Содержание

1. Постановка задачи

2. Обобщенная структура ARC-устройств с ДОУ

3. Частотные свойства структурных схем

4. Динамический диапазон обобщенной структуры устойчивых D-элементов

5. Собственная компенсация доминирующих параметров активных элементов

6. Базовый алгоритм структурного синтеза схем с собственной компенсацией

Библиографический список

1. Постановка задачи

В многочисленных публикациях, посвященных теории электрических фильтров, показано, что низкой параметрической чувствительностью обладают LC-цепи лестничной структуры [2, 3]. Именно это их свойство обеспечивает построение высокостабильных ограничителей спектра и других типов фильтров.

Однако для микроэлектронной реализации таких устройств необходимы либо имитаторы индуктивности (гираторы), либо такое исходное преобразование цепи, которое позволяет осуществить эквивалентный переход в иной приемлемый для микроэлекроники базис. Наиболее удачным с этой точки зрения преобразованием является перевод исходной цепи в базис двухполюсников – резисторы и суперъемкости, проводимость которых определяется квадратом оператора дифференцирования. Элементы, реализующие такую зависимость, называются нормальными D-элементами или D-элементами.

В существующей справочной литературе, и в первую очередь в [2], приводятся зависимости от типа и параметров аппроксимирующих функ-ций структуры нормированных лестничных эквивалентов и номиналы нормированных индуктивностей  и емкостей  (i, j – номера узлов подключения соответствующих компонентов). Переход от таких компо-нентов к структурам на базе рассмотренных D-элементов состоит из сле-дующих этапов.

1. Из соображений технологичности необходимо задаться емкостью нагрузки .
2. Вычислить коэффициент пересчета.

, (1)

где  – граничная частота полосы пропускания ФНЧ.

Определить влияние сопротивления резисторов структуры с D-элементами

. (2)

Принять все емкости D-элементов равными .

Из соображений расширения частотного диапазона принять для всех D-элементов .

Рассчитать базовое сопротивление () каждого D-элемента по значениям нормированных емкостей LC-прототипа

. (3)

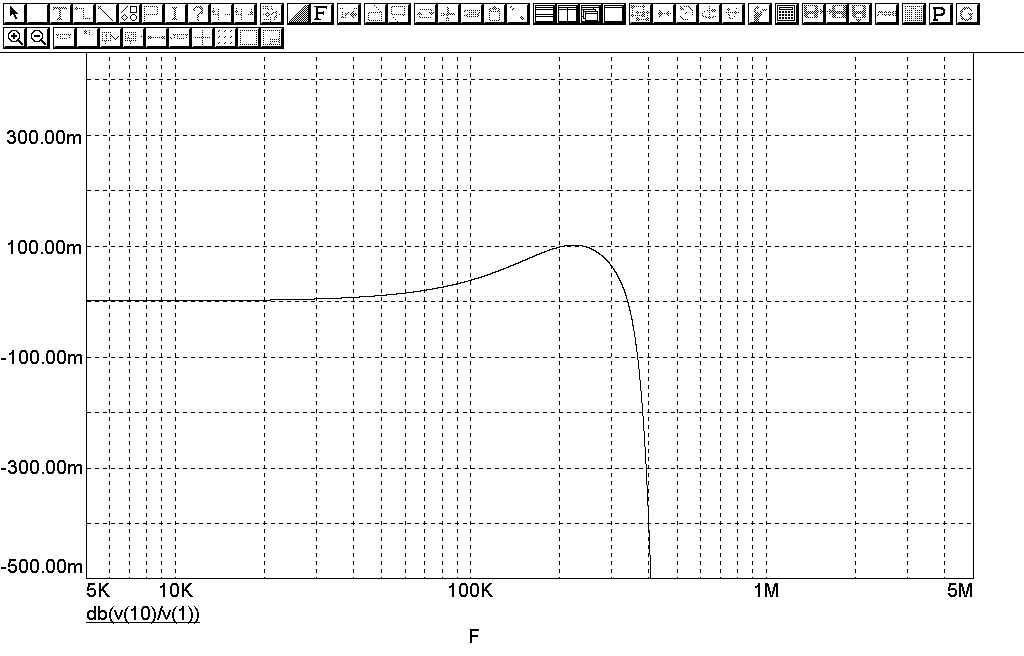
На рис. 1 показаны результаты расчета ФНЧ Чебышева 5-го порядка с граничной частотой 300 кГц и неравномерностью АЧХ 8 мдБ. Для реализации D-элементов можно использовать параметрически низкочувствительную схему, состоящую из двух ОУ, двух конденсаторов и трех резисторов (рис. 2а). Однако даже применение широкополосного ОУ 140УД26 приводит, как это видно из анализа АЧХ фильтра в полосе пропускания, к значительной неравномерности (погрешности коэффициента передачи). Строго доказывается, что эта погрешность обусловлена влиянием частоты единичного усиления ОУ.

|  |  |
| --- | --- |
|  | |
| а) | |
|  |  |
| б) | |

Рис. 1. LC- (а) и D- (б) структуры Чебышевского ФНЧ 5-го порядка



а)



б)

Рис. 2. Принципиальная схема (а) и амплитудно-частотная характеристика в полосе пропускания (б)

Чебышевского ФНЧ 5-го порядка при использовании ОУ типа 140УД26

Дальнейший анализ схем показывает, что дрейф нуля таких фильтров не зависит от ЭДС смещения ОУ и определяется только токами их неинвертирующих входов

. (4)

Таким образом, повышение качественных показателей устройств частотной селекции требует синтеза схем D-элементов с более низким влиянием частоты единичного усиления ОУ.

2. Обобщенная структура ARC-устройств с ДОУ

В общем случае произвольное по своему функциональному назначению и структуре ARC-устройство можно рассматривать в виде совокупности N дифференциальных операционных усилителей и n RC-цепей первого порядка, связанных между собой посредством коммутатора, в состав которого могут входить только резистивные делители и сумматоры (рис. 3).



Рис. 3. Обобщенная структура лестничных ARC-устройств

Рассматриваемая обобщенная структура (модель) описывается векторной системой уравнений:

 (5)

Смысл векторов , , , , Y, Z, отображающих сигналы в основных узлах схемы, поясняется на сигнальном графе, изображенном на рис. 4. Содержательная сторона других составляющих системы (5) приведена в табл. 1.



Рис. 4. Векторный сигнальный граф обобщенной структуры

Таблица 1

Основные составляющие обобщенной структуры

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Матрица,  вектор | Размерность | Физический смысл компоненты  матрицы (вектора) |
|  |  | Частные передачи коммутатора от источника сигнала () к i-му резистору () лестничной резистивной цепи |
|  |  | Передаточная функция () i-й RC-цепи ( – проводимость i-й RC-цепи,  – нагрузки i-й RC-цепи) |
|  |  | Передаточная функция () i-й RC-цепи |
|  |  | Передаточные функции j-го ОУ , |
|  |  |
|  |  | Частные передачи коммутатора с выхода j-го ОУ к i-му конденсатору () и к i-му резистору (). Индекс j обозначает номер столбца матриц |
|  |  |
|  |  | Частные передачи коммутатора с выхода i-й RC-цепи к инвертирующему () и неинвертирующему () входам j-го ОУ. Индекс i обозначает номер столбца матриц |
|  |  |
|  |  | Частные передачи коммутатора с выхода q-го ОУ к инвертирующему () и неинвертирующему () входам j-го ОУ. Индекс q является номером столбца матриц |
|  |  |
|  |  | Частная передача коммутатора с выхода i-й RC-цепи к нагрузке |
| Примечание. Здесь и далее {⋅} является диагональной матрицей, (⋅) – вектором-столбцом, [⋅] – вектором-строкой, I – единичной матрицей,  – передачей коммутатора от источника входного сигнала к нагрузке. | | |

Как видно из сигнального графа, анализируемая модель состоит из трех основных частей. Первая часть (компоненты вектора ) связывает источник сигнала  со входом лестничной резистивной цепи, причем , где ненулевая компонента соответствует номеру первого резистора резистивного эквивалента лестничной структуры.

Вторая и наиболее важная часть системы (компоненты всех матриц, входящих в (5)), осуществляет через взаимодействие базисных структур основное преобразование сигнала. Третья часть (компоненты вектора ) обеспечивает связь нагрузки с выходом базисных RC-структур.

Приведенная выше система уравнений и математические выражения (табл. 1) позволяют получить различные соотношения, характеризующие динамику ARC-устройства (передаточная функция, уравнения состояния и т.п.). Если активные элементы описываются передаточной функцией первого порядка

 (6)

(,  – статический коэффициент и площадь усиления ОУ), то не только передаточная функция всего устройства , но и ее чувствительность  могут быть получены через набор локальных передаточных функций идеализированной схемы – – передаточная функция устройства при подключении источника сигнала к неинвертирующему входу j-го активного элемента,  – передаточная функция устройства на его выходе,  – передаточная функция на выходе j-го активного элемента при подключении источника сигнала к его неинвертирующему входу. В этом случае

, (7)

, (8)

, (9)

что, в конечном счете, и позволяет осуществить разбиение как задачи анализа, так и задачи синтеза структуры на ряд относительно самостоятельных и более простых составляющих. Решение системы (5) с учетом сказанного приводит к следующему результату

. (10)

Так как нагрузка подключена к выходу последнего D-элемента, то

, (11)

, (12)

где вектор  имеет единственную отличную от нуля компоненту, соответствующую номеру j-го ОУ.

, (13)

, (14)

где вектор  характеризуется аналогичной структурой.

Таким образом, локальные передаточные функции , определяющие влияние аналоговых элементов на характеристики полинома, представляют собой диагональные элементы матрицы Q1.

Блочная матрица анализируемой системы следует из (5) через процедуры Фробениуса [3]:

, (15)

, (16)

, (17)

, (18)

где , .

Следовательно, для получения приведенных выше скалярных соотношений необходимо оперировать матрицами, размерность которых согласована с числом активных и пассивных элементов одного D-элемента.

3. Частотные свойства структурных схем

Площади усиления и статический коэффициент передачи ОУ, входящих в состав D-элементов, не только изменяют коэффициенты передаточной функции, но и повышают ее порядок, что изменяет положение нулей и полюсов и, следовательно, изменяет ожидаемые характеристики и параметры проектируемого устройства. Для учета этого эффекта можно воспользоваться соотношением (7). Тогда, если

, , (19)

несложно получить

, (20)

. (21)

Полученные соотношения показывают, что уменьшение указанного выше влияния возможно двумя основными способами. В первом случае необходимо увеличивать частоту единичного усиления и коэффициент передачи всех активных элементов. Этот способ является традиционным и связан с ужесточением технологических норм изготовления полупроводниковых компонентов интерфейсных схем. В рамках второго способа решения задачи синтезируются структуры с минимальными вещественными и мнимыми составляющими локальных функций  и произведений . Схемы, обладающие такими свойствами, в соответствии с [6], уместно назвать схемами с собственной компенсацией влияния технологических погрешностей изготовления активных элементов. При этом, как это следует из приведенных соотношений, возможны два основных случая. Во-первых, для различных ОУ локальные передаточные функции  могут характеризоваться различными знаками, имеющими суммарное (взаимное) влияние на знаменатель передаточной функции. Аналогичный вывод характерен и для числителя, однако здесь необходимо дополнительно рассматривать произведение локальных передаточных функций  и . Следовательно, целенаправленному изменению могут подвергаться как функция , так и . Во-вторых, аналогичный эффект достигается минимизацией всех указанных локальных передач в рабочем диапазоне частот. В этом случае согласования численных значений Πj и μ j не требуется.

При микроэлектронной реализации, в частности на БМК, частота единичного усиления и статический коэффициент передачи ОУ оказываются практически идентичными, поэтому при решении целого класса практических задач можно совмещать как собственную, так и взаимную компенсации влияния этих технологических погрешностей на результирующие характеристики проектируемого устройства.

Из соотношения (14) следует, что локальные передаточные функции , характеризующие влияние ОУ на знаменатель передаточной функции, являются диагональными элементами матрицы (15). В силу того, что базовые D-элементы содержат два ОУ [3], поставленная задача связана с формированием ведущих миноров матрицы второго порядка

 (22)

и может решаться простым перебором альтернативных вариантов соединения активных и пассивных элементов.

Аналогичные условия могут быть сформулированы и для матриц (16) и (17), компоненты которых определяют локальные передаточные функции  и .

С отмеченных позиций рассмотрим частотные свойства устойчивых D-элементов [3], принципиальные схемы которых в режиме звена второго порядка приведены на рис. 5–6.



Рис. 5. Звено Антонио с резистивной нагрузкой



Рис. 6. Звено Антонио с емкостной нагрузкой



Рис. 7. Звено Брутона с резистивной нагрузкой



Рис. 8. Звено Брутона с емкостной нагрузкой

Учитывая, что для всех схем , , в соответствии с таблицей 1, матрицы частотозависимых цепей будут иметь следующий вид

; ; , (23)

поэтому

. (24)

Результаты анализа в соответствии с приведенными соотношениями (табл. 1), (14), (15) сведены в табл. 2 и 3. Как видно из анализа числителей локальных передаточных функций  и , характер влияния площадей усиления входящих в схемы ОУ различен, что и требует более детального сопоставительного анализа схем именно по этому критерию.

Таблица 2

Структура матриц D-элемента

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Схема рис. | Матрицы схем | | | | | |
|  |  |  |  |  |  |
| 5 |  |  |  |  |  |  |
| 6 |  |  |  |  |  |  |
| 7 |  |  |  |  |  |  |
| 8 |  |  |  |  |  |  |
| Примечание. Для всех схем . | | | | | | |

Таблица 3

Локальные передаточные функции D-элементов

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Схема рис. | Числитель локальной передаточной функции | |
|  |  |
| 5 |  |  |
| 6 |  |  |
| 7 |  |  |
| 8 |  |  |
| Примечание. Для всех схем знаменатель передаточной функции имеет вид: | | |

Из (19) и (20) следует, что в общем случае знаменатель передаточной функции будет иметь следующий вид

. (25)

Как видно из табл. 3,

, (26)

. (27)

В соответствии с методикой [4] представим полином (25) в окрестности частоты полюса () в виде

, (28)

где

, (29)

. (30)

Таким образом, при реализации полного полинома второго порядка в числителе локальных функций  возможна собственная компенсация влияния частоты единичного усиления на затухание полюса; что касается аналогичного влияния на частоту полюса, то это возможно, только когда  воспроизводит функцию заграждающего фильтра. Результаты указанных преобразований при  для рассматриваемых схем приведены в табл. 4.

Таблица 4

Погрешности реализации параметров полюса

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Схема рис. | Влияние частотных свойств ОУ на параметры звеньев | |
| 5 |  |  |
|  |  |
| 6 |  |  |
|  |  |
| 7 |  |  |
|  |  |
| 8 |  |  |
|  |  |

Полученные результаты показывают, что потенциально более высокими частотными свойствами характеризуются звенья Антонио. Так, в случае применения идеальных ОУ в схеме рис. 5 при  наблюдается взаимная компенсация влияния первого и второго ОУ на затухание полюса, а в схеме рис. 6 – собственная компенсация, которая свободна от указанного ограничения. Однако ни одна из существующих схем не обеспечивает минимизацию влияния ОУ на положение частоты полюса.

4. Динамический диапазон обобщенной структуры устойчивых D-элементов

Верхняя граница динамического диапазона любой ARC-схемы определяется не только максимальным выходным напряжением активных элементов  при заданном коэффициенте нелинейных искажений, но и свойствами схемы. В общем случае на выходах активных элементов и, в частности, ОУ, в рабочем диапазоне частот Ω напряжения могут превышать выходное напряжение схемы (всплески коэффициента передачи – перенапряжения), определяемое входным сигналом и максимальным коэффициентом передачи , (). Именно поэтому верхний уровень динамического диапазона определяется соотношением

, () или , (), (31)

где  , ().

Таким образом, в лестничных структурах, построенных на базе D-элементов, нагрузка подключается к выходу частотозависимой цепи , что в конечном итоге и уменьшает максимально возможный уровень неискаженного сигнала.

Основное влияние на динамический диапазон схемы оказывают собственные шумы, которые обусловлены шумовыми свойствами резисторов и активных элементов. При параметрической оптимизации вклад резистивных элементов можно существенно уменьшить выбором их номиналов и типов. Например, для уменьшения значений номиналов резисторов до уровня нагрузочной способности ОУ или других АЭ можно всегда увеличить емкость конденсатора. В этой связи при проектировании высококачественных схем необходимо сконцентрировать усилия на минимизации вклада активных элементов в собственный шум схемы. В этом случае

, (32)

, (33)

где  – эквивалентная спектральная плотность мощности источников шумовой модели j-го ОУ;  – границы рабочего диапазона частот Ω.

Для оценки возможности расширения динамического диапазона вспомним анализ приведенных в п. 3 устойчивых D-элементов в режиме звена второго порядка (табл. 5, 6).

Анализ табл. 5 показывает, что в общем случае согласно (29) выходное напряжение одного из ОУ превосходит выходное напряжение фильтра в два раза, что и уменьшает верхнюю границу динамического диапазона схемы.

Если в структуре D-элементов применить идеальные ОУ, то из соотношения (33) можно получить относительную меру влияния структуры на собственный шум схемы. Действительно,

, (34)

поэтому мерой качества схемотехнического решения является величина

. (35)

Так, в окрестности частоты полюса фильтра при  можно получить, что

, , , , (36)

где индекс соответствует номеру схемы D-элемента (рис. 5–8).

Таким образом, лучшие результаты по динамическому диапазону дает звено Антонио с емкостной нагрузкой.

Однако все рассмотренные схемы устойчивых D-элементов характеризуются невысокими частотными свойствами, сужающими область их практического использования.

Таблица 5

Локальные передаточные функции на выходе D-элементов

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Схема рис. | Локальная передаточная функция | |
|  |  |
| 5 |  |  |
| 6 |  |  |
| 7 |  |  |
| 8 |  |  |

Таблица 6

Локальные передаточные функции на выходе фильтра

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Схема рис. | Локальные передаточные функции | |
|  |  |
| 5 |  |  |
| 6 |  |  |
| 7 |  |  |
| 8 |  |  |

5. Собственная компенсация доминирующих параметров активных элементов

Ранее отмечалось, что расширение диапазона рабочих частот и динамического диапазона схемы связано с минимизацией вещественных и мнимых составляющих локальных функций  . Именно в этом случае уменьшается степень влияния активного элемента на характеристики и параметры всего устройства.

Обобщенная структура (рис. 2) является базовой, поэтому поиск условий собственной компенсации необходимо осуществить в ее рамках.

Соотношение (7) для j-го активного элемента можно интерпретировать сигнальным графом, изображенным на рис. Из (11), (13) следует, что

, . (37)

Следовательно, заменой соответствующих ветвей можно получить векторный сигнальный граф (рис. 9), учитывающий влияние j-го активного элемента. Наличие узла  не изменяет структуру и смысл локальной функции (7), т.к. любую компоненту  можно рассматривать как равную единице разность передач пассивной части цепи на инвертирующий и неинвертирующий входы.



Рис. Сигнальный граф электронной системы

при влиянии j-го активного элемента

Рассмотрим уравнение (5) в виде

, (38)

где , , .

Тогда при

 (39)

локальные передаточные функции будут иметь следующий вид:

, (40)

, (41)

, (42)

. (43)

Настоящие преобразования приводят к векторному сигнальному графу, показанному на рис. 10.

Из рассмотрения векторного сигнального графа следует важный в теоретическом отношении вывод – изменение локальных передач , и  при фиксированной передаточной функции идеализированной схемы возможно тогда и только тогда, когда дифференциальный вход j-го активного элемента связывается с дополнительным входом схемы. Введем вектор

, (44)

где .



Рис. 10. Векторный сигнальный граф обобщенной структуры при влиянии j-го активного элемента

В этом случае структура будет иметь систему уравнений

 (45)

решение которой приводит к следующему результату:

, (). (46)

При обращении матрицы Q воспользуемся методом пополнения [8], тогда

. (47)

Следовательно, передаточная функция структуры

, (48)

где

,  (49)

обеспечивают изменение только локальных функций  и , сохраняя при этом неизменными передаточную функцию идеализированной структуры  и передаточную функцию на выходе j-го активного элемента. Изменение знака в (49), как это видно из (44), достигается за счет дифференциальных свойств активных элементов. Полученный результат имеет достаточно простую физическую трактовку. При идеальном активном элементе () дифференциальный входной сигнал  не зависит от частоты, а в случае использования ОУ с  этот сигнал равен нулю, и дополнительный контур обратной связи прекращает свое действие, что в конечном итоге и сохраняет неизменными локальную функцию  и передаточную функцию всего устройства.

Таким образом, полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными.

В этом случае соотношение (7) в части влияния j-го активного элемента конкретизируется:

. (50)

структурный схема алгоритм

Для сохранения функций (43) необходимо оставить неизменными не только матрицу , но и набор векторов Т, А, . Создание параллельного пути передачи от узла  к выходу схемы возможно только его соединением с дополнительным входом схемы и, следовательно, с входами активных элементов.

Ответ на вопрос об уровне компенсации в общем случае остается открытым, т.к. зависит от структуры матрицы  и вектора , а также во многом зависит от числа неиспользованных входов активных элементов. Кроме этого, практическое применение полученного результата связано с выполнением ряда параметрических условий, учитывающих также частотную зависимость компонент матрицы . Учитывая соотношения (40)–(42), матрица  заменяется на ее клеточные эквиваленты. Из процедур Фробениуса [12] следует, что в этом случае не существует более конкретных условий, позволяющих в матричной форме дополнить топологические условия функциональными, т.к. число активных элементов и порядок фильтра в общем случае не одинаковы, и блочные компоненты матрицы (10) оказываются несогласованными. В этой связи практическое использование настоящих результатов связано с анализом структур поправочных полиномов электронных систем различного класса.

В ряде случаев выполнение параметрических условий минимизации

 и  (51)

может привести к нарушению принципа пассивности компонент вектора  и, следовательно, к необходимости применения дополнительных активных элементов, выполняющих в сложных схемах также функции сумматоров и масштабирующих усилителей. Их влияние на передаточную функцию и иные показатели качества устройства учитывается в соответствии с изложенной выше методикой. Однако, как это будет показано ниже, для некоторых классов и, в частности, для звеньев второго порядка, вклад вводимого активного элемента несоизмеримо ниже основных.

Полученные результаты открывают широкие возможности для оптимальной реализации широкого класса электронных устройств. В общем случае здесь необходима минимизация в рабочем диапазоне частот функционалов

, (52)

, (53)

где М – число дополнительно введенных элементов.

Здесь предполагается использование одиночных активных элементов. Минимизация осуществляется с учетом тех ограничений, которые вытекают из особенности решаемой задачи. Отметим некоторые из них.

При синтезе экономичных схем используются маломощные ОУ, поэтому увеличение их числа может поставить под сомнение целесообразность применения такого подхода. С учетом шумовых свойств активных элементов и необходимости применения высокоомных резисторов задача сводится к минимизации (53) при условии равенства вкладов основных и дополнительных ОУ в собственный шум схемы

, , . (54)

Возможно также выполнение условия неухудшения нижнего уровня динамического диапазона, когда

. (55)

В случае применения малошумящих ОУ, которые характеризуются относительно невысокими частотными свойствами, минимизация (53) становится доминирующей, а условие (55) – желаемым.

6. Базовый алгоритм структурного синтеза

схем с собственной компенсацией

Выполненные исследования указывают на существование двух принципов собственной компенсации влияния параметров активных элементов на характеристики электронных устройств различного функционального назначения. Создание компенсирующих контуров предполагает соединение дифференциального входа активного элемента с дополнительным входом схемы, обладающим определенными функциональными особенностями. В этой связи для обеспечения однонаправленности передачи сигнала необходимо выполнить условие

, (56)

где  – входное сопротивление схемы со стороны дополнительного входа;  – выходное сопротивление схемы на дифференциальном входе активного элемента.

Приведенное неравенство показывает преимущества схем с «заземленными» входами ОУ. Эти узлы можно рассматривать в качестве дополнительных входов схемы, когда условие (56) выполняется автоматически. В противном случае может оказаться необходимым введение в схему дополнительных активных элементов, обеспечивающих однонаправленную передачу сигнала.

Таким образом, чем выше число «заземленных» элементов схемы, тем выше ее модернизационный ресурс. Кроме этого, как видно из (51), введение дополнительных обратных связей может изменить знак локальных передач ,  и, следовательно, обеспечить при необходимости взаимную компенсацию влияния различных активных элементов.

Полученные соотношения для определенного класса позволяют получить набор функционально-топологических признаков и поэтому существенно формализовать процесс поиска структур с активной компенсацией. Например, для звеньев второго порядка

, , ,

, , , (57)

где  и  – частота и затухание полюса, а  и  – относительные изменения этих параметров.

Тогда для компенсации влияния компонент  необходимо к полиному добавить следующую составляющую:

. (58)

Отсюда

 (59)

, (60)

. (61)

Соотношения (60), (61) показывают, что выбором , ,  и знаков  можно обеспечить любой уровень компенсации влияния площадей усиления активных элементов на частоту затухания полюса. Вытекающие из (60), (61) функциональные признаки и правила приведены в табл. 7.

Таблица 7

Правила построения звеньев с активной компенсацией

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Компенсируемые параметры | Функционально-топологический  признак | Правило построения схемы |
|  | Реализация на выходе одного ли нескольких ОУ функции  (компенсация ) | Выходы ОУ через масштабный усилитель с коэффициентом передачи  соединяют с выбранным входом схемы. Возвратное отношение в контуре положительно |
|  | Реализация на выходе одного или нескольких ОУ функции  или  (компенсация  или ) | Выходы ОУ через масштабный усилитель с коэффициентом передачи  или  соединяют с выбранным входом схемы. В первом случае возвратное отношение в контуре положительно, а во втором – отрицательно |
| Примечание. При одновременной компенсации изменений  и  используется в качестве функционального признака одна из сумм передаточных функций. Если существует свобода выбора, то целесообразно использовать входы того ОУ, чувствительность и площадь усиления которого больше. | | |

Рассмотрим построение на основе изложенного материала звена второго порядка с активной компенсацией влияния площадей усиления на частоту и затухание полюса. Принципиальная схема первоначального варианта приведена на рис. 11 и характеризуется следующими параметрами ():

, , (62)

,, (63)

, , , ,

, . (64)

Приведенные выражения показывают, что значительное расширение диапазона рабочих частот возможно только при компенсации изменения частоты и затухания. Для этого согласно табл. 7 производится анализ передаточных функций на выходах ОУ, что и является первым шагом решения задачи.



Рис. 11. Низкочувствительное ARC-звено Антонио с резистивной нагрузкой без собственной компенсации

Рассматриваемая схема может иметь три специально созданных входа (соответствующие связи на рис. 11 показаны пунктиром). Результаты анализа приведены в табл. 8, из которой следуют и основные четыре этапа синтеза схемы.

При вычислении компонент матриц и векторов необходимо выполнить анализ коммутатора (рис. 3), который в явном виде состоит только из резистивного делителя , и поэтому при заполнении , ,  (число в индексе указывает номер создаваемого входа) необходим анализ отдельных подсхем. Так, для подсхемы , , , , эквивалентной простейшей RC-цепи ( соединен последовательно только с ), к резистору которой подключен пассивный сумматор, входящий в состав коммутатора, можно получить:

. (65)

Аналогично выводятся и другие компоненты , , .

На втором этапе основным является выбор предпочтительного способа подключения дополнительного ОУ. Из табл. 8 видна целесообразность использования функции . Действительно, эта функция через контур обратной связи обеспечивает одновременную компенсацию ,  из соотношения (63) и, следовательно, компенсацию относительных изменений основных параметров, приведенных в формулах (64). Как следует из табл. 7, неинвертирующий вход дополнительного масштабного усилителя должен быть подключен к неинвертирующему входу ОУ (рис. 12 при ). Из результатов третьего этапа синтеза (табл. 8) следует, что такой способ включения дополнительного усилителя хотя и обеспечивает взаимную компенсацию влияния  и , но приводит к заметному (пропорциональному ) изменению затухания полюса

. (66)

Для устранения возникшей погрешности можно, как это видно из результатов второго этапа (табл. 8), образовать дополнительный контур подключением входа сумматора к инвертирующему входу ОУ (рис. 12). В этом случае условия компенсации для частоты полюса практически не изменятся, то есть коэффициент  для , а коэффициенты  и  будут способствовать уменьшению влияния ОУЗ на затухание полюса.

Таблица 8

Синтез звена второго порядка

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Этап, использующий соотношения | Результаты анализа | | | | | | |
| 1. Формирование матриц и векторов.  Соотношения табл. 1 |  | | | | | | |
| 2. Вычисление набора передаточных функций. Соотношения (13).  Выбор . Соотношения табл. 7 |  | F11 | F12 | F21 | F22 | F31 | F32 |
| a2 | 0 | 0 | 0 | 0 |  |  |
| a1 |  |  |  |  |  |  |
| a0 |  |  |  |  |  | 0 |
|  | | | | | | |
| 3. Вычисление влияния дополнительного ОУ | , ,  , | | | | | | |

На последнем этапе синтеза осуществляется параметрическая оптимизация найденного схемного решения. Для этого составляют математические соотношения для всех . Продемонстрируем это на примере . Первые два слагаемых (табл. 8) вытекают непосредственно из выражения (63) ( определено на первом этапе синтеза). Два вторых слагаемых – это произведение коэффициента передачи масштабного усилителя-сум-матора на соответствующие поправочные коэффициенты. Последнее слагаемое, характеризующее влияние , было найдено на третьем этапе решения задачи.

Коэффициент передачи сумматора определяется следующим образом. За общую точку выберем инвертирующий вход ОУ2, тогда при идеальном ОУ1

. (67)

Аналогично, когда , ,

. (68)



Рис. 12. Низкочувствительное ARC-звено на базе D элемента Антонио с собственной компенсацией

При параметрической оптимизации функция цели может быть различна и составляется из практических соображений. Если необходима компенсация изменений всех параметров с точностью до величины , то из , ,  исключаются слагаемые, пропорциональные , затем из соотношения (57) определяются ,  и находятся приведенные в последней строке табл. 8 условия компенсации.

Рассмотренный пример наглядно иллюстрирует методический аспект синтеза структурных схем на базе принципа собственной компенсации.

В рамках генетического подхода алгоритм синтеза структуры будет содержать следующие базовые составляющие.

Генерация схем с заданным набором функциональных свойств. Принципиально на этом этапе можно не учитывать частотные свойства активных элементов. Однако, как это следует из рассмотренного примера, чрезвычайно большое их влияние может в дальнейшем увеличить активную составляющую общей чувствительности.

Ранжирование набора схем по степени влияния параметров активных элементов и числу степеней свободы. Здесь предпочтение отдается схемам с большим числом неиспользованных (заземленных) входов активных элементов, поэтому последующее применение принципа собственной компенсации может заметно снизить влияние паразитных параметров активных элементов.

Функционально полный анализ схем с целью вычленения локальных передаточных функций и набора  (k – номер дополнительного входа).

Выбор доминирующих по чувствительности активных элементов и образование по изложенной методике дополнительных компенсирующих контуров обратной связи.

Параметрическая оптимизация схемы с целью минимизации влияния активных элементов на основные параметры и характеристики.

Настоящий алгоритм воспроизводит метод усечения и положен в основу дальнейших исследований.

Рассмотрим применение предложенной методики к синтезу малошумящих D-элементов с расширенным частотным диапазоном, которые позволяют потенциально создавать «бездрейфовые» ограничители спектра [5]. Из анализа принципиальных схем устойчивых D-элементов (рис. 6–9) видно, что только в схемах Антонио дрейф нуля определяется входными токами неинвертирующих входов ОУ, которые легко минимизируются применением на входе «алмазных» транзисторов и их эквивалентов.

Так, в схеме Антонио с емкостной нагрузкой дополнительным входом схемы для организации компенсирующего контура обратной связи целесообразно использовать эту емкость. В этом случае дополнительные передаточные функции, будут иметь следующий вид:

, (69)

. (70)

В этом случае при условии  () в соответствии с табл. 4 вблизи частоты среза наблюдается собственная компенсация влияния площадей усиления ОУ на затухание, а относительное изменение частоты полюса примет вид

. (71)

Таким образом, если при реализации дополнительного контура компенсирующей обратной связи выполнить условие

, (72)

то его действие будет направлено на компенсацию относительного изменения частоты полюса (см. (29)). Необходимое суммирование можно выполнить только на дополнительном активном элементе, представляющем собой неинвертирующий масштабный усилитель, инвертирующий вход которого подключен к инвертирующим входам основных усилителей (рис. 13).



Рис. 13. D-элемент с расширенным частотным диапазоном

Если выполнить дополнительные параметрические условия

,  (73)

то вводимые цепи не окажут влияние на основные параметры фильтра, а, как это следует из табл. 3, приращение полинома знаменателя будет иметь следующий вид:

, (74)

что в конечном итоге и обеспечивает повышение качественных показателей преобразователя. Таким образом, при  .

В качестве примера, демонстрирующего общую эффективность пред-ложенного метода синтеза, рассмотрим принципиальную схему ФНЧ 5-го порядка (см. п. 1).



Рис. 14. Прецизионный «бездрейфовый» Чебышевский ФНЧ 5-го порядка с расширенным диапазоном рабочих частот

Результаты моделирования фильтра (ОУ типа 140УД26) при минимизации влияния частоты единичного усиления ОУ в полосе пропускания (0–300 кГц) приведены на рис. 15 и 16.



Рис. 15. Амплитудно-частотная характеристика прецизионного фильтра в полосе пропускания



Рис. 16. Амплитудно-частотная характеристика прецизионного фильтра в рабочем диапазоне частот

Реальная погрешность АЧХ фильтра в полосе пропускания определяется также стабильностью пассивных элементов схемы (рис. 14). При решении практических задач учет этого фактора может осуществляться через среднеквадратическое значение чувствительности в указанном диапазоне частот. Так, для рассматриваемого примера это значение составляет 2,27 в диапазоне частот от 0 до 300 кГц. Как правило, разумным компромиссом между уровнем влияния пассивных и активных элементов является равенство их вкладов в общую погрешность реализации АЧХ в полосе пропускания.

Библиографический список

1. Немудров, В.Г. Системы на кристалле. Проектирование и развитие [Текст] / В.Г. Немудров, Г. Мартин. – М. : Техносфера, 2009. – 216 с.
2. Остапенко, А.Г. Анализ и синтез линейных радиоэлектронных цепей с помощью графов [Текст] / А.Г. Остапенко. – М. : Радио и связь, 2009. – 280 с.
3. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков. – Шахты : Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 230 с.
4. 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.
5. 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.
6. Прокопенко, Н.Н. Нелинейная активная коррекция в прецизионных аналоговых микросхемах [Текст] / Н.Н. Прокопенко. – Ростов н/Д. : Изд-во СКНЦ ВШ, 2010. – 224 с.
7. 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.
8. Сигорский, В.П. Проблемная адаптация систем автоматизированного проектирования [Текст] / В.П. Сигорский // Автоматизация проектирования в электронике. – Киев : Техника, 2009. – Вып. 26. – С. 3–14.
9. Синтез активных RC-цепей. Современное состояние и проблемы [Текст] / под ред. А.А. Ланнэ. – М. : Связь, 2008. – С. 296.
10. Старченко, Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители [Текст] / Е.И. Старченко // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : сборник трудов МНПС. – Шахты, 2007. – С. 35–42.
11. Тафт, В.А. Спектральные методы расчета нестационарных цепей и систем [Текст] / В.А. Тафт. – М. : Энергия, 2008. – 272 с.
12. 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, 2009. – С. 173–178.
13. Фаддеева, В.И. Вычислительные методы линейной алгебры [Текст] / В.И. Фаддеева, Д.К. Фаддеев. – М. : Физматгиз, 2006. – 655 с.
14. 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. – 2011. – Вып. 3. – С. 45–54.
15. 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.
16. Чибизов, Д.Г. Структурный синтез гибридных фильтров Калмана-Бьюси [Текст] : дис. … канд. техн. наук / Чибизов Д.Г. – Таганрог, 2009. – 202 с.
17. Штойер, Р. Многокритериальная оптимизация [Текст] / Р. Штойер. – М. : Радио и связь, 2007. – 504 с.
18. Akerberg, D. A versative RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier / D. Akerberg, К. Mossberg // IEEE Trans. – 2009. – V. CAS-21. – Р. 75–78.
19. Applications handbook. Burr-Brown Corp. – 2008. – Р. 425.
20. Brackett, P. Active compensation for high frequensy effects in op-amp circuits with applications to active RC-filters / Р. Brackett, А. Sedra // IEEE Trans. – 2006. – V. CAS-23, № 2. – Р. 68–72.
21. Cauer, W. Theory der linearen Weehselstrom-shaltung / W. Gauer // Akademic-Verlag. – 2008. – 770 s.
22. Design-in reference manual // Analog Devices, Inc. – 2010. Р. 9–3–9-569.
23. Krutchinsky, S.G. Structurally topological principles of self-compensation in electronic devices / S.G. Krutchinsky, N.N. Prokopenko, E.I. Starchenko // Proceeding ICCSC`04. – Moscow, Russia, 2009. – Р. 26–30.
24. Goldberd, D. Genetic Algorithms in search optimization and Machine Leorning / D. Goldberd // Addision-Wessley Publishing Company. Inc. – USA, 2009.
25. Mitra, S.K. Fundamental limitation of active filters / S.K. Mitra, M.A. Soderstrand // Proc. of 4-th colloquim on microwave communication. – Budapest, 2010.
26. National Semiconductor Application Note OA-11, A Tutorial on Applying OpAmps to RF Applications [Электронный ресурс] / Сайт компании National Semiconductor, September, 2008. – URL : http://www.national.com/an/OA/OA-11.pdf, своб.
27. Sandberg, I.W. On the theory of linear multiloop feedback systems / I. W. Sandberg // BSTJ. – 2011. – V. 42, № 53. – Р. 355–382.
28. Soderstrand, M.A. Design of active filters with zero passive Q-sensitivity / M.A. Soderstrand, S.K. Mitra // IEEE Trans. on circuit theory. – 2008. –№ 3.
29. Vlach, J. The influence of the limited bandwidth of active elements on active filters / J. Vlach // Proc., Nat. Electron Conf, Chicago. III. – 2007. – Р. 449–453.