Содержание

1. Постановка задачи

2. Структурный принцип собственной компенсации влияния проходных емкостей

3. Практическое применение принципа собственной компенсации

4. Взаимная компенсация емкостей подложки и нагрузки

5. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов

Библиографический список

1. Постановка задачи

Создание систем на кристалле связано с решением целого комплекса научных и технических задач. Единство аналоговых и цифровых модулей этих систем предопределяет разработку экономичных аналоговых и аналого-цифровых принципиальных схем достаточно сложных функциональных блоков. Без решения этой центральной, по мнению автора, проблемы потребляемая мощность аналоговых интерфейсов систем на кристалле значительно превысит этот показатель для центральных процессорных элементов. Именно поэтому многообразие архитектурных решений может оказаться невостребованным.

В [6] на уровне сложных функциональных блоков предложен эффективный способ собственной компенсации влияния частоты единичного усиления (f1) усилителей на базовые характеристики и параметры различных аналоговых устройств. Этот результат позволяет использовать экономичные операционные усилители (ОУ). Однако, как показано в [5], влияние скорости нарастания выходного напряжения ОУ на динамический диапазон устройств не уменьшается, а теоретическая неосуществимость полной собственной компенсации влияния  указывает на необходимость поиска принципов построения экономичных усилителей с расширенным диапазоном рабочих частот и более высокой скоростью нарастания выходного напряжения.

Для повышения интегральных качественных показателей основное усиление реализуется во входных каскадах. Именно поэтому скорость нарастания выходного напряжения любой схемы () определяется следующим соотношением [3]:

, (1)

где ,  – частота единичного усиления по петле обратной связи аналогового устройства и напряжение ограничения входного каскада.

Для увеличения  и, следовательно, скорости нарастания без изменения  во входных каскадах применяют либо полевые транзисторы, либо используют специальные цепи нелинейной коррекции [8]. Однако предельно допустимое для заданной технологии значение скорости нарастания в любом случае определяется граничной частотой каскада максимального усиления. Сложность структуры усилителей приводит к появлению недоминирующих полюсов, что требует для обеспечения устойчивости работы схем с обратной связью применения дополнительных корректирующих конденсаторов (Скорр), поэтому

, (2)

где  – потребляемый входным каскадом ток.

Увеличение  позволяет уменьшить необходимое значение Скорр и, следовательно, не только повысить скорость нарастания входного напряжения, но и расширить диапазон рабочих частот.

Из теории усилительных каскадов известно, что при >>1

, (3)

где – коэффициент усиления i-го каскада.

При использовании полевых транзисторов

, (4)

где S, Cout, Cк – крутизна, выходная и проходная емкости полевого транзистора.

Для биполярных транзисторов

, (5)

где  – сопротивление эмиттерного перехода;  – сопротивление области базы, статический коэффициент передачи эмиттерного тока и емкость коллекторного перехода;  – граничная частота передачи эмиттерного тока;  – общее сопротивление нагрузки.

На любом этапе развития технологии производства микросхем основным (доминирующим) фактором является влияние Ск. Таким образом, увеличение диапазона рабочих частот усилителей связано с созданием высокочастотных биполярных и(или) полевых транзисторов. В первую очередь для этого и ужесточаются технологические нормы их производства. Однако для обеспечения высококачественных малосигнальных параметров, входящих в соотношения (4) и (5), транзисторы должны в любом случае потреблять относительно большую мощность (Iopt, Uopt).



Рис. 1. Зависимость малосигнальных параметров транзисторов от потребляемого тока

Как видно из рис. 1, стремление уменьшить потребляемый в рабочей точке ток приводит к заметному и непропорциональному увеличению  и, следовательно, к уменьшению f1 и . Несложно показать, что уменьшение потребляемого тока увеличивает также вклад данного транзистора в собственный шум схемы. Аналогичный вывод характерен и для рабочего напряжения транзистора. Таким образом, по аналогии с [6] необходимо вскрыть топологические принципы компенсации влияния емкости коллекторного перехода и(или) проходной емкости полевого транзистора на диапазон рабочих частот усилителей.

2. Структурный принцип собственной компенсации влияния проходных емкостей

Для получения фундаментальных соотношений и качественных выводов в соответствии с методикой [6] рассмотрим основные свойства обобщенной структуры (рис. 2), которая поглощает любые электронные устройства, построенные на полевых и(или) биполярных транзисторах.



Рис. 2. Обобщенная структура электронных усилителей

Эта структура характеризуется следующей векторной системой уравнений

,  (6)

, 

Смысл векторов , , , , ,  и матриц , , , , их структура поясняется табл. 1.

Таблица 1

Физический смысл КЧС

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Матрица,  вектор | Размерность | Физический смысл компонент  (передача КЧС) |
|  |  | Передача с выхода i-го каскада (i-й транзистор) к базе (затвору) j-го транзистора |
|  |  | Передача с выхода i-го каскада (i-й транзистор) к эмиттеру (истоку) j-го транзистора |
|  |  | Передача от источника сигнала к эмиттеру (истоку) i-го транзистора |
|  |  | Передача от источника сигнала к базе (затвору) i-го транзистора |
|  |  | Передача с выхода i-го каскада к нагрузке |

При определении частных передач, указанных в табл. 1, необходимо учитывать входные и выходные сопротивления соответствующих каскадов. Влияние транзисторов описывается диагональными матрицами

,  (7)

размерностью , компоненты которых являются передаточными функциями каскадов с общим эмиттером или общим истоком  и каскадов с общей базой (общим коллектором) или общим затвором (общим стоком) .

Учитывая, что

,, (8)

из системы (6) получим передаточную функцию электронного устройства

, (9)

где , .

Следовательно, коэффициент усиления любого идеализированного электронного устройства K0 определяется из соотношения

. (10)

Указанные в таблице передачи пассивной части системы для неизбирательных усилителей относятся к цепям межкаскадной связи. Эти цепи являются делителями, образованными выходным сопротивлением i-го каскада и входным сопротивлением (i+1)-го каскада. Используя метод пополнения при определении обратной матрицы, получим

, (11)

где Ki – коэффициент передачи устройства на выходе i-го каскада; Hi – коэффициент передачи устройства при подаче сигнала на эмиттер (исток) i-го транзистора.

Эти локальные передачи определяются соотношениями

, (12)

, (13)

. (14)

Здесь векторы i ,  имеют одну единицу на i-й позиции.

Из соотношений (10), (11), (12) следует векторный сигнальный граф (рис. 3), отображающий топологию влияния постоянной времени i-го транзистора (вектор wi отсутствует).



Рис. 3. Векторный сигнальный граф электронной системы при влиянии емкостей i-го транзистора

Согласно методике [6] введем вектор

, (15)

действие которого направлено на изменение не только Нi, но и . После несложных преобразований [6] получим

, (16)

причем

, (17)

. (18)

Подстановка (17), (18), (13), (14), (15) в (16) показывает, что применение дополнительной обратной связи, связывающей вход  i-го транзистора с дополнительным входом схемы (компонента вектора Wi), приводит к следующему результату:

. (19)

Следовательно, постоянная времени (5) или (4), зависящая от технологии изготовления транзисторов и режима их работы, уменьшается на величину . Именно это и создает возможность выбора экономичного режима работы или применения более мягких технологических норм.

Таким образом, указанная на сигнальном графе дополнительная компенсирующая обратная связь является достаточной для уменьшения влияния емкостей как биполярных, так и полевых транзисторов. Из этого же графа (рис. 3) видно, что вектор  является единственным истоком обобщенной структуры, и поэтому такая обратная связь является един-ственной.

3. Практическое применение принципа собственной компенсации

Основной неформализованной задачей построения принципиальных схем различных по своему функциональному назначению усилителей является согласование режимов основного транзистора и компонентов, обеспечивающих реализацию компенсирующей цепи обратной связи. В этом и должен проявляться опыт инженера, минимизирующий число альтернативных вариантов. Продемонстрируем это на конкретном примере.

На рис. 4 показана структура усилительного каскада, соответствующая найденным в работе принципам построения. Из соотношений (12), (13), (14), (17), (18) следует

 (20)

где  – коэффициент усиления каскада с общей базой.



Рис. Структура усилительного каскада с компенсацией влияния Скб

Следовательно, приращение передаточной функции, вызванное влиянием Ск, будет иметь следующий вид:

. (21)

Таким образом, в приведенной структуре, как это видно из (21) и (5), наблюдается умножение численного значения Ск на множитель (1-Кп) и уменьшение ее влияния на частотный диапазон схемы. При этом чувствительность передаточной функции к емкости коллекторного перехода не изменяется.

Важной составляющей успешного решения задачи является также минимизация входной емкости усилительного каскада, являющегося либо входным, либо промежуточным. Именно поэтому в структуре этого четырехполюсника необходимо обеспечить относительно низкое сопротивление нагрузки в коллекторной цепи или при использовании полевых транзисторов в цепи стока. Пример реализации каскада с компенсацией приведен на рис. 5.



Рис. 5. Пример реализации широкополосного усилительного каскада

Анализ схемы приводит к следующему выражению:

, (22)

где  – постоянные времени, определяемые соотношением (5) для первого и второго транзисторов при .

Учитывая, что , влияние  на диапазон рабочих частот оказывается в практических схемах незначительным. В приведенных выражениях полагалось, что при экономичных режимах работы >. Таким образом, при < амплитудно-частотная характеристика каскада является гладкой, и перерегулирование переходной характеристики отсутствует (рис. 6).

2

1

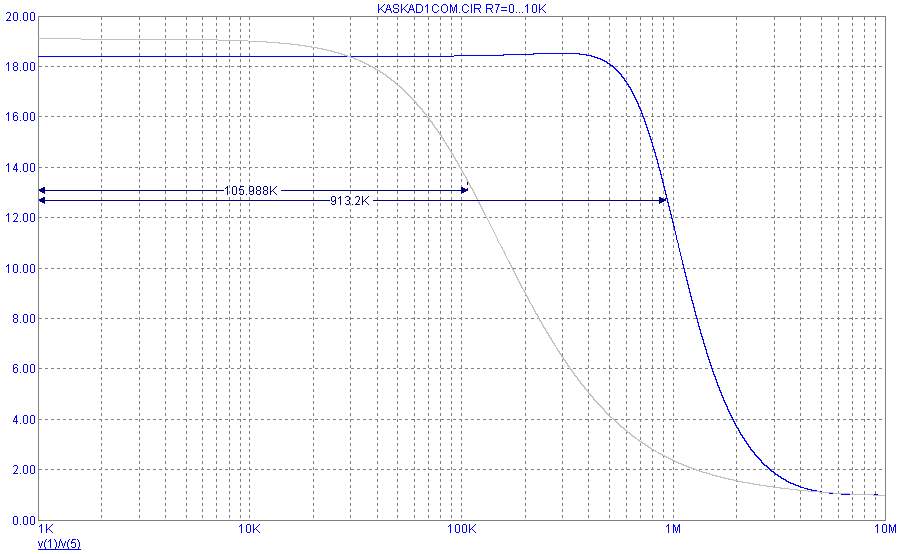


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика каскадов без компенсации влияния  (1) и с компенсацией (2)

Рассмотрим основные физические процессы в полученной структуре каскада с собственной компенсацией.

Выходной транзистор V1 (рис. 7) выполняет две функции. С одной стороны, он обеспечивает передачу в цепь нагрузки Rн.экв приращений тока , пропорциональных входному сигналу (составляющая Suвх.).



Рис. 7. Последовательная компенсация Ск1

Здесь и далее S,  – крутизна и коэффициент передачи по току цепи компенсирующей обратной связи (ЦКОС). С другой стороны, он передает в коллекторную цепь емкостную составляющую тока базы V1, которая выделяется подсхемой ВП1, а затем с усилением Ki.1 поступает в эмиттер и далее в цепь нагрузки V1:

. (23)

Для точного измерения тока  и компенсации Cк1 необходимо:

* обеспечить высокое сопротивление в эмиттерной цепи V1 с помощью подсхемы ЦКОС;
* выделить емкостную составляющую тока базы транзистора V1 с помощью ЦКОС. Такой режим обеспечивается близким к нулю входным сопротивлением ЦКОС;
* передать ток  в эмиттерную цепь V1 с коэффициентом передачи тока , близким к единице в широком диапазоне частот и без дополнительных фазовых сдвигов.

При выполнении данных условий в нагрузке V1 произойдет почти полная компенсация двух близких по величине, но противоположных по знаку токов  и .

К таким трактовкам теоретических результатов привыкли традиционные схемотехники компонентного уровня. Однако более общие принципы формирования понятий о принципах собственной компенсации можно получить, оперируя дополнительным возвратным отношением электронной схемы.

Дополнительный компенсирующий контур обратной связи характеризуется следующим возвратным отношением

, (24)

где  – входная проводимость компенсирующей цепи обратной связи.

Если в диапазоне высоких (верхних) частот каскада выполняется неравенство , как видно из соотношений (3), (5), возвратная разность анализируемой схемы будет иметь следующий вид

, (25)

что и объясняет эффект собственной компенсации. Действительно, без дополнительной обратной связи  образуют паразитную цепь комплексной (близкой к реактивной) обратной связи с положительной возвратной разностью (аналог отрицательной обратной связи), которая и уменьшает в диапазоне высоких частот коэффициент усиления каскада. Введение упомянутого контура, глубина которого непосредственно определяется величиной  при выполнении указанных ограничений, приводит к появлению дополнительного противоположного по знаку возвратного отношения (аналог положительной обратной связи), что в конечном итоге и уменьшает влияние  на постоянную времени каскада и расширяет диапазон его рабочих частот. Такой анализ физических процессов более перспективен, так как показывает возможность любого уровня компенсации за счет специального проектирования цепи обратной связи (реализация численного значения ). Последнее утверждение представляется важным по целому ряду чисто практических соображений и, в первую очередь, в плане возможности взаимной компенсации влияния емкости на подложку в сложных электронных схемах. Кроме этого, настоящая физическая трактовка полученного результата важна в плане влияния и, следовательно, выбора режимов работы основного и дополнительного транзисторов. Так, из (25) следует, что уровень компенсации зависит в основном от численного значения объемного сопротивления базы основного транзистора.

4. Взаимная компенсация емкостей подложки и нагрузки

Применение предложенного выше принципа расширения диапазона рабочих частот может оказаться недостаточным для достижения конкретных целей проекта. Влияние емкости между выходной цепью транзистора и подложкой кристалла (Спi) действует эквивалентно емкости нагрузки и, следовательно, может оказаться доминирующим фактором. В этом случае

, (26)

где  – коэффициент передачи цепи межкаскадной связи между i-м и j-м каскадами;  – эквивалентная постоянная времени цепи нагрузки i-го каскада; Сi – дополнительная емкость нагрузки i-го каскада.

Тогда, согласно (10) и табл. 1, при i=0  передаточная функция устройства будет иметь следующий вид:

. (27)

Учитывая, что

, (28)

получим

. (29)

Применив метод пополнения матрицы, когда

, (30)

получим ряд

, (31)

Где

 (32)

является коэффициентом передачи идеализированного усилителя (отсутствуют реактивные составляющие в моделях транзисторов),

 (33)

коэффициент передачи на выходе i-го каскада при выполнении аналогичных условий,

 (34)

передаточная функция на выходе схемы при подаче сигнала на конденсатор  (), входящий в структуру нагрузки i-го каскада.

Векторный сигнальный граф схемы, отображающий эти соотношения, приведен на рис. 8.



Рис. 8. Векторный сигнальный граф системы при влиянии Спi и Сi

Как отмечалось выше, условия собственной компенсации, вытекающие из (19), являются достаточными и единственными, поэтому сравнения соотношений (11) и (31), (12)–(14) и (32)–(33) показывают невозможность такой компенсации для емкостей нагрузки и подложки. Физическая сторона такого утверждения связана с электрической недоступностью заземленного узла Спi и Сi.

Действительно, как это видно из схемы (рис. 4), собственная компенсация осуществляется действием контура дополнительной (регенеративной) обратной связи через этот же проходной конденсатор. Отметим, что для указанного принципа компенсации такой вывод справедлив и при более сложной структуре паразитных постоянных времени активных элементов [6].

Невозможность собственной компенсации  требует детального исследования взаимной компенсации [6]. Для решения этой задачи введем матрицу , показанную на рис. 8 пунктиром. Невозможность собственной компенсации  требует детального исследования взаимной компенсации [6]. Для решения этой задачи введем матрицу , показанную на рис. 8 пунктиром.

Тогда

 (35)

Из системы (35) следует, что результирующее приращение коэффициента передачи К0 определяется следующим соотношением:

, (36)

где

, (37)

. (38)

Следовательно, для компенсации влияния  необходимо выполнить условие

 (39)

Действительно, в этом случае реализуется параметрическое равенство

, (40)

минимизирующее приращение (36).

Таким образом, для реализации принципа взаимной компенсации влияния эквивалентной емкости нагрузки i-го каскада необходимо выход j-го каскада усилителя подключить к выводу дополнительного (в данном случае компенсирующего) конденсатора Сi так, чтобы выполнить условия (40).

Если в структуре усилителя используется последовательное включение каскадов

, (41)

то это условие можно конкретизировать до численного значения дополнительного конденсатора

. (42)

Настоящее соотношение показывает, что эффективность такого способа решения общей задачи зависит от идентичности процессов в тех компонентах, модели которых и характеризуют эти емкости. В этой связи в качестве Сi целесообразно использовать один из активных компонентов в соответствующем режиме работы.

Рассмотрим применение найденного принципа на примере трехкаскадного усилителя (рис. 9).



Рис. 9. Взаимная компенсация влияния Сп и С1 на частотные характеристики усилителя

Здесь при условии К0 ≈ К01 проводимости gвх2 и gвых1 достаточно малы, и влияние СП максимально, что и определяет ее доминирующее значение. В соответствии с (39)–(41) введение С1 при выполнении согласно соотношению (42) следующего условия

 (43)

влияние С1 и СП исключается.

Недостатком взаимной компенсации является относительно высокая чувствительность этого условия к нестабильности Спi и Сi. Так, для указанного на рис. 9 случая относительная чувствительность постоянной времени усилителя и, следовательно, его граничной частоты

, (44)

 (45)

непосредственно определяется желаемым (достижимым) уровнем компенсации. Именно поэтому и будет наблюдаться режимная зависимость частоты единичного усиления такого устройства.

В этой связи кардинальным способом решения практических задач является переход на схемотехнику устройств с собственной компенсацией путем изменения геометрии транзисторов и создания под сформулированный здесь принцип «сигнальной» доступности подложки.

В этом случае компенсация влияния соответствующей паразитной емкости совпадает со структурой организации компенсирующего контура влияния .

На рис. 10 показана топология p-n-p транзистора ФГУП НПП «Пульсар».

а) б)

Рис. 10. Топология p-n-p транзистора ФГУП НПП «Пульсар» без компенсации Сп (а) и с компенсацией Сп (б)

Особенность изоляции p-n переходом такого транзистора состоит в том, что вывод от его изолирующего кармана К1 обычно подключается к шине положительного источника питания Еп при металлизации. Однако, если вывод К1 в конкретной схеме соединить с эмиттером p-n-p транзистора (рис. 10б), а эмиттер подключить к Еп через резистор Rэ, сопротивление которого в 510 раз превышает сопротивление эмиттерного перехода, то в соответствии с (42) эффективное значение емкости на подложку Сп уменьшается:

, (46)

где  – комплексный коэффициент передачи тока эмиттера;  – верхняя граничная частота коэффициента усиления по току эмиттера.



а)



б)

Рис. 11. Примеры собственной компенсации емкости на подложку p-n-p транзистора V3

Например, в схеме каскодного усилителя рис. 11а, сформированный таким образом вывод К1 от изолирующего кармана и эмиттера p-n-p транзистора V3 должен (для получения эффекта компенсации Сп3) соединяться с шиной положительного источника питания  через резистор . Это несколько сужает области практического использования такого технического решения, так как высокоомный резистор R1 не всегда удается реализовать. Поэтому в ряде случаев целесообразно введение дополнительного компенсирующего канала на транзисторе V2 (рис. 11б), что позволяет снять ограничение на способ соединения эмиттера входного транзистора V1 с шиной питания .

Так, для схемы рис. 11б в диапазоне частот  эффективная емкость на подложку выходного транзистора V3 согласно (42) определится следующим соотношением:

, (47)

компенсация дифференциальный каскад кристалл

где  – коэффициент передачи тока эмиттера транзисторов V2, V3.

На рис. 12 показан вариант построения компенсирующего канала на транзисторе V2.



Рис. 12. Вариант построения компенсирующего канала на транзисторе V2



а)



б)

Рис. 13. Каскадный усилитель без компенсации Сп (а) и с компенсацией Сп (б)

На рис. 13 приведены схемы исследованных в среде PSpice каскодных усилителей со стандартной (рис. 13а) и предлагаемой (рис. 13б) топологией.

### 

Рис. 1 ЛАЧХ коэффициента передачи по напряжению каскадных усилителей

Амплитудно-частотные характеристики усилителей рис. 13, представленные на рис. 14, свидетельствуют, что рассмотренный способ уменьшения влияния емкости на подложку расширяет частотный диапазон каскада в 67 раз.

Структурная идентичность компенсирующих контуров в обратной связи, минимизирующих влияние  и  в усилительных каскадах, показывает, что при определенных топологиях транзистора, имеющего максимальное сопротивление нагрузки и, следовательно, коэффициент усиления оказывается возможной одновременная собственная компенсация влияния указанных емкостей. В некоторых практических задачах именно эти дово-ды могут быть решающими для выбора способов схемотехнической реали-зации. В качестве примера, демонстрирующего такой подход, рассмотрим схему каскада, показанную на рис. 15.



а)



б)

Рис. 15. Каскадный усилитель с компенсацией Сп и Скб транзистора V2 (а) и его модель в среде PSpice (б)

Из принципов взаимодействия транзисторов V1 и V2 видно, что каскад с общей базой на V2 обеспечивает компенсацию влияния  и  при условии, что вывод изолирующего кармана  (рис. 10) соединен с его входом. Однако, как и ранее, численное значение  оказывается достаточно большим.

Как показывает компьютерное моделирование (рис. 15б), это позволяет обеспечить еще больший выигрыш по верхней граничной частоте (рис. 16).



Рис. 16. ЛАЧХ коэффициента передачи по напряжению каскодных усилителей со стандартной топологией (рис. 13а), топологией с компенсацией только Сп (рис. 13б) и топологией с компенсацией Сп и Скб (рис. 15б)

Недостатком взаимной компенсации является относительно высокая чувствительность этого условия к нестабильности  и . Так, для указанного на рис. 9 случая относительная чувствительность постоянной времени усилителя и, следовательно, его граничной частоты определяется соотношениями (42)–(44).

Завершая обсуждение найденных принципов собственной и взаимной компенсации влияния паразитных емкостей полупроводниковых компонентов, целесообразно отметить два обстоятельства, имеющих, возможно, самостоятельное значение в аналоговой микросхемотехнике.

Во-первых, относительно хорошая корреляция полупроводниковых емкостей отдельных областей кристалла, их режимная зависимость позволяют без существенного увеличения погрешности реализации граничной частоты усилителей и запаса устойчивости по фазе широко использовать сочетание собственной и взаимной компенсации. В этом случае создаваемый компенсирующий контур обратной связи с положительным возвратным отношением должен иметь достаточную (>1) глубину для создания условий чередования знаков в поправочных номиналах.

Например, постоянная времени, обусловленная влиянием проходной емкости транзистора с учетом действия контура обратной связи, является отрицательной величиной и частично компенсирует действия положительной постоянной, определяемой емкостью подложки.

Во-вторых, принцип действия компенсирующего контура обратной связи можно использовать и для частотной коррекции характеристик усилителя в целом. Так, в СВЧ ОУ для SiGe технологии доминирующим фактором может оказаться влияние «времени пролета», поэтому даже при минимальной «электрической длине» схемы может быть реализован избыточный запас устойчивости по фазе, который и можно использовать для расширения диапазона рабочих частот. На рис. 17 приведена схема такого ОУ для технологического процесса SGB25VD.

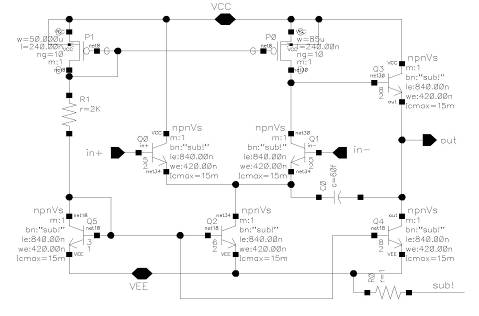


Рис. 17. Схема СВЧ ОУ со взаимной компенсацией влияния 

Здесь корректирующий конденсатор  образует контур с положительным возвратным отношением и компенсирует влияние емкости нагрузки в усилительном каскаде. Результаты моделирования схем в среде Cadence приведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты моделирования схемы СВЧ ОУ

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Условие | Параметр | | | | |
| ,  (ГГц) | ,  (град) | ,  (кВ/мкс) | ,  (кВ/мкс) | ,  (В) |
|  | 16,2 | 56,3 | 7,23 | 4,54 | 0,8 |
|  | 17,6 | 47,7 | 6,87 | 4,51 | 0,8 |

Таким образом, сформулированный принцип компенсации дает позитивные результаты в диапазоне сверхвысоких частот и может использоваться для решения широкого класса практических задач.

Эффективность использования настоящего принципа собственной компенсации в практических разработках зависит от соотношения качественных показателей основных и дополнительных транзисторов. Развитие этого подхода обсуждается в других работах автора и его коллег, однако всегда удается получить расширение диапазона рабочих частот устройства в несколько раз либо существенно уменьшить величину потребляемого тока.

5. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов

Для получения фундаментальных соотношений и качественных выводов в этом классе задач рассмотрим основные свойства обобщенной структуры (рис. 2), которая поглощает любые электронные устройства, построенные на полевых и(или) биполярных транзисторах.

В этом случае диагональные матрицы  и  состоят из компонентов

; , (48)

которые являются коэффициентами усиления i-го каскада по инвертирующему () и неинвертирующему () входам, где  – эквивалентная крутизна усиления i-го активного элемента;  – эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи коллектора или стока i-го транзистора,  – эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера или истока (в режиме эмиттерного или истокового повторителя). Учитывая, что

; , (49)

где  – коэффициент передачи эмиттерного или истокового повторителя. Решение системы (6) позволяет получить передаточную функцию обобщенной структуры

 (50)

При подаче на i-й и j-й входы активных элементов синфазного сигнала () структура векторов, входящих в функции (50), имеет следующий вид

 (51)

 (52)

В случае использования дифференциального сигнала на тех же входах () знак j-й компоненты этих векторов изменится на противоположный

 (53)

. (54)

Таким образом, решение поставленной задачи сводится к поиску компонентов матриц , , обеспечивающих минимизацию функций

 (55)

 (56)

при выполнении ограничений на дифференциальный коэффициент усиления

 (57)

. (58)

С точки зрения развития схемотехники анализируемых узлов решение задачи (55) и (56) в базисе функциональных компонент матриц  и  целесообразно сосредоточить на поиске структурных признаков дифференциальных каскадов, которые в последующем ранжируются по критериям достижимого дифференциального коэффициента усиления и параметрической чувствительности.

Для дифференциальных каскадов приведенные выше соотношения можно конкретизировать при N=2, тогда из (55) для  коэффициент передачи для синфазного напряжения на выходе первого канала

, (59)

а для  на выходе второго канала

, (60)

 (61)



Аналогично из (57) вытекает выражение для дифференциальных коэффициентов усиления

 (62)

 (63)

Соотношения (59), (62), а также (60), (63) достаточны для решения задачи минимизации коэффициента передачи синфазного сигнала при физически осуществимых ограничениях на дифференциальный коэффициент усиления как для симметричного, так и для несимметричного выходов.

Рассмотрим вариант построения дифференциального каскада без дополнительных местных обратных связей, когда

 (64)

В этом случае

, (65)

, (66)

, (67)

, (68)

где .

Учитывая полную симметричность выражений (65), (66) и (67), (68), связанную с индексами локальных передач базисных структур и элементов связи между ними, дальнейший анализ вариантов решения задачи можно рассматривать только для дифференциального каскада с одним выходом. Так, из (65) и (67) следует, что минимизация  и максимизация  возможны при  (), поэтому

 , (69)

. (70)

Для выполнения параметрического условия

 (71)

задача имеет однозначное решение

, (72)

а при  осуществляется также и максимизация 

 (73)

Таким образом, наличие связи выхода 2 каскада с инвертирующим входом 1 каскада () обеспечивают минимизацию коэффициента ослабления синфазного сигнала на его выходе. Указанная функциональная связь эквивалентна связи () выхода повторителя первого каскада с неинвертирующим входом второго каскада.



Рис. 18. Классический дифференциальный каскад.

Действительно,

 (74)

с учетом соотношений (49) и (71)

. (75)

Условие (75) хорошо известно. Например, при использовании одного источника тока () в общей цепи эмиттера (истока) 1 и 2 транзисторов следует

. (76)

Однако в случае применения в цепях истока или эмиттера резистора ( на рис. 18) или незначительной величиной напряжения Эрли, используемого в качестве источника тока транзистора, условие (76) нарушится, и минимизация  параметрически оказывается невозможной.

Из соотношений (49), (65), (66) при  следует

, (77)

, (78)

где , .

Таким образом, параметрическая чувствительность коэффициента передачи синфазного напряжения к нестабильности малосигнальных параметров транзисторов (,) не превышает единицы. Далее будет показано, что только эта схема характеризуется таким свойством и поэтому не требует согласования различных компонентов.

Необходимая параметрическая «степень свободы», как видно из (65), может быть создана в случае применения дополнительных каскадов, обеспечивающих любое численное значение  не только с положительным, но и с отрицательным значением. Действительно, при  условие минимизации  связано с выполнением условия

, (79)

при этом численное значение дифференциального коэффициента усиления остается неизменным. Несложно установить, что функциональная связь  реализуется инвертирующим каскадом, например, так, как это показано на рис. 19.



Рис. 19. Квазидифференциальный каскад

Совместное решение системы уравнений, образованной (78) и (79), при условии  приводит к необходимости реализовать следующее параметрическое условие

 (80)

минимизации  и максимизации дифференциального коэффициента усиления

. (81)

Из условия (79) также следует равенство

, (82)

которое указывает на возможность реализации связи выхода первого и выхода второго каскадов через инвертирующий каскад () так, как это показано на рис. 20.



Рис. 20. Дифференциальный каскад с динамической нагрузкой

Из анализа схемы следует, что

, (83)

поэтому минимизация  требует согласования малосигнальных параметров n-p-n и p-n-p транзисторов, для выполнения условия

, (84)

что и объясняет высокую (больше 1) параметрическую чувствительность этого параметра. Однако дифференциальный коэффициент усиления схемы в силу динамической нагрузки каскада () оказывается достаточно большим

, (85)

что в ряде случаев позволяет использовать значительные величины  и  для увеличения его граничного напряжения.

Для уменьшения влияния малосигнальных параметров транзисторов на коэффициент передачи синфазного напряжения можно в структуре динамических нагрузок использовать местную отрицательную обратную связь, например, так, как это показано на рис. 21.



Рис. 21. Дифференциальный каскад с динамической нагрузкой и дополнительным контуром обратной связи

В этом случае

 (86)

для минимизации коэффициента передачи синфазного напряжения необходимо выполнить условие

, . (87)

Однако параметрическая чувствительность к дополнительным эмиттерным сопротивлениям не уменьшается. Выполнение условия (87) уменьшает дифференциальный коэффициент усиления каскада

 (88)

Полученные результаты являются общими и показывают возможные способы построения дифференциальных каскадов. Строго говоря, условия (71), (79) могут быть реализованы при использовании цепей базы (затвора) основных (V1, V2) транзисторов. В этом случае знак локальной передачи  необходимо изменить на противоположный, т.е. использовать передачу .

Отметим, что такие структуры позволяют также существенно повысить граничное напряжение дифференциального каскада и, следовательно, скорость нарастания выходного напряжения соответствующего усилителя.

Полученные результаты хорошо известны и имеют чисто методическое значение. Они показывают возможные схемотехнические сочетания каскадов без использования дополнительных обратных связей (условие (64)). Однако соотношения (59)–(63) показывают, что диагональные элементы матриц  и , которые являются признаками дополнительных обратных связей, оказывают аналогичное влияние на синфазный и дифференциальный коэффициенты передачи схем.

Соотношения (74) и (79) устанавливают основные структурные признаки простейших дифференциальных каскадов, когда минимизация коэффициента передачи синфазного напряжения не уменьшает его дифференциальный коэффициент усиления. Более детальное их сопоставительное исследование показывает, что условие (74) обеспечивает более мягкие требования к стабильности эквивалентной крутизны применяемых транзисторов. Именно поэтому при разработке методики их структурного синтеза это условие можно использовать в качестве базового.

При =1

. (89)

Тогда из (59) и (60) при условии, что инвертирующие входы активных элементов не используются для организации контуров дополнительных обратных связей (), несложно получить следующие базовые соотношения:

 (90)

 (91)

 (92)

 (93)

При наличии указанной в (74) функциональной связи  (рис. 19 при  ) предельное значение коэффициентов ослабления синфазного сигнала с учетом (48) и (49) определяется следующими соотношениями

 (94)

 (95)

где , .



Рис. 22. Дифференциальный каскад с дополнительными обратными связями

Таким образом, если  и  функции (90) и (91) минимизируются в пространстве параметров основных каскадов и вводимых цепей межкаскадной связи. Подстановка условий (89) и его симметричного эквивалента в (61) показывает, что при ,  знаменатели приведенных выше соотношений равны 1 и при указанной особенности цепей межзвеньевых связей уменьшение коэффициента усиления каскада не наблюдается. Принципиальная схема такого каскада приведена на рис. 19. Анализ схемы при условии идентичности плеч приводит к следующему результату

; (96)

; (97)

; (98)

. (99)

Теоретически реализация аналогичной компенсирующей обратной связи возможна и за счет применения цепей базы (затвора) основных транзисторов, в этом случае , . Однако при этом возникают проблемы с реализацией входных цепей дифференциальных каскадов.

Приведенный выше принцип построения дифференциальных каскадов и усилителей увеличивает коэффициент ослабления синфазного сигнала при неизменном дифференциальном коэффициенте усиления. Для подтверждения данного теоретического положения выполнено моделирование различных схем в среде PSpice. Для наглядности можно продемонстрировать также инженерный алгоритм построения таких дифференциальных каскадов, который следует из приведенных выше результатов.

Рассмотрим простейший дифференциальный каскад, приведенный на рис. 23. Его параметры приведены в табл. 3.



Рис. 23. Структура обычного дифференциального каскада в среде PSpice

Таблица 3

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| №  схемы | № кан. | Параметры | | | | | | | | | |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| дБ | МГц | В | мВ | дБ | МГц | В | мкА | мкА | В |
| Рис. 23 | 1 | -62 | 1,7 | -4 | -50 | -6 | 670 | 4,3 | 107 | 213 | 5 |
| 2 |
| 4,9 | 400 |
| Рис. 24 | 1 | -55 | 6,1 | -4 | -50 | -6 | 63 | 4,3 | 106 | 423 | 5 |
| 2 | 4,9 | 400 |
| Рис. 25 | 1 | -113 | 0,012 | -2,7 | -50 | -6 | 56 | 4,3 | 106 | 465 | 5 |
| 4,8 | 400 | 125 |

При моделировании схемы использовались компоненты радиационностойкого аналогового базового матричного кристалла (АБМК) [3]. Относительно небольшой коэффициент ослабления синфазного напряжения (62 дБ), как это отмечалось ранее, объясняется влиянием сопротивления участка цепи коллектор-эмиттер транзистора, на базе которого реализован источник тока. В соответствии со структурной схемой рис. 22 для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала в схему необходимо ввести две компенсирующие обратные связи, действие которых должно также обеспечить неизменным дифференциальный коэффициент передачи каскада. Именно такая схема приведена на рис. 2 При ее моделировании использовались транзисторы указанного выше АБМК и сохранены режимы их работы.

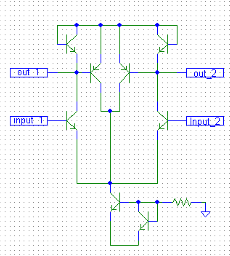


Рис. 2 Дифференциальный каскад с дополнительными обратными связями

Как видно из табл. 3, несмотря на ожидаемый результат ослабление синфазного напряжения не наблюдается. Однако это имеет достаточно простое объяснение: использованные в схеме дополнительные p-n-p транзисторы характеризуются значительно более низким сопротивлением коллекторного перехода. Именно поэтому, как следует из соотношения (74), и увеличивается коэффициент передачи синфазного напряжения. Необходимо также отметить значительное увеличение диапазона рабочих частот для этого сигнала, которое также объясняется действием введенных контуров. Действительно, даже не привлекая дополнительных исследований, из соотношений (77), (78), (96), (97) следует, что эффективность действия контуров возрастает при уменьшении начального значения коэффициента ослабления синфазного напряжения.

Необходимо отметить отсутствие перерегулирования в предложенной схеме, которое характерно для простейшего дифференциального каскада. Заметное уменьшение диапазона рабочих частот для дифференциального напряжения объясняется значительным увеличением емкости нагрузки каскада не только за счет влияния паразитных емкостей транзисторов p-n-p типа, но и за счет увеличения соответствующей емкости на подложку.

Таким образом, в рамках указанных компонентов повышение эффективности действия контуров обратных связей возможно только при условии разделения узла ввода сигнала обратной связи и эмиттерных цепей основных транзисторов. Решение данной задачи возможно в рамках схемы, показанной на рис. 25. Наличие такого преобразования обеспечивает увеличение коэффициента ослабления синфазного сигнала практически на три порядка.

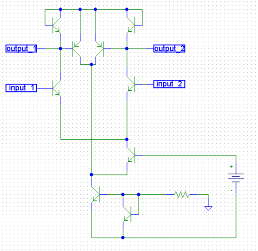


Рис. 25. Структура дифференциального каскада с максимальным коэффициентом ослабления синфазного сигнала

Как видно из соотношений (96) и (97), идентичность основных транзисторов должна обеспечивать нулевое значение . Однако в реальных схемах эта величина ограничивается влиянием сопротивления коллекторного перехода, образующего цепь прямой передачи входного сигнала из базы в коллектор основных транзисторов.

Полученные выше схемы наглядно демонстрируют место структурного синтеза в аналоговой микросхемотехнике. Любые результаты анализа обобщенной структуры позволяют выявить фундаментальные ограничения в исследуемом классе электронных схем, показать способы решения практических задач и перевести их из области эвристических процедур в область формализованных математических преобразований. Однако для получения на этой основе практических схем по-прежнему необходим детальный анализ возможных схемотехнических конфигураций, вскрытие причин, обусловливающих те или иные результаты, поиск способов преодоления трудностей. Именно эти проблемы и создали «специальный язык» схемотехники, который по своей значимости ничем не уступает языку алгоритмизации проектных процедур. С методической точки зрения композиция этих двух подходов и открывает новые горизонты в микросхемотехнике. Так, решение главной в предметной области задачи и уверенность в ее если не оптимальном, то рациональном решении позволяет перевести эти результаты в область нового практического применения, используя язык схемотехники даже без поиска физического объяснения найденной закономерности. Сказанное можно продемонстрировать на конкретной задаче применения синтезированных дифференциальных каскадов. Первоначально сформулируем практическую задачу.

Создание смешанных систем на кристалле не только аналого-цифро-вого, но и цифроаналогового типов предполагает разработку широкодиапазонных и энергоэкономичных инструментальных усилителей как с фиксированными, так и с управляемыми параметрами. Эти устройства являются основой как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков. Кроме этого, их схемотехника должна ориентироваться на базовые компоненты и технологические процессы, применяемые при производстве СнК. С этих позиций использование классических инструментальных усилителей, состоящих из трех прецизионных операционных усилителей и семи резисторов, оказывается невозможным по следующим основным причинам. Во-первых, коэффициент ослабления синфазного сигнала будет непосредственно определяться точностью изготовления этих резисторов. Например, для резисторов с классом точности 0,1 %  не превышает 60 дБ, что при полупроводниковой технологии требует специальной дорогостоящей функциональной подстройки. Во-вто-рых, для реализации трех ОУ необходимо относительно большое число транзисторов (75–100), с оптимальным режимом работы соответствующих каскадов. Наконец, и это самое главное, потребляемая от источников питания мощность оказывается соизмеримой с мощностью программируемого ядра СнК.

В [6] отмечалось, что решение таких задач целесообразно ориентировать на мультидифференциальные ОУ (МОУ), в рамках которых используется только один выходной и промежуточные каскады. Однако базовая структура входных цепей МОУ непосредственно определяет достижи- мый  при заданном дифференциальном коэффициенте усиления. Таким образом, для решения различных задач необходимо оценить целесообразность использования данной структуры во входных каскадах этих усилителей.

На рис. 26 приведена структурная схема входного каскада для МОУ с дополнительными компенсирующими синфазный сигнал обратными связями и эмиттерными сопротивлениями для расширения диапазона линейной работы. В табл. 4 приведены результаты ее поэтапного преобразования:

* вариант 1: простейший входной каскад без дополнительных обратных связей и эмиттерных сопротивлений;
* вариант 2: входной каскад с дополнительными, компенсирующими синфазный сигнал обратными связями, но без эмиттерных сопротивлений;
* вариант 3: входной каскад с эмиттерными сопротивлениями для расширения диапазона линейной работы, но без дополнительных обратных связей;
* вариант 4: входной каскад, приведенный на рис. 26.

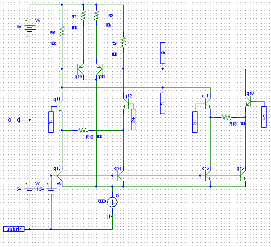


Рис. 26. Структурная схема входного каскада для МОУ с дополнительными обратными связями и эммитерными сопротивлениями

Таблица 4

Результаты моделирования мультидифференциальных каскадов

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Вариант | Параметры | | | | | | |
|  |  |  |  |  |  |  |
| дБ | Гц | В | мВ | дБ | МГц | В |
| 1 | -82 | 2500 | -3,3  1,7 | -40  40 | 30 | 22 | 1,1 |
|
| 2 | -119 | 76 | -3,3  3,3 | -40  40 | 26 | 16 | 2,6 |
|
| 3 | -82 | 2500 | -5  1,6 | -2000  850 | -0,2 | 21 | 1,1 |
|
| 4 | -119 | 76 | -3,3  3,3 | -1300  1300 | -0,8 | 16 | 2,7 |
| Примечание. Для всех вариантов Еп=5в. | | | | | | | |

Из табл. 4 следует, что применение эмиттерных сопротивлений значительно уменьшает дифференциальный коэффициент усиления, но не влияет на эффективность действия контуров обратных связей. Их примене-ние расширяет класс задач, решаемых предложенным методом. В табл. 4 также отмечено уменьшение дифференциального коэффициента усиления, которое объясняется влиянием входного сопротивления транзисторов p-n-p типа. На рис. 27 приведены частотные зависимости коэффициента передачи синфазного сигнала всех вариантов, откуда видно значительное увеличение коэффициента ослабления синфазного напряжения за счет использования дополнительных обратных связей.

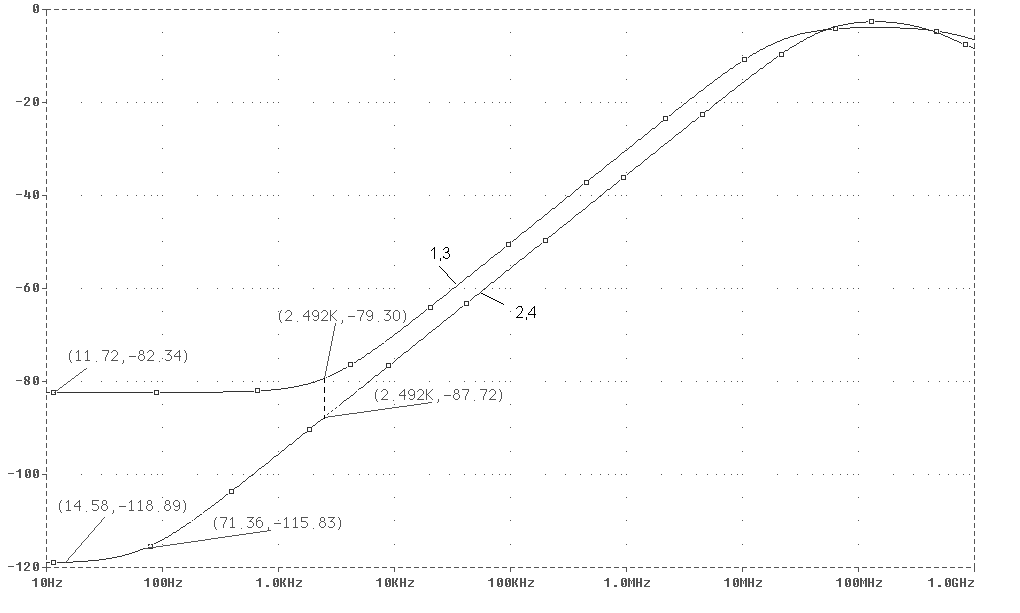


Рис. 27. Частотная зависимость коэффициента передачи синфазного сигнала мультидифференциальных каскадов

Таким образом, найденный метод построения дифференциальных каскадов действительно позволяет существенно (практически на три порядка) увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала. Это достигается путем введения дополнительных компенсирующих обратных связей. При этом предложенные преобразования не влияют на дифференциальный коэффициент усиления. Уменьшение граничной частоты полосы пропускания дифференциального каскада объясняется влиянием входных емкостей каскадов на p-n-p транзисторах. Как видно из табл. 3 и 4, граничные частоты дифференциальных каскадов с дополнительными обратными связями практически совпадают.

Библиографический список

1. Крутчинский, С.Г. Расширение диапазона перестройки аналоговых ARC-фильтров [Текст] / С.Г. Крутчинский, Ю.И. Иванов // Электроника и связь : тем. выпуск по материалам Междунар. НТК «Проблемы физической и биомедицинской электроники». – Киев, 2009.
2. Крутчинский, С.Г. Расширение диапазона рабочих частот ограничителей спектра с низким дрейфом нуля [Текст] / С.Г. Крутчинский, Д.А. Щекин // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : сборник материалов Междунар. науч.-практ. семинара. – Шахты, 2008. – С. 83–89.
3. Крутчинский, С.Г. Расширение диапазона рабочих частот перестраиваемых ARC-устройств [Текст] / С.Г. Крутчинский // Радиоэлектроника. – № 11. – Т. 31. – С. 74–76.
4. Крутчинский, С.Г. Синтез структур аналоговых интерфейсных ус-ройств [Текст] / С.Г. Крутчинский // Электроника и связь. – 2010. – № 8. – Т. 2. – С. 320–324.
5. Крутчинский, С.Г. Синтез структур микроэлектронных устройств аналоговой обработки сигналов [Текст] / С.Г. Крутчинский // Проблемы физической и биомедицинской электроники : сборник докладов Междунар. НТК. – Киев, 2006.
6. Крутчинский, С.Г. Синтез структур прецизионных аналоговых устройств [Текст] / С.Г. Крутчинский // Теория и системы управления. – 2008. – № 6. – С. 164–172.
7. Крутчинский, С.Г. Собственная компенсация в электронных усилителях [Текст] / С.Г. Крутчинский, Н.Н. Прокопенко, Е.И. Старченко // Электроника и связь. – 2007. – № 21. – С. 85–91.
8. Крутчинский, С.Г. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов [Текст] / С.Г. Крутчинский // Известия ЮФУ. Серия «Технические науки». – 2009. – № 7. – С. 41–48.
9. Крутчинский, С.Г. Структурно-топологические признаки ARC-схем с собственной компенсацией [Текст] / С.Г. Крутчинский // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2008. – Т. 37, № 1–2.
10. Крутчинский, С.Г. Структурные признаки дифференциальных каскадов [Текст] / С.Г. Крутчинский // Известия ЮФУ. Серия «Технические науки». – 2008. – № 7. – С. 6–12.
11. Крутчинский, С.Г. Структурный синтез аналоговых устройств [Текст] / С.Г. Крутчинский // Проблемы физической и биомедицинской электроники : тем. выпуск по материалам Междунар. НТК. Инженерные приложения «Электроника и связь». – Киев, 2009. – С. 207–211.
12. Крутчинский, С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем [Текст] / С.Г. Крутчинский. – Ростов н/Д. : Изд-во СКНЦ ВШ, 2007. – 188 с.
13. Крутчинский, С.Г. Структурный синтез звеньев второго порядка с решающими усилителями [Текст] / С.Г. Крутчинский // Избирательные системы с обратной связью : межвуз. тематический научный сбор-ник. – Таганрог, 2006.
14. Крутчинский, С.Г. Структуры современных аналоговых интерфейсов [Текст] / С.Г. Крутчинский, И.П. Щербинин // Электроника и связь. – 2007. – № 21. – С. 95–101.
15. Крутчинский, С.Г. Схемотехника RC/2-фильтров ВЧ и СВЧ диапазонов [Текст] / С.Г. Крутчинский, А.С. Будяков, А.И. Гавлицкий // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : труды 6-го Междунар. НПС. – 2007. – Ч. 1. – С. 133–142.
16. Кряжева, О.Р. Оптимальная реализация ARC-цепей [Текст] / О.Р. Кряжева, Б.С. Саркисян // Избирательные системы с обратной связью. – 2009. – Вып. 5. – С. 25–27.
17. Кустов, О.В. Операционные усилители в линейных цепях [Текст] / О.В. Кустов, В.З. Лундин. – М. : Связь, 2008. – С. 141.
18. Ланкастер, П. Теория матриц [Текст] : пер. с англ. / П. Ланкастер. – М. : Наука, 2010. – 272 с.
19. Ланнэ, А.А. Оптимальная реализация линейных электронных цепей [Текст] / А.А. Ланнэ, Б.С. Саркисян // Радиотехника. – 2009. – Т. 34, № 7. – С. 14–20.
20. Ланнэ, А.А. Оптимальная реализация линейных электронных RLC-схем [Текст] / А.А. Ланнэ, Е.Д. Михвйлова, Б.С. Саркисян, Я.Н. Матвийчук. – Киев : Наукова думка, 2008. – 205 с.
21. Лурье, О.Б. Интегральные микросхемы в усилительных устройствах [Текст] / О.Б. Лурье. – М. : Радио и связь, 2008. – 175 с.
22. Лыпарь, Ю.И. Проектирование оптимальных структур активных RC-фильтров [Текст] / Ю.И. Лыпарь, Д.А. Скобейка // Избирательные системы с обратной связью. – 2007. – Вып. 6. – С. 141.
23. Лыпарь, Ю.И. Структурный синтез электронных цепей [Текст] / Ю.И. Лыпарь. – Л. : ЛПИ, 2009. – 84 с.
24. Максимович, Н.Г. Методы топологического анализа электрических цепей [Текст] / Н.Г. Максимович. – Львов : Изд-во Львовского ун-та, 2007. – 258 с.
25. Масленников, В.В. Избирательные RC-усилители [Текст] / В.В. Масленников, А.П. Сироткин. – М. : Энергия, 2010. – 215 с.
26. Мееров, М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности [Текст] / М.В. Мееров. – М. : Наука, 2007. – 423 с.
27. Немудров, В.Г. Системы на кристалле. Проектирование и развитие [Текст] / В.Г. Немудров, Г. Мартин. – М. : Техносфера, 2006. – 216 с.
28. Остапенко, А.Г. Анализ и синтез линейных радиоэлектронных цепей с помощью графов [Текст] / А.Г. Остапенко. – М. : Радио и связь, 2009. – 280 с.
29. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 230 с.
30. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника с собственной и взаимной компенсацией импедансов [Текст] / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – С. 325.
31. Прокопенко, Н.Н. Быстродействующий СВЧ-операционный усилитель с нелинейной токовой обратной связью [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков, Н.В. Ковбасюк // Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники : труды 10-й Междунар. науч. конф. и школы-семинара. – Таганрог, 2006. – Ч. 2. – С. 161–164.
32. Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах [Текст] / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д. : Изд-во СКНЦ ВШ, 2010. – 224 с.
33. Свирщева, Э.А. Алгоритм и программа синтеза RC-схем с операционными усилителями в дифференциальном включении [Текст] / Э.А. Свирщева, А.И. Минаев // Избирательные системы с обратной связью. – Таганрог, 2008. – Вып. 4. – С. 185–186.
34. Сигорский, В.П. Проблемная адаптация систем автоматизированного проектирования [Текст] / В.П. Сигорский // Автоматизация проектирования в электронике. – Киев : Техника, 2008. – Вып. 26. – С. 3–14.
35. Синтез активных RC-цепей. Современное состояние и проблемы [Текст] / под ред. А.А. Ланнэ. – М. : Связь, 2009. – С. 296.
36. Старченко, Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители [Текст] / Е.И. Старченко // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : сборник трудов МНПС. – Шахты, 2007. – С. 35–42.
37. Тафт, В.А. Спектральные методы расчета нестационарных цепей и систем [Текст] / В.А. Тафт. – М. : Энергия, 2008. – 272 с.
38. Торговников, Р.А. Приборно-технологическое моделирование SiDe биполярных и МОП-транзисторов структур СБИС [Текст] / Р.А. Торговников // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем : материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Подмосковье, 2006. – С. 173–178.
39. Фаддеева, В.И. Вычислительные методы линейной алгебры [Текст] / В.И. Фаддеева, Д.К. Фаддеев. – М. : Физматгиз, 2010. – 655 с.
40. Филаретов, Г.А. Организация структуры критериев в задачах векторной оптимизации радиотехнических цепей и систем [Текст] / Г.А. Филаретов, Л.Б. Шустерман, Т.В. Мазюкевич // Информатика. Сер. Автоматизация проектирования. – 2008. – Вып. 3. – С. 45–54.
41. Чибизов, Д.Г. Автоматизация процедур поиска решений при структурном синтезе нестационарных ARC-схем с расширенным частотным и динамическим диапазонами [Текст] / Д.Г. Чибизов // Интеллектуальные САПР. Тем. вып. Известия ТРТУ. – 2009. – № 3. – С. 224–228.
42. Чибизов, Д.Г. Структурный синтез гибридных фильтров Калмана-Бьюси [Текст] : дис. … канд. техн. наук / Чибизов Д.Г. – Таганрог, 2009. – 202 с.