

Д. т. н. З. Ю. ГОТРА, д. т. н. Р. Л. ГОЛЯКА, И. И. ГЕЛЬЖИНСКИЙ

Украина, НУ «Львовская политехника»
E-mail: stakhira@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
25.02.2008 г.

Оппонент к. т. н. В. П. ПОПОВ
(НИИ микроприборов, г. Киев)

ИССЛЕДОВАНИЕ И ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В СХЕМАХ ДРАЙВЕРОВ ЕМКОСТНЫХ СЕНСОРОВ

Разработан и исследован драйвер для работы с емкостной нагрузкой более 10 нФ, развязывающий выход операционных усилителей от реактивной нагрузки, обеспечивая этим высокую стабильность работы схемы.

В последнее время слово драйвер широко употребляется в области устройств компьютерной техники. С точки зрения емкостных сенсоров драйвер можно рассматривать как схемный узел, обеспечивающий формирование сигнала на емкостном первичном преобразователе сенсорного устройства с целью измерения электрической емкости этого первичного преобразователя [1].

Актуальность исследования именно операционных усилителей (ОУ) в схемах емкостных драйверов обусловлена тем, что эти преобразователи, представляющие собой твердотельные однокристалльные интегральные схемы, являются наиболее массовой элементной базой современных электронных схем аналогового сигнального преобразования и, в частности, сенсорных устройств. Работа операционных усилителей в схемах драйверов емкостных сенсоров, определяющей особенностью которых является емкостная нагрузка схемы, связана с рядом проблем, в частности, с уменьшением полосы рабочих частот, скорости нарастания выходного сигнала и увеличением фазового сдвига между выходным и входным сигналами [2].

Наиболее существенными проблемами являются потеря стабильности работы операционного усилителя и его автоколебательный процесс. В результате проведенного нами исследования установлено, что нестабильность наиболее сильно проявляется в операционных усилителях нового поколения, созданных для работы с низковольтными микроомными источниками питания, в т. ч. в интегральных схемах типа rail-to-rail. Эта проблема рассмотрена также в ряде публикаций и рекомендаций по внедрению ОУ [3].

Результат исследования выходного сигнала микроомного низковольтного rail-to-rail операционного усилителя AD8541 в схеме буферного повторителя импульсного сигнала представлен на **рис. 1**. Эксперимент проводился в следующих условиях: напряжение питания схемы 5 В; ОУ [4] использовался в схеме повторителя (100%-ная отрицательная связь);

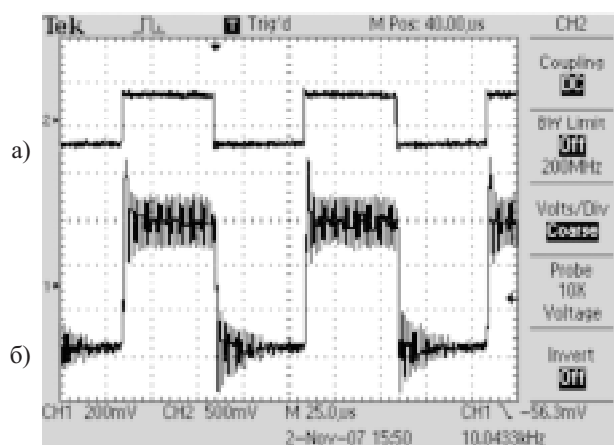


Рис. 1. Форма входного (а) и выходного (б) сигналов операционного усилителя AD8541 с емкостной нагрузкой

на вход схемы подавались импульсы прямоугольной формы амплитудой 200 мВ; операционный усилитель был нагружен емкостью $C_L=10$ нФ. Исследования проводились с помощью цифрового осциллографа нового поколения TDS 2022B (фирмы Tektronix, США), преимуществами которого являются широкая полоса частот, многоканальность и возможность передачи информации на компьютер [5].

Как видно из осциллограмм, ОУ с емкостной нагрузкой проявляет нестабильность работы. На вершине импульса имеет место генеративный процесс, а после завершения импульсов — затухающие автоколебания. Такая нестабильность работы не позволяет использовать указанный операционный усилитель в качестве драйвера емкостного сенсора.

Приведенные на **рис. 2** результаты моделирования подтверждают нестабильность работы операционного усилителя AD8541 в схеме буферного повторителя импульсного сигнала. Проанализируем причины нестабильности, а также рассмотрим способы стабилизации работы ОУ с емкостной нагрузкой с помощью математического моделирования схем, которое проводилось для приведенных выше условий и модели ОУ высшего уровня Level 3 [6].

Возможность работы ОУ с емкостной нагрузкой определяется в общем случае следующими факторами:

— внутренней структурой усилителя, в частности, его коэффициентом усиления, фазовой харак-

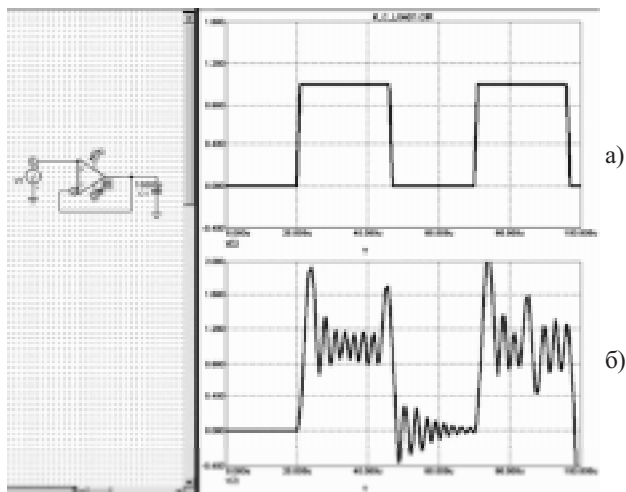


Рис. 2. Входной (а) и выходной (б) импульсы схемы ОУ с емкостной нагрузкой по результатам моделирования

теристикой и внутренними цепями коррекции фазочастотной характеристики;

— импедансом цепи нагрузки и, в первую очередь, зависимостью сопротивления нагрузки от частоты;

— коэффициентами связи, ослабления и фазового сдвига в цепи обратной связи, в т. ч. влиянием на параметры цепи обратной связи нагрузки, входного импеданса и паразитных (монтажных) емкостей.

Однако основным фактором влияния на стабильность работы ОУ с емкостной нагрузкой является величина выходного сопротивления усилителя R_{OUT} . В идеальном случае ($R_{OUT}=0$) наличие любой емкостной нагрузки не вносит изменений в фазовую характеристику операционного усилителя и не приводит к потере стабильности его работы.

Цепи внутренней фазочастотной коррекции современных ОУ в интегральном исполнении (однокристальная кремниевая интегральная схема) содержат, как правило, интегральные конденсаторы (преимущественно на основе структуры металл—диэлектрик—полупроводник) номиналом до 30 пФ, что является компромиссом между быстродействием усилителя и его стабильностью. Однако в некоторых схемах, например в контроллерах — актюаторах емкостных сенсорных устройств, драйверах коаксиальных кабелей, пиковых детекторах, устройствах выборки и хранения аналогового сигнала, могут возникнуть релаксационные и генерационные процессы, обусловленные емкостной нагрузкой.

Как показывает представленная на рис. 3, а схема замещения ОУ, емкостная нагрузка C_L и выходное сопротивление операционного усилителя R_{OUT} образуют RC -цепь первого порядка, обуславливающую изменение коэффициента передачи цепи обратной связи. Управляемый дифференциальным напряжением операционного усилителя источник питания VS моделирует коэффициент его усиления с разомкнутой обратной связью. Частотнозависимый коэффициент усиления данной схемы (рис. 3, б) определяется выражением

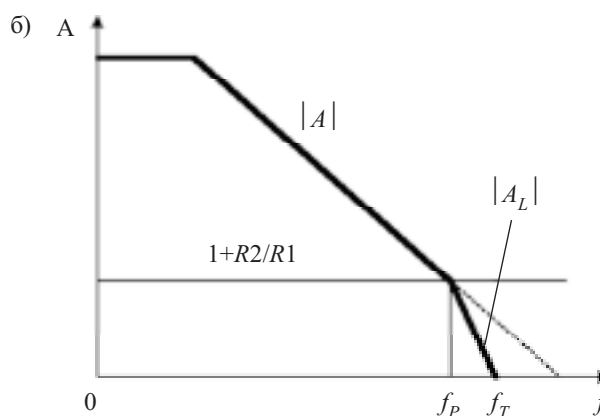
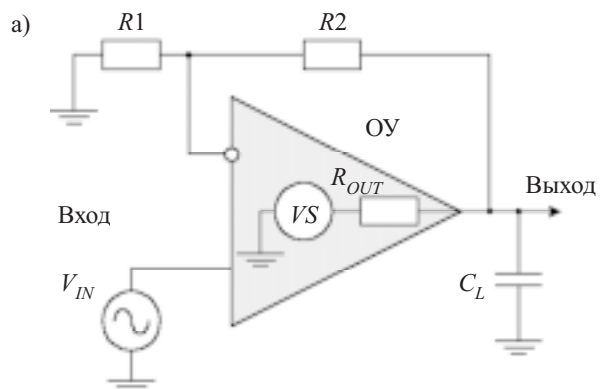


Рис. 3. Схема замещения (а) и амплитудно-частотная характеристика (б) операционного усилителя с емкостной нагрузкой

$$A_L = A(1 + jff_p)^{-1},$$

где f_p — частота излома,

$$f_p = 1/(2\pi R_{OUT} C_L);$$

A — коэффициент усиления разомкнутого ОУ без емкостной нагрузки на нулевой частоте.

Однокаскадное звено схемы характеризуется крутизной спада амплитудно-частотной характеристики до 20 дБ на декаду и может привести к запаздыванию выходного сигнала по фазе на 90° . Проблема заключается в том, что RC -цепь, образованная емкостной нагрузкой и выходным сопротивлением ОУ, увеличивает фазовую задержку, и при ее значении -180° отрицательная обратная связь превращается в положительную, приводя к возникновению автоколебательного процесса.

Таким образом, необходимо, во-первых, при разработке сигнальных усилителей всегда учитывать возможное возбуждение схем на операционных усилителях с емкостной нагрузкой и, во-вторых, определить пути минимизации этой нестабильности.

Методы стабилизации емкостных драйверов

Прежде всего следует подчеркнуть, что идеального решения проблемы стабилизации схем емкостных драйверов не существует, а ее решение является определенным компромиссом между динамическими характеристиками схемы и ее стабильностью. В каждом конкретном случае необходим подробный анализ и оптимизация параметров, а иногда необхо-

дим принципиально изменить подход к поставленной задаче.

Наиболее простым способом стабилизации ОУ с емкостной нагрузкой C_L является частичная развязка этой нагрузки от цепи обратной связи с помощью последовательного сопротивления R_S , однако это может улучшить стабильность схемы только частично.

Более эффективный метод стабилизации предусматривает высокочастотную коррекцию схемы емкостного драйвера дополнительными элементами обратной связи — конденсатором и резистором. Такое решение представлено на рис. 4, а. Конденсатор C_F уменьшает коэффициент усиления схемы и шунтирует емкостную нагрузку C_L на высокой частоте, а резистор R_X обеспечивает частичную развязку выхода ОУ от указанной емкостной нагрузки.

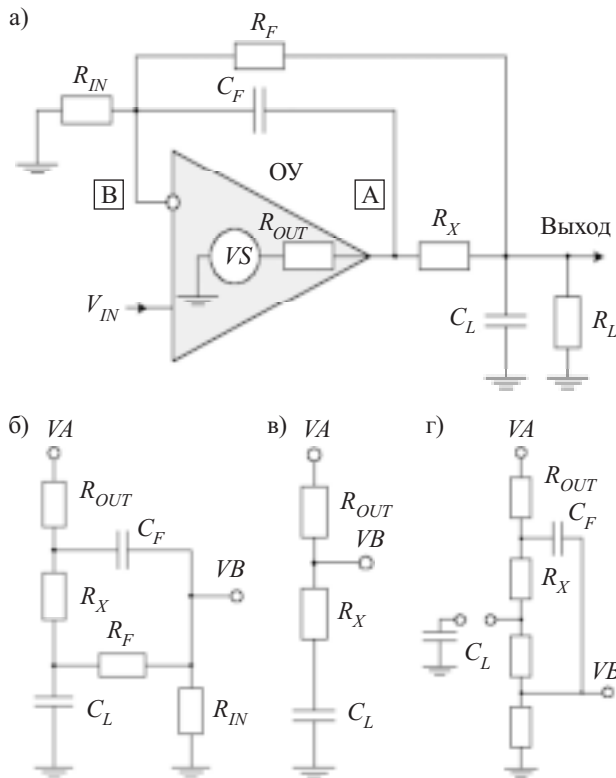


Рис. 4. Схема стабилизации емкостного драйвера неинвертирующего усилителя (а) и эквивалентные схемы цепей обратной связи (б, в, г)

Эквивалентная схема, объясняющая механизм стабилизации, представлена на рис. 4, б. Здесь VB обозначает напряжение на инвертирующем входе усилителя. При высокой частоте сопротивление конденсаторов C_F и C_L стремится к нулю. Для упрощения анализа рассмотрим отдельно поведение схемы на высокой частоте и на постоянном токе, предположив следующее:

— на высокой частоте конденсатор C_F закорочен, $R_X \ll R_F$, $R_{OUT} \ll R_{IN}$, нахождение полюса и нуля является функцией C_L , R_{OUT} и R_X . При этом частота излома f_p и нулевая частота f_z соответственно определяются из выражений

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_{OUT} + R_X)C_L}; \quad f_z = \frac{1}{2\pi R_X C_L};$$

— на постоянном токе конденсатор C_L разомкнут. При этом предположении частота излома f_p и нулевая частота f_z соответственно описываются выражениями

$$f_p = \frac{1}{2\pi[(R_X + R_F) \parallel (R_{OUT} + R_{IN})C_L]};$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi(R_X + R_F)C_F}.$$

Таким образом, можно рассчитать емкость конденсатора цепи обратной связи

$$C_F = \left(1 + \frac{1}{A_{CL}}\right) \left(\frac{R_F + R_{IN}}{R_F^2}\right) C_L R_{OUT},$$

где $A_{CL} = 1 + R_F / R_{IN}$ — коэффициент усиления ОУ с разомкнутой цепью обратной связи.

Пример проведенных нами исследований высокочастотной коррекции операционного усилителя AD8541 в схеме буферного повторителя импульсного сигнала при емкостной нагрузке $C_L = 20$ нФ представлен на рис. 5. Сравнение этих результатов с выходными сигналами схемы без коррекции (рис. 1) показывает, что задача стабилизации работы ОУ практически решена.

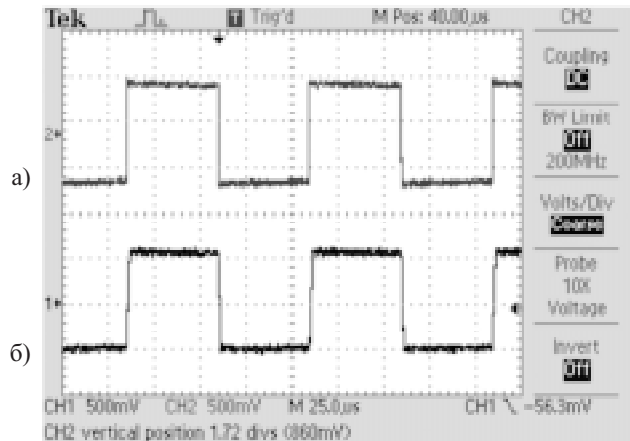


Рис. 5. Входной (а) и выходной (б) сигналы емкостного драйвера с коррекцией соответственно рис. 4

Определенным недостатком указанного метода является сужение полосы рабочих частот. В частности, на рис. 6, а показана форма выходных импульсов в случае значительного сужения полосы рабочих частот. Эту проблему необходимо учитывать при разработке высокочастотных драйверов емкостных сенсоров. Для сравнения на рис. 6, б показан другой крайний случай, когда при попытке получения широкой полосы частот теряется стабильность переходных процессов. Для данного примера компромиссным является вариант, представленный на рис. 6, в, который можно считать оптимальным решением.

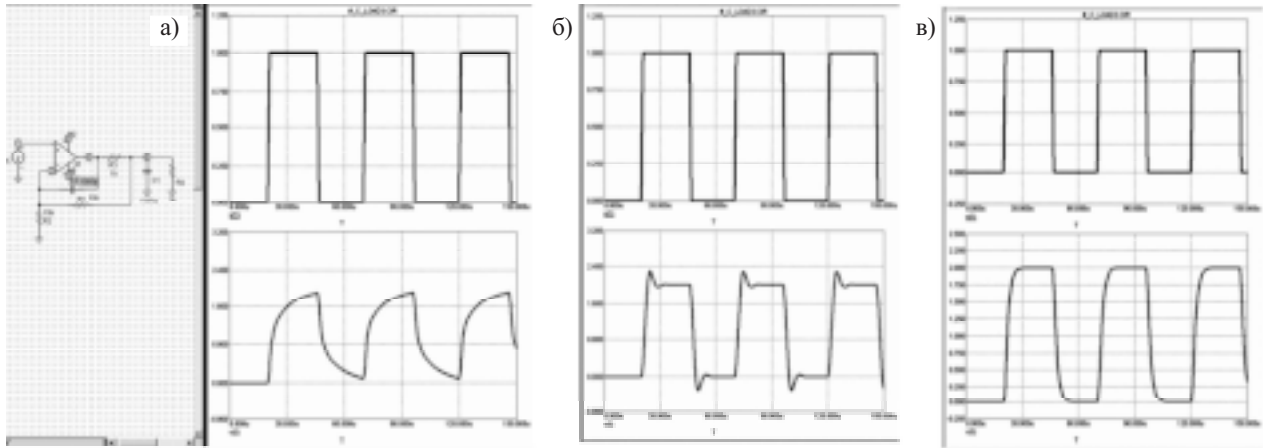


Рис. 6. Форма входных и выходных (нижний график) импульсов при значительном сужении полосы рабочих частот (а), при недостаточной частотной компенсации (б) и при оптимальной частотной компенсации (в) емкостного драйвера

Драйвер для большой емкостной нагрузки

Существуют задачи разработки емкостных драйверов с очень большой (выше 10 нФ) емкостной нагрузкой для обеспечения стабильной работы микро-мощных низковольтных операционных усилителей. Кроме этого, в ряде схем проявляется определенная нестабильность амплитуды выходного сигнала, обусловленная падением напряжения на включенном последовательно с нагрузкой резисторе R_X , а также уменьшение диапазона изменения выходного напряжения.

Для таких задач нами разработан специальный драйвер, схема которого представлена на рис. 7, а. Принципиальным ее отличием является развязка емкостной нагрузки при помощи каскада на транзисторах $T1, T2, T3$ и $T4$. Эти транзисторы образуют два токовых зеркала с масштабированием тока. Учти- тывая, что

$$V_{EB}(T1)+V(R2)+V(R3)+V_{EB}(T3)=V_{EB}(T2)+V_{EB}(T4),$$

$$V_{EB}(T2)\approx V_{EB}(T4),$$

коэффициент масштабирования тока I_{OUT}/I_{IN} можно определить из уравнения

$$I_{IN} \cdot R2 + m\phi_T \ln\left(\frac{I_{IN}}{I_O}\right) = m\phi_T \ln\left(\frac{I_{OUT}}{I_O}\right),$$

где V_{EB} — напряжение $p-n$ -перехода эмиттер–база;
 m — коэффициент неидеальности эмиттерных переходов транзисторов;
 I_O — ток насыщения $p-n$ -перехода;
 ϕ_T — температурный потенциал;
 I_{IN} — ток на входе каскада (он же — выходной ток операционного усилителя);
 I_{OUT} — ток на выходе каскада (он же — ток емкостной нагрузки).

Положительный эффект достигается тем, что выходной ток ОУ, а значит и влияние его выходного сопротивления на частотную нестабильность, уменьшается на величину коэффициента масштабирования тока выходного каскада. Следует также отметить, что величина коэффициента масштабирования тока не имеет определенного влияния на величину выход-

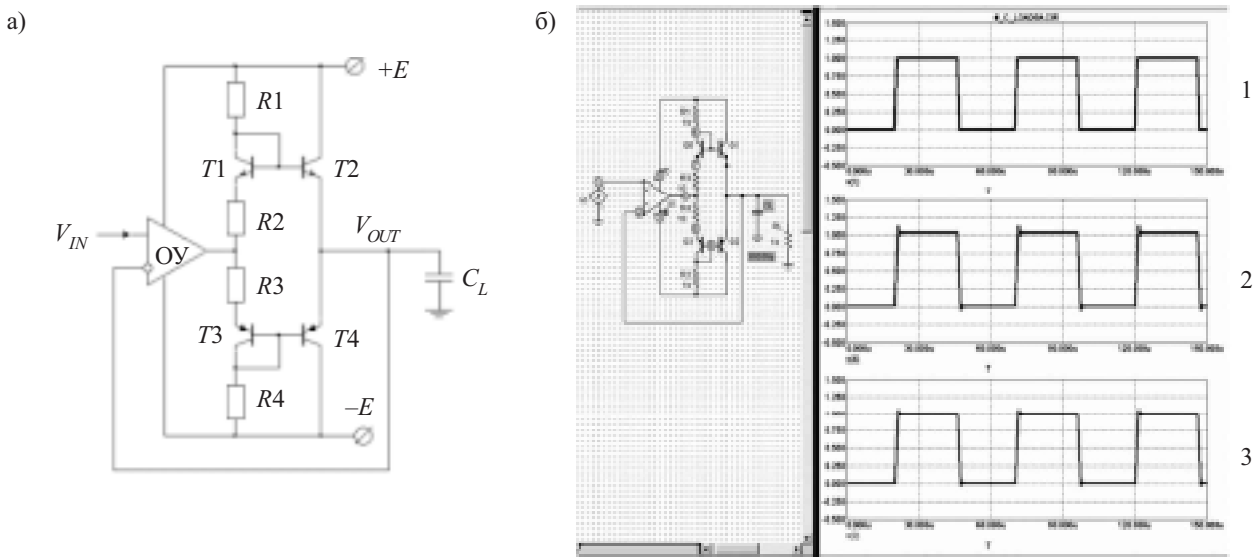


Рис. 7. Схема (а) и результаты моделирования (б) емкостного драйвера:
 1 — входной сигнал; 2 — сигнал на выходе операционного усилителя; 3 — сигнал на емкости нагрузки C_L

ного сигнала, т. к. схема охвачена 100%-ной отрицательной обратной связью. Это подтверждается результатами моделирования емкостного драйвера, представленными на рис. 7, б. Верхний график отображает входной сигнал, средний — сигнал на выходе ОУ, а нижний — сигнал на емкости нагрузки C_L . Как показывают результаты, даже в случае емкостной нагрузки $C_L=30$ нФ схема остается стабильной, а форма и амплитуда выходного сигнала полностью соответствуют соответствующим параметрам входного сигнала.

Предложенная схема может быть полезной при реализации драйверов длинных линий передачи сигнала на основе коаксиальных кабелей с большой погонной емкостью, для формирования опорного напряжения вторичных преобразователей сигнала сенсоров при однополярных низковольтных источниках питания, а также для широкого ряда схем, требующих повышенного выходного тока и минимального выходного сопротивления.

Для практической реализации предложенного емкостного драйвера необходимо, во-первых, чтобы транзисторы были попарно взаимно тождественными, во-вторых, чтобы они имели достаточно высокий коэффициент усиления по току и, в-третьих, имели достаточно низкое входное сопротивление. Наилучшим решением является использование спаренных транзисторов, в частности, MAT01 и MAT03 [7, 8] фирмы Analog Devices (США). Разница напряжений V_{EB} таких спаренных транзисторов не превышает 40 мкВ, температурный дрейф — 0,15 мкВ/°С, расхождение коэффициентов усиления — 0,7%, коэффициент усиления тока — не менее 500 для MAT01

и 100 для MAT03, а выходное сопротивление — не более 1 Ом.

Таким образом, проведено детальное моделирование и экспериментальное исследование ряда схем емкостных драйверов на ОУ, а полученные результаты позволяют оптимизировать параметры таких схем и выработать рекомендации по их использованию. Разработан и исследован драйвер для работы со значительной емкостной нагрузкой (свыше 10 нФ), развязывающий выход операционных усилителей от реактивной нагрузки, обеспечивая этим высокую стабильность работы схемы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Аналогова мікросхемотехніка вимірювальних та сенсорних пристроїв / За ред. З. Ю. Готри, Р. Л. Голяки.— Львів: Львівська політехніка, 1999.
2. Голяка Р. Л., Мельник О. М., Гельжинський І. І. Компенсація паразитного впливу лінії передачі сигналу в мікроелектронних сенсорах емнісного типу / Вісник Нац. університету „Львівська політехніка”. Елементи теорії та прилади твердотілої електроніки.— 2004.— № 512.— С. 71—78.
3. Soufiane Bendaoud, Giampaolo Marino. Practical Techniques to avoid instability due to capacitive loading // Analog Dialog.— 2004.— 38—06. www.analog.com.
4. General-Purpose CMOS Rail-to-Rail Amplifiers AD8541/42/44. Data sheet. www.analog.com.
5. TDS 2000 Series Oscilloscope. Data sheet. www.tek.com.
6. Daniel Foty, MOSFET Modeling with SPICE. Principles and Practice, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ 07458. 1997.
7. Matched Monolithic Dual Transistor. Data sheet. www.analog.com.
8. Low noise Matched Dual PNP Transistor. Data sheet. www.analog.com.

НОВЫЕ КНИГИ

Умняшкин С. В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов.— М.: Форум, Инфра-М, 2008.— 304 с.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению «Информатика и вычислительная техника» и специальности «Прикладная математика», включает в себя общие теоретические вопросы, связанные с цифровым представлением сигналов, основами анализа линейных дискретных систем. Значительное внимание уделено вопросам эффективного представления информации (сжатия данных) и использования вейвлет-преобразований.

Предназначено для студентов вузов, может быть рекомендовано в качестве дополнительного материала для направлений радиотехнического и телекоммуникационного профиля.

Росляков А. В. Сети доступа.— М.: Горячая линия—Телеком, 2008.— 96 с.

Рассмотрены вопросы построения современных сетей доступа и модернизации существующих сетей, а также приведена классификация необходимых для этого современных проводных и беспроводных технологий. Наибольшее внимание в пособии уделено самым востребованным в настоящее время широкополосным технологиям цифровых абонентских линий xDSL.

Для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению «Телекоммуникации» может быть полезно специалистам.

