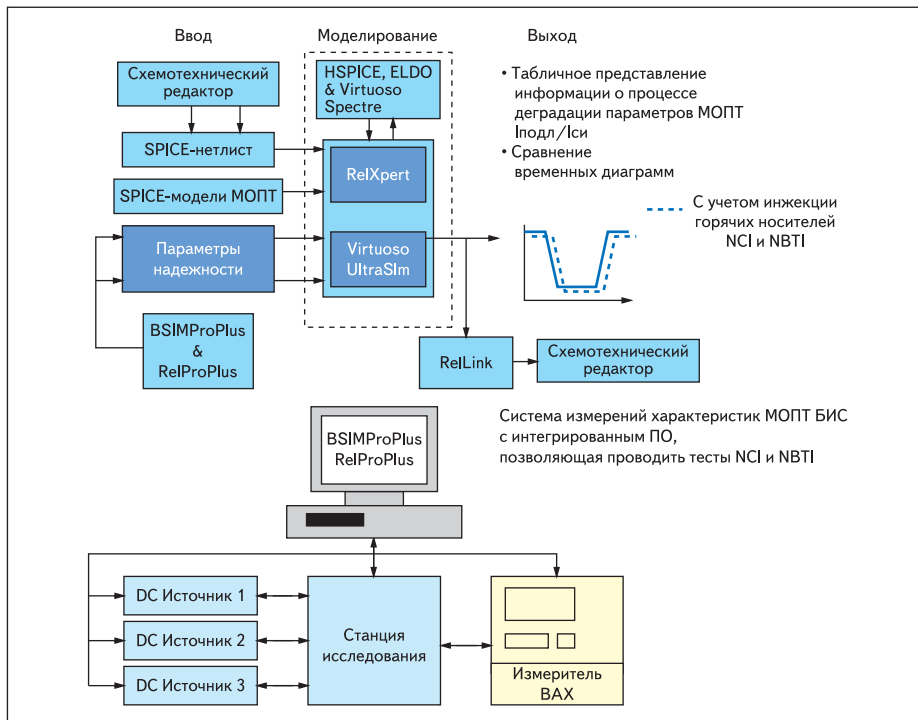


Рис. 9. Использование измерительного комплекса BSIMProPlus/RelProPlus с интегрированным ПО и ПО Virtuoso UltraSim Full-chip Simulator для схемотехнического моделирования фрагментов КМОП БИС с учетом паразитных эффектов, вызванных инжекцией горячих носителей

шей режиму по постоянному току при значенных входных сигналах, соответствующих нулевому моменту времени. Проведем анализ переходного процесса КМОП-инвертора (рис. 7, 8) при воздействии входных сигналов различной формы (analysis type: Time Domain (Transient)). Время моделирования ограничим величиной 1000 нс (Run to time: 1000 ns).

В настоящее время для моделирования паразитных явлений в субмикронных БИС используются Spice-модели короткоканальных МОПТ BSIM3 (Berkeley short-channel IGFET model) версия 3.24 (LEVEL=8, 49, 53) и BSIM4 версия 4 (LEVEL=14, 54), разработанные в Калифорнийском университете Беркли. Модели BSIM позволяют учитывать следующие эффекты: учет влияния на пороговое напряжение эффектов узкого и короткого канала; снижение подвижности вертикальным полем; насыщение скоростей носителей;

DIBL-эффект; модуляцию длины канала; паразитные сопротивления стока и истока; масштабирование параметров модели с изменением геометрических размеров МОПТ. Счетное ядро T-Spice САПР Tanner EDA поддерживает Spice-модели короткоканальных МОПТ BSIM3 и BSIM4 [4].

Теоретический анализ процессов в короткоканальных МОПТ очень сложен и не дает возможности получить инженерные формулы, поэтому на практике используют экспериментальные исследования. Например, компания Cadence предлагает использовать измерительный комплекс Virtuoso Device Modeling (BSIMProPlus/RelProPlus) с интегрированным интерактивным программным обеспечением. Комплекс позволяет собирать по результатам ускоренных испытаний тестовых структур (HCI и NBVTI-тесты) необходимую информацию для Spice-моделей BSIM3 или

BSIM4, осуществлять мониторинг процесса деградации по наиболее важным параметрам, таким как  $I_{Cнас}$  (ток стока в режиме насыщения),  $V_t$  (пороговое напряжение), извлекать информацию для моделей деградации МОПТ HCI-AgeMOS (для  $n$ -МОПТ) и NBVTI-AgeMOS (для  $p$ -МОПТ), которые используются в специализированном пакете программ моделирования надежности RelXpert или Virtuoso UltraSim Full-chip Simulator (рис. 9). В качестве счетного ядра используют FastSpice-симулятор.

### Анализ схемы по переменному току в заданном частотном диапазоне (AC Sweep)

Дифференциальный усилитель (рис. 10), как правило, является входным каскадом операционного усилителя (ОУ). ОУ, выполненный по КМОП-технологии, отличается от ОУ на биполярных транзисторах высоким входным сопротивлением (более  $10^{12}$  Ом), большой скоростью нарастания выходного напряжения (50–75 В/мкс), высокой частотой единичного усиления  $\sim 20$  МГц. К недостаткам следует отнести низкий коэффициент усиления по напряжению и большое напряжение смещения пары МОПТ. Примером может служить КМОП ОУ MC14573 фирмы Motorola.

На затвор транзистора M4 с помощью источника переменного напряжения подается синусоидальный сигнал с параметрами Offset value (смещение) 2 В, Amplitude (амплитуда)  $\sim 700$  мкВ, Frequency (частота) 100 Гц, Phase angle (фаза)  $90^\circ$ . На затвор транзистора M3 подается постоянное напряжение, равное 2 В. Это позволяет задать дифференциальное напряжение, прикладываемое к входам ОУ.

Транзисторы M3 и M4 включены по схеме с общим истоком. На затворы транзисторов M13 и M9 прикладывается напряжение смещения, равное 0,8 В, которое задает ток смещения транзистора M13 (ток смещения используется для балансировки транзисторов M3 и M4) и поддерживает в открытом состоянии транзистор M9 (пороговое напряжение транзистора M9 — 0,623 В), что обеспечивает высокую скорость нарастания выходного напряжения, когда выходное напряжение уменьшается до отрицательного напряжения питания. Дифференциальный усилитель работает на активную нагрузку на  $p$ -МОПТ M5 и M2, включенных по схеме токового зеркала (МОПТ M5 включен по диодной схеме). Далее следует выходной каскад на транзисторах M1 и M9. Транзистор M1 является активной нагрузкой транзистора M9. Корректирующая емкость C1 обеспечивает высокую скорость нарастания выходного напряжения до положительного напряжения питания. Аналитический расчет дифференциального усилителя с активной нагрузкой в виде схемы токового зеркала приведен в работе [7].

В качестве технологического процесса выберем 1,25-микронный технологический мар-

шрут фирмы MCNC по масштабируемой КМОП-технологии (по правилам проектирования MOSIS). Ниже приведены Spice-модели *n*-МОПТ и *p*-МОПТ данной технологии (модели взяты из справочной системы САПР Tanner EDA):

Spice-модели второго уровня для *n*- и *p*-МОПТ 1,25 мкм технологического процесса фирмы MCNC:

```
.model nmos nmos
+ Level=2 Ld=0.0u Tox=225.00E-10
+ Nsub=1.066E+16 Vto=0.622490 Kp=6.326640E-05
+ Gamma=-.639243 Phi=0.31 Uo=1215.74
+ Uexp=4.612355E-2 Ucrit=174667 Delta=0.0
+ Vmax=177269 Xj=.9u Lambda=0.0
+ Nfs=4.55168E+12 Neff=4.68830 Nss=3.00E+10
+ Trp=1.000 Rsh=60 Cgso=2.89E-10
+ Cgdo=2.89E-10 Cj=3.27E-04 Mj=1.067
+ Cjsw=1.74E-10 Mjsw=0.195

.model pmos pmos
+ Level=2 Ld=.03000u Tox=225.000E-10
+ Nsub=6.575441E+16 Vto=-0.63025 V=2.635440E-05
+ Gamma=0.618101 Phi=.541111 Uo=361.941
+ Uexp=8.886957E-02 Ucrit=637449 Delta=0.0
+ Vmax=63253.3 Xj=0.112799u Lambda=0.0
+ Nfs=1.668437E+11 Neff=0.64354 Nss=3.00E+10
+ Trp=-1.000 Rsh=150 Cgso=3.35E-10
+ Cgdo=3.35E-10 Cj=4.75E-04 Mj=.341
+ Cjsw=2.23E-10 Mjsw=.307
```

На рис. 11 показана зависимость малосигнального коэффициента усиления (дБ) от частоты (диаграмма Бode), полученная с использованием частотного анализа AC Sweep/Noise на малом сигнале 1 В (1 Vac). Диалоговое окно частотного анализа показано на рис. 12. Частотный анализ используется для расчета частотной зависимости параметров схемы путем линеаризации уравнений схемы в районе рабочей точки. Первый параметр устанавливает начальную частоту 100 Гц, второй — конечную частоту 100 МГц, третий — число точек (частот), для которых будет выполнен расчет выходных параметров схемы. При выборе параметра Decade задается число точек на декаду. Параметры, подлежащие коррекции при оптимизации — геометрические размеры *n*-МОПТ (L-длина и W-ширина канала транзистора) M13 и M9. Предполагается, что, изменяя геометрические размеры МОПТ, можно добиться некоторого улучшения технических характеристик дифференциального усилителя. Начальные значения L и W принимаются равными 5 мкм, максимально допустимые значения — 100 мкм.

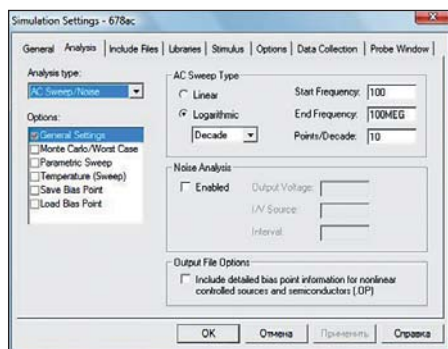


Рис. 12. Диалоговое окно AC-анализа

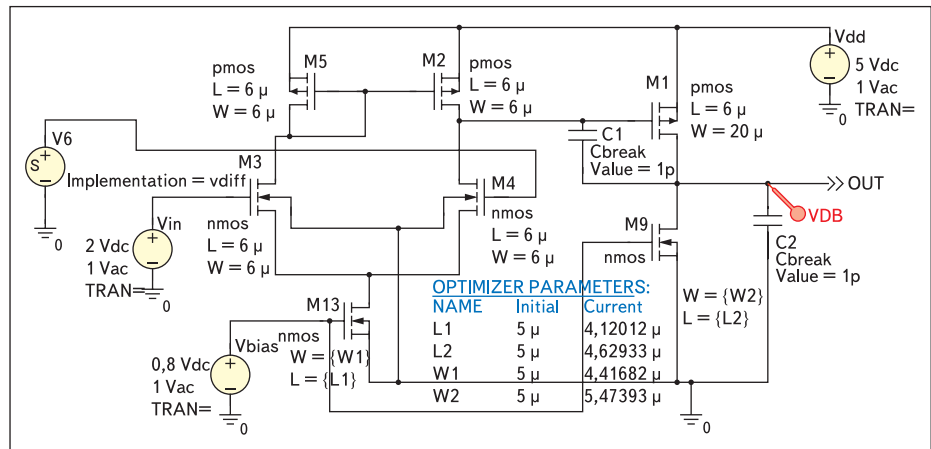


Рис. 10. Дифференциальный усилитель по КМОП-технологии

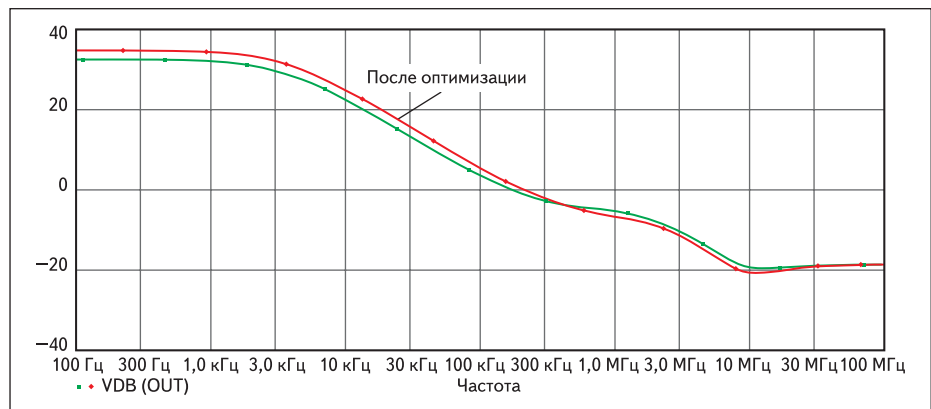


Рис. 11. Зависимость малосигнального коэффициента усиления по напряжению от частоты до и после оптимизации

Из библиотеки Special необходимо извлечь компонент Param и нанести его на схему. В этот компонент вносится список параметров, подлежащих коррекции.

Попытаемся улучшить технические характеристики усилителя на частотах до 100 кГц, то есть «приподнять» частотную характеристику выходного напряжения Vout по коэффициенту усиления и «расширить» по полосе пропускания. Потребуем, чтобы малосигнальный коэффициент усиления по напряжению (Gain) на частоте 10 кГц был не менее 25 дБ, а полоса пропускания (BW) при коэффи-

циенте усиления 12,87 дБ была равной 35 кГц. Для этого воспользуемся анализом Optimizer.

Используя анализ Optimizer, проведем оптимизацию дифференциального усилителя. Анализ Optimizer выполняется градиентными методами, путем взаимодействия трех программ: графического редактора Capture, программы моделирования Pspice и постпроцессора Probe.

На рис. 13а показано, что параметр Gain используется как ограничение, а на рис. 13б — параметр BW используется как цель оптимизации (целевая функция). В диалоговом

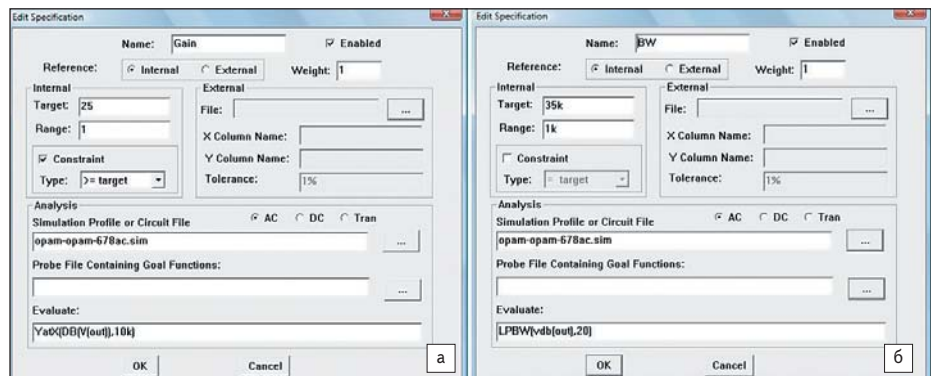


Рис. 13. Оптимизация схемы дифференциального усилителя: а) по малосигнальному коэффициенту усиления; б) по полосе пропускания

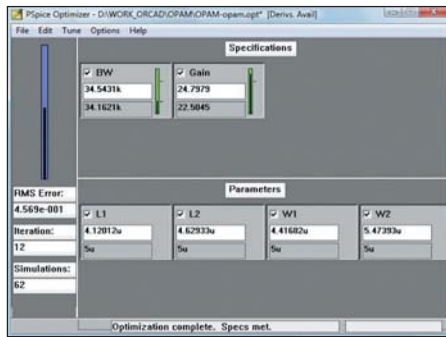


Рис. 14. Результаты работы анализа Optimizer

окне «спецификация» (рис. 13) задаются следующие параметры: Target — желаемое значение функции; Range — ширина допустимого диапазона значений функции; Constraint — включение-выключение режима учета ограничений. Если режим Constraint включен, задаваемая в этом окне функция является ограничением, в противном случае — целевой функцией.

Используя выражение  $Yatx(db(v(out)),10k)$  для измерения сигнала, определим, что коэффициент усиления по напряжению до оптимизации на частоте 10 кГц составлял 22,505 дБ. Максимальное значение коэффициента усиления  $\max(Vdb(out))$  составляет 32,87 дБ. В таблице приведены наиболее важные характеристики усилителя после оптимизации. Полный список выражений для измерений, включенных в Pspice, приведен в работах [2, 3]. Наиболее важная характеристика — это ширина полосы пропускания. Обычно ее измеряют по уровню 3 дБ от максимального коэффициента усиления:  $LPBW(Vdb(out),3)$  или так называемая полоса пропускания 3 дБ, на границах которой выходное напряжение падает до 70,7% [2].

На рис. 14 показаны результаты работы анализа Optimizer. Видим, что цель эксперимента достигнута. Полоса пропускания расширена на частотах до 100 кГц. Также показаны геометрические размеры *n*-МОПТ M13 и M9 до и после оптимизации.

Проведем расчет схемы с использованием анализа переходных процессов Time Domain (transient). Анализ переходных процессов поз-

Таблица. Основные характеристики операционного усилителя в режиме AC Sweep/Noise на малом сигнале 1 В до и после оптимизации

Название выражения	Выражение для измерения	Значение параметра		Единица измерения
		до	по	
Максимальный малосигнальный коэффициент усиления по напряжению	$\max(Vdb(out))$	32,87	34,559	дБ
Малосигнальный коэффициент усиления по напряжению на частоте 10 кГц	$Yatx(db(v(out)),10k)$	22,505	24,798	дБ
Ширина полосы пропускания по уровню 20 дБ, от максимального коэффициента усиления	$LPBW(Vdb(out),20)$	34,162	34,543	кГц
Максимальная мощность рассеяния источником постоянного напряжения	$\max(W(Vdd))$	71,315	71,099	мВт

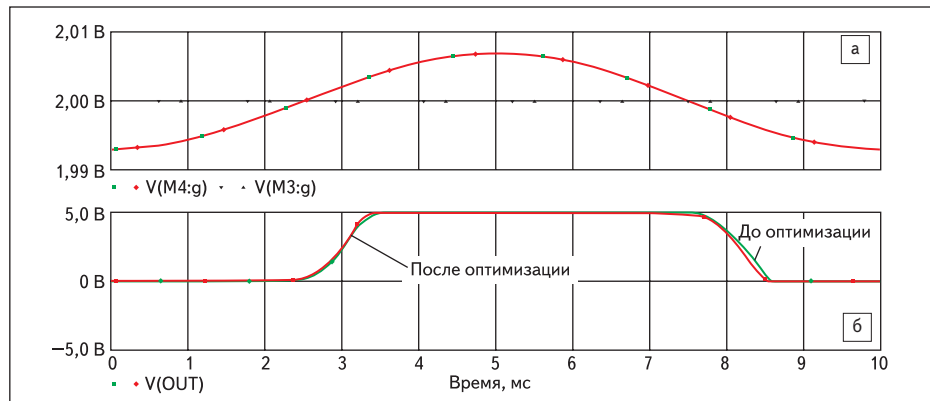


Рис. 15. Схемотехническое моделирование дифференциального КМОП-усилителя в режиме Time Domain (до и после оптимизации): а) сигналы на входе; б) сигнал на выходе

воляет смоделировать процесс формирования фронта выходного напряжения дифференциального усилителя. Рис. 15 демонстрирует свойство усиления по напряжению разностных сигналов, приложенных ко входам операционного усилителя.

## Выводы

В отличие от усилителей для дискретного исполнения, где замена одного типоминнала сопротивления на другой не приводит к существенному увеличению размеров печатной платы, корректировка геометрических размеров МОПТ должна проводиться с учетом конструктивно-технологических требований (КТТ) данной КМОП-технологии. Так, длину канала МОПТ обычно полагают равной минимально допустимому значению, указанному в КТТ. Для КТТ 2 мкм длина канала не

может быть меньше 2 мкм. Округлим полученные значения *L* и *W* в процессе оптимизации. Примем для транзистора M13: *L*1 — 4 и *W*1 — 4 мкм, для транзистора M9: *L*2 — 5 и *W*2 — 6 мкм соответственно. Далее необходимо провести повторный расчет и убедиться, что округление не привело к значительному искажению ранее достигнутого результата.

Использование схемотехнического анализа в САПР OrCad позволяет эффективно исследовать статические, временные, частотные характеристики электрических схем с учетом технологических особенностей.

## Литература

1. Шалагинов А. Знакомство с пакетом OrCAD9.1 // Компоненты и технологии. 2002. № 1.
2. Хайнман Р. PSpice. Моделирование работы электронных схем. М.: ДМК, 2005.
3. Златин И. Программа Advanced Analysis и режим анализа Sensitivity в PSD 15.0 и OrCAD 10.0 // Компоненты и технологии. 2005. № 5, 8.
4. Massobrio and Antognetti. Semiconductor Device Modeling with SPice. 2nd Edition, McGraw-Hill, 1993.
5. Петров М. Н., Гудков Г. В. Моделирование компонентов и элементов СВИС: Учеб. пособие. Великий Новгород: НовГУ им. Ярослава Мудрого, 2006.
6. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: В 4 вып. Вып. 3: Моделирование аналоговых устройств. М.: Радио и связь, 1992.
7. Соколов С. Аналоговые интегральные схемы / Пер. с англ. М.: Мир, 1988.