

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса»  
(ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»)

*С.Г. Крутчинский*

## **ПРИНЦИП СОБСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ В ПРЕЦИЗИОННЫХ РС-ФИЛЬТРАХ**

**Монография**



ШАХТЫ  
ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС»  
2012

УДК 621.3.049.77  
ББК 32.844.1  
К846

**Рецензенты:**

д.т.н., профессор *А.Р. Гайдук*  
к.т.н., профессор *Е.И. Старченко*

**Крутчинский, С.Г.**

К846      Принцип собственной компенсации в прецизионных RC-фильтрах : монография / С.Г. Крутчинский. – Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 100 с.  
ISBN 978-5-93834-790-8

Рассмотрены теоретические основы принципа собственной компенсации влияния частоты единичного усиления активных элементов на передаточную функцию и частотные характеристики электрических фильтров. Показано, что в рамках принципа собственной компенсации уменьшается чувствительность основных параметров фильтра к изменению частоты единичного усиления операционных усилителей. Показана целесообразность применения в таких фильтрах мультидифференциальных операционных усилителей. Рассмотрена особенность использования собственной компенсации в лестничных фильтрах и многопетлевых структурах.

Книга предназначена для научных и инженерно-технических работников. Может быть полезна аспирантам соответствующих специальностей.

УДК 621.3.049.77  
ББК 32.844.1

Монография подготовлена в рамках государственного задания Минобрнауки РФ на НИР № 8.3383.2011 (ЮРГУЭС-02.12.ГЗ) «Теоретические основы проектирования нового поколения СФ-блоков систем связи, телекоммуникаций и технической диагностики на основе радиационно-стойких технологий (SiGe, АБМК\_1\_3/4 и др.)», выполняемой в 2012–2014 гг.

**Режим доступа к электронному аналогу печатного издания:**  
**<http://www.libdb.sssu.ru>**

**ISBN 978-5-93834-790-8**

© Крутчинский С.Г., 2012  
© ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса», 2012

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение .....	4
1. Принцип собственной и взаимной компенсации .....	7
1.1. Постановка задачи теоретических исследований .....	7
1.2. Свойства обобщённой структуры с дифференциальным ОУ .....	8
1.3. Компенсация влияния доминирующих параметров активных элементов .....	14
1.4. Основные направления структурной оптимизации .....	18
2. Методика структурного синтеза схем с взаимной компенсацией .....	21
2.1. Общие положения .....	21
2.2. Функционально-топологические правила синтеза схем второго порядка с взаимной компенсацией .....	23
2.3. Пример синтеза схемы с взаимной компенсацией .....	28
2.4. Практическое применение взаимной компенсации в схемотехнике СФ-блоков .....	34
3. Мультидифференциальные операционные усилители в схемотехнике активных фильтров .....	38
3.1. Принципы построения мультидифференциальных ОУ .....	38
3.2. Пример синтеза структуры оптимальной схемы универсального фильтра .....	45
4. Бездрейфовые ограничители спектра аналого-цифрового интерфейса .....	52
4.1. Исходные предпосылки .....	52
4.2. Базовая схемотехника низкочувствительных $D$ -элементов .....	52
4.3. Частотные свойства низкочувствительных $D$ -элементов .....	55
4.4. Взаимная компенсация и минимизация суммарной чувствительности в лестничных схемах .....	59
4.5. Алгоритм синтеза схем высокого порядка с взаимной компенсацией .....	63
4.6. Особенность мультидифференциальных ОУ в схемотехнике широкополосных $D$ -элементов .....	69
4.7. Инженерная методика схематического проектирования ФНЧ на базе $D$ -элементов с МОУ .....	72
5. Оптимальные структуры в СФ-блоках .....	81
5.1. Роль оптимальных структур при минимизации пассивной чувствительности .....	81
5.2. Расширение динамического диапазона в структурах с дополнительными межзвенными связями .....	85
5.3. Пример синтеза структурно-оптимального полосового фильтра .....	91
5.4. Основные выводы .....	96
Заключение .....	98
Библиографический список .....	99

## ВВЕДЕНИЕ

Создание смешанных «систем на кристалле» (СнК) предлагает разработку аналоговых и дискретно-аналоговых сложно-функциональных блоков (СФ-блоков), обеспечивающих высокую точность преобразования сигналов при низкой потребляемой мощности. Среди широкого многообразия СФ-блоков особое место занимают частотные фильтры, обеспечивающие формирование рабочих полос многочисленных периферийных устройств конечной РЭА. Например, в диагностической аппаратуре современных систем управления качество системы верхнего уровня иерархии непосредственно зависит от точности частотных характеристик полосовых каналообразующих фильтров с относительно узкой шириной полосы пропускания. Аналогично при АЦ-преобразовании неравномерность амплитудно-частотной характеристики ограничителя спектра (фильтра нижних частот) непосредственно влияет на точность преобразования аналоговой величины в цифровой код. Традиционно задача повышения точности частотной селекции (проблема построения аналоговых измерительных фильтров) решается применением низкочувствительных схем с относительно большим числом широкополосных активных элементов (операционных усилителей), требующих больших энергетических затрат. Именно поэтому применение традиционных схемотехнических решений при проектировании аналоговых узлов и устройств, образующих эти блоки, приводит к противоречивым требованиям – высокая точность (низкая параметрическая чувствительность) предлагает использование активных элементов (например, операционных усилителей) с большим токопотреблением.

Для снятия указанного противоречия на функциональном уровне в [1] предложено применение принципа собственной компенсации влияния частоты единичного усиления активных элементов на характеристики и параметры аналоговых устройств. Соответствующие схемы устройств сложно-функциональных (СФ) блоков позволяют использовать операционные усилители с низкой потребляемой мощностью. Эта задача в [2] решена на компонентном уровне, когда собственная компенсация влияния доминирующих паразитных ёмкостей транзисторов позволяет при определённой параметрической оптимизации значительно уменьшить потребляемую усилителем от источников питания мощность при максимальной его граничной частоте и частоте единичного усиления. При решении практических задач сочетание указанных подходов позволило создать ряд аналоговых СФ-блоков с высокими качественными показателями [3].

Однако современная технология производства смешанных СнК обеспечивает высокую идентичность параметров активных элементов. Так, в операционных усилителях относительные изменения статического коэффициента усиления ( $\mu$ ) и частоты единичного усиления ( $f_1$ ) в температурном диапазоне до 100 °С составляет  $10^1$  %, а их разность для отдельных ОУ на порядок ниже.

Эта технологическая особенность в полной мере не используется в схемотехнике сложных высокочувствительных устройств и СФ-блоков, но, как будет показано в настоящей работе, имеет хорошие возможности повышения качественных показателей смешанных СнК.

Работа состоит из четырёх логических частей, связанных между собой не только общей проблематикой, но и структурными подходами к решению общей задачи.

В первой части работы сформулирована схемотехническая задача повышения качественных показателей аналоговых СФ-блоков для смешанных СнК. На базе анализа обобщённой структуры линейных электронных схем, состоящих из ОУ- и  $RC$ -цепей, предложен принцип взаимной компенсации влияния доминирующих параметров активных элементов на характеристики и параметры принципиальных схем. Показана достаточность и единственность принципа такой компенсации.

Вторая часть работы посвящена конкретизации метода структурной оптимизации. Предложена достаточно универсальная методика схемотехнического проектирования компенсирующих контуров обратных связей. Для наиболее распространённых в функциональном отношении устройств методика конкретизирована до уровня функционально-топологических правил. Рассмотрены примеры проектирования высокостабильных схем с взаимной компенсацией и показана целесообразность использования и развития мультидифференциальных ОУ как нового типа активных элементов СФ-блоков.

В третьей части рассмотрено применение принципа и общей методики схемотехнического проектирования схем с взаимной компенсацией для наиболее сложного в структуре СФ-блоков ограничителя спектра, представляющего собой «бездрейфовый» фильтр нижних частот. Выполнен сопоставительный анализ базовых параметрически низкочувствительных  $D$ -элементов и показана целесообразность использования структур Антонио в фильтрах с взаимной компенсацией. Сформулирована и решена задача синтеза структур  $D$ -элементов с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ на частоту полюса. Приводится пример схемотехнического проектирования Чебышевского ограничителя спектра

5-го порядка с высокой стабильностью его граничной частоты. Показана целесообразность использования мультидифференциальных ОУ и «перекрёстных» связей между  $D$ -элементами.

Четвёртая часть посвящена обсуждению особенностей использования оптимальных структур активных фильтров, позволяющих наряду с применением полученных в работе результатов уменьшать общую параметрическую чувствительность частотных характеристик активных фильтров.

Сформулированы частные и общие выводы. Приводятся демонстрационные примеры.

Автор предполагает, что читатель достаточно хорошо знает принципы построения прецизионных аналоговых фильтров на базе решающих усилителей и преобразователей импеданса, владеет методами анализа и синтеза электрических цепей, знаком с теорией чувствительности и умеет её применять в процедурах проектирования электронных схем.

**Ключевые слова:** СФ-блоки, обобщённые структуры, собственная и взаимная компенсация, параметрическая чувствительность, компенсирующие контуры обратных связей.

# 1. ПРИНЦИП СОБСТВЕННОЙ И ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

## 1.1. Постановка задачи теоретических исследований

Погрешности амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик любого линейного устройства, вызванные изменением доминирующих параметров активных элементов  $\mu_j$  и  $f_{1j}$ , определяются функциями чувствительности его комплексного коэффициента передачи  $\Phi(j\omega)$  или передаточной функции  $\Phi(p)$ :

$$\frac{\Delta|\Phi(j\omega)|}{|\Phi(j\omega)|} = \sum_{j=1}^N \operatorname{Re}(S_{\mu_j}^{\Phi(j\omega)}) \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} + \sum_{j=1}^N \operatorname{Re}(S_{f_{1j}}^{\Phi(j\omega)}) \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}}; \quad (1)$$

$$\Delta \arg \Phi(j\omega) = \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}(S_{\mu_j}^{\Phi(j\omega)}) \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} + \sum_{j=1}^N \operatorname{Im}(S_{f_{1j}}^{\Phi(j\omega)}) \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}}, \quad (2)$$

где  $\mu_j$  и  $f_{1j}$  – статический коэффициент и частота единичного усиления  $i$ -го ОУ;  $N$  – число используемых активных элементов (операционных усилителей).

Если характер частотной зависимости  $\operatorname{mod} \Phi(j\omega)$  и  $\arg \Phi(j\omega)$  имеет определённые особенности или параметры ( $P$ ) (полоса пропускания, крутизна, частота полюса и его добротность и т.п.), которые являются целью проекта, то

$$S_{\mu_i}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{\mu_i}^P; \quad (3)$$

$$S_{f_{1i}}^{\Phi(j\omega)} = S_P^{\Phi(j\omega)} \cdot S_{f_{1i}}^P, \quad (4)$$

где  $P$  – некоторый параметр проектируемого устройства.

Из (3) и (4) следует два основных случая высокочувствительных устройств. Во-первых, если для  $\operatorname{mod}$  и  $\arg$  основной вклад определяется чувствительностью по параметру  $P$ , то проектируемое устройство относится к классу функционально-высокочувствительных. Во втором случае основной вклад вносит чувствительность параметра  $P$  к неустойчивости  $\mu_i$  и  $f_{1i}$  активных элементов ( $S_{\mu_i}^P$  и  $S_{f_{1i}}^P$ ) и проектируемое устройство имеет высокую чувствительность реализации. Типовыми параметрами этих случаев являются частота полюса ( $\omega_p$ ) и его добротность ( $Q=1/d_p$ ). Однако всегда для решения общей задачи необходимо создавать принципиальные схемы, у которых возможна параметрическая минимизация чувствительности именно этого параметра. Из (1) – (4) следует, что в общем случае решение поставленной задачи в работе сводится к минимизации сумм

$$\sum_{j=1}^N S_{\mu_j}^P \rightarrow \min, \quad \sum_{j=1}^N S_{f_{1j}}^P \rightarrow \min, \quad (5)$$

при условии, что

$$\text{mod } S_{\mu_j}^P = \text{const}, \text{ mod } S_{f_{1j}}^P = \text{const}, j = \overline{1, N} \quad (6)$$

не увеличивается (сохраняет своё численное значение).

Условия (5) обеспечивают взаимную компенсацию влияния доминирующих параметров отдельных ОУ на параметр схемы  $P$  и, следовательно, исключают влияние относительных изменений  $\Delta\mu/\mu$  и  $\Delta f_1/f_1$ , определяемых идентичностью активных элементов. Выполнение условия (6) позволяет не увеличивать влияние реальных отклонений от «идентичности».

В этом случае

$$\frac{\Delta P}{P} = \Theta_{\mu} \sqrt{\sum_{j=1}^N (S_{\mu_j}^P)^2} + \Theta_{f_1} \sqrt{\sum_{j=1}^N (S_{f_{1j}}^P)^2}, \quad (7)$$

где  $\forall j$ :

$$\Theta_{\mu} = \max \left\{ \frac{\Delta\mu}{\mu} - \frac{\Delta\mu_j}{\mu_j} \right\}; \quad (8)$$

$$\Theta_{f_1} = \max \left\{ \frac{\Delta f_1}{f_1} - \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}} \right\}; \quad (9)$$

стабильность параметра  $P$  многократно увеличивается и определяется только отклонениями  $\Theta_{\mu}$  и  $\Theta_{f_1}$ , а также среднеквадратичным значением параметрической чувствительности.

Таким образом, для решения сформулированной задачи (5) и (6) необходимо создание принципиальных схем с дополнительными параметрическими степенями свободы, которые могут использоваться для изменения (чередования) знаков и величин чувствительности параметра  $P$  к нестабильности статического коэффициента усиления и частоты единичного усиления активных элементов. Для разработки принципов проектирования таких принципиальных схем необходимо согласно [1] изучение свойств соответствующих обобщённых структур, обладающих топологической полнотой. В соответствии с общей задачей работы в качестве их базисных структур выступают ОУ- и пассивные  $RC$ -цепи.

## 1.2. Свойства обобщённой структуры с дифференциальным ОУ

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. 1).



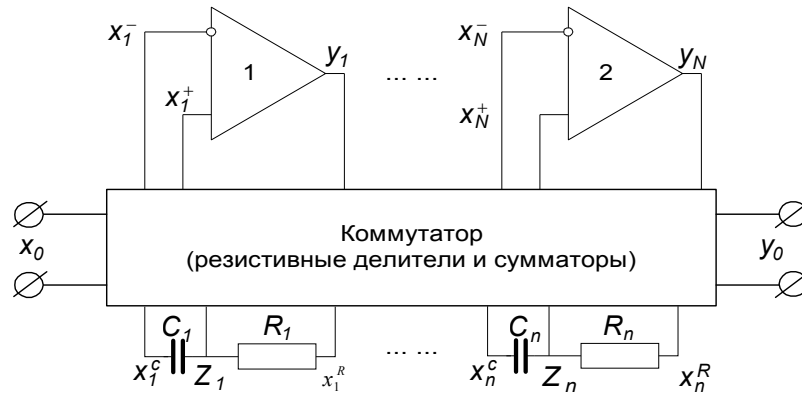


Рис. 1. Обобщённая структура ARC-устройств с дифференциальными операционными усилителями

Рассматриваемая обобщённая структура (модель) описывается векторной системой уравнений:

$$\begin{aligned}
 (1) \mathbf{A}^- x_0 &= \mathbf{X}^- - \mathbf{B}^- \mathbf{Y} - \mathbf{L}^- \mathbf{Z}, \\
 (2) \mathbf{A}^+ x_0 &= \mathbf{X}^+ - \mathbf{B}^+ \mathbf{Y} - \mathbf{L}^+ \mathbf{Z}, \\
 (3) \mathbf{X}_c &= \mathbf{A}_c x_0 + \mathbf{H}_c \mathbf{Y}, \\
 (4) \mathbf{X}_R &= \mathbf{A}_R x_0 + \mathbf{H}_R \mathbf{Y}, \\
 (5) \mathbf{Z} &= [\mathbf{I}_n - \mathbf{G}] \mathbf{X}_c + \mathbf{G} \mathbf{X}_R, \\
 (6) \mathbf{Y} &= \mathbf{K}^- \mathbf{X}^- + \mathbf{K}^+ \mathbf{X}^+, \\
 (7) y_0 &= t_0 x_0 + \mathbf{T}_k \mathbf{Y} + \mathbf{T}_c \mathbf{Z}.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Смысл векторов  $\mathbf{X}^-$ ,  $\mathbf{X}^+$ ,  $\mathbf{X}_c$ ,  $\mathbf{X}_R$ ,  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{Z}$ , отображающих сигналы в основных узлах базисных структур схемы, поясняется на сигнальном графе (рис. 2). Содержательная сторона других составляющих системы (10) приведена в таблице 1.

Таблица 1

**Векторы и матрицы обобщённой структуры**

Матрица, вектор	Размерность	Физический смысл компоненты матрицы (вектора)
1	2	3
$\mathbf{A}^- = (a_j^-)$ $\mathbf{A}^+ = (a_j^+)$	$N \times 1$ $N \times 1$	Частные передачи коммутатора от источника сигнала ( $x_0$ ) к инвертирующему ( $a_j^-$ ) и неинвертирующему ( $a_j^+$ ) входам $j$ -го ОУ
$\mathbf{A}_c = (a_i^c)$ $\mathbf{A}_R = (a_i^R)$	$n \times 1$ $n \times 1$	Частные передачи коммутатора от источника сигнала ( $x_0$ ) к $i$ -му конденсатору ( $a_i^c$ ) и к $i$ -му резистору ( $a_i^R$ )
$\mathbf{G} = \left\{ \frac{1}{1 + p\tau_i} \right\}$	$n \times n$	Передаточная функция $(Z_i(p)/x_i^R(p))$ $i$ -й RC-цепи ( $\tau_i = R_i C_i$ )

1	2	3
$\mathbf{K}^- = \{K_j^-\}$ $\mathbf{K}^+ = \{K_j^+\}$	$N \times N$ $N \times N$	Передаточные функции $j$ -го ОУ $K_j^-(p) = y_j(p)/x_j^-(p)$ , $K_j^+(p) = y_j(p)/x_j^+(p)$
$\mathbf{H}_c = \ h_{ji}^c\ $ $\mathbf{H}_R = \ h_{ji}^R\ $	$n \times N$ $n \times N$	Частные передачи коммутатора с выхода $j$ -го ОУ к $i$ -му конденсатору ( $h_{ji}^c$ ). Индекс $j$ обозначает номер столбца матриц
$\mathbf{L}^- = \ \alpha_{ij}^-\ $ $\mathbf{L}^+ = \ \alpha_{ij}^+\ $	$N \times n$ $N \times n$	Частные передачи коммутатора с выхода $i$ -й $RC$ -цепи к инвертирующему ( $\alpha_{ij}^-$ ) и неинвертирующему ( $\alpha_{ij}^+$ ) входам $j$ -го ОУ. Индекс $i$ обозначает номер столбца матриц
$\mathbf{B}^- = \ b_{qi}^-\ $ $\mathbf{B}^+ = \ b_{qi}^+\ $	$N \times N$ $N \times N$	Частные передачи коммутатора с выхода $q$ -го ОУ к инвертирующему ( $b_{qi}^-$ ) и неинвертирующему ( $b_{qi}^+$ ) входам $j$ -го ОУ. Индекс $q$ является номером столбца матриц
$\mathbf{T}_k = [t_j^k]$ $\mathbf{T}_c = [t_i^c]$	$1 \times N$ $1 \times n$	Частные передачи коммутатора с выхода $j$ -го ( $t_j^k$ ) ОУ и с выхода $i$ -й $RC$ -цепи ( $t_i^c$ ) к нагрузке
Примечание: Здесь и далее $\{\}$ является диагональной матрицей, $(\cdot)$ – вектором-столбцом, $[\cdot]$ – вектором-строкой, $\mathbf{I}$ – единичная матрица, $t_0$ является передачей коммутатора от источника входного сигнала к нагрузке.		

Как видно из сигнального графа (рис. 2), анализируемая модель состоит из трёх основных частей. Первая часть (компоненты векторов  $\mathbf{A}^-$ ,  $\mathbf{A}^+$ ,  $\mathbf{A}_C$ ,  $\mathbf{A}_R$ ) является расщепителем входного сигнала, который преобразует посредством разветвления скалярную величину  $x_0$  в векторную, воздействующую на соответствующие входы базисных структур (ОУ- и  $RC$ -цепей первого порядка).

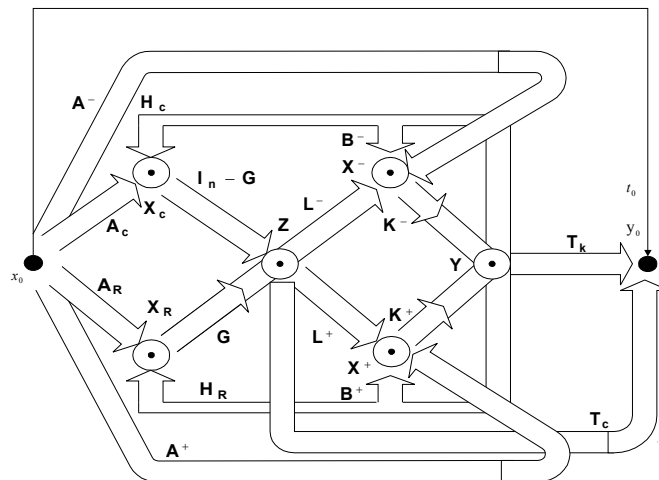


Рис. 2. Векторный сигнальный граф обобщённой структуры

Вторая и наиболее важная часть системы (компоненты всех матриц, входящих в (10)) осуществляет через взаимодействие базисных структур основное преобразование сигнала. Третья часть (компоненты векторов  $\mathbf{T}_k$ ,  $\mathbf{T}_c$  и  $t_0$ ) реализует сумматор, обеспечивающий связь нагрузки с выходами базисных структур.

Приведённая выше система уравнений и математические выражения таблицы 1 позволяют получить различные соотношения, характеризующие динамику ARC-устройства (передаточная функция, уравнение состояния и т.п.). Если ОУ описываются передаточной функцией первого порядка

$$K_j^+(p) = -K_j^-(p) = \frac{1}{1/\mu_j + p/\Pi_j}; (\Pi_j = 2\pi f_{1j}), \quad (11)$$

то передаточная функция обобщённой структуры будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \frac{y_0}{x_0} = t_0 + [\mathbf{T}_k | \mathbf{T}_c] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \vdots \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Здесь основная часть модели описывается блочной матрицей

$$\mathbf{J} = p \begin{bmatrix} \{\Pi_j\}^{-1} & \vdots & \mathbf{0} \\ \dots & \vdots & \dots \\ -\{\tau_i\}\mathbf{H}_c & \vdots & \{\tau_i\} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} + \{\mu_j\}^{-1} & \vdots & \mathbf{L} \\ \dots & \vdots & \dots \\ -\mathbf{H}_R & \vdots & \mathbf{I}_n \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где  $\mathbf{B} = \mathbf{B}^- - \mathbf{B}^+$ ,  $\mathbf{L} = \mathbf{L}^- - \mathbf{L}^+$ .

Из этой же системы может быть также получен вектор

$$\begin{pmatrix} F_j(p) \\ \vdots \\ F_i(p) \end{pmatrix} = \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \vdots \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}, \quad (14)$$

характеризующий набор передаточных функций устройства на выходах базисных структур ( $F_j(p)$  – передаточная функция на выходе  $j$ -го ОУ,  $F_i(p)$  – передаточная функция на выходе  $i$ -й RC-цепи).

Идеализированная передаточная функция ( $\forall_j \Pi_j = \infty, \mu_j = \infty$ ), которая и является целью конкретного проекта, следует из (12), (13) и определена следующим выражением:

$$\Phi_u(p) = t_0 + [\mathbf{T}_k : \mathbf{T}_c] \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{L} \\ -p\{\tau_i\}\mathbf{H}_c - \mathbf{H}_R & p\{\tau_i\} \end{bmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ + \mathbf{A}^- \\ \vdots \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Согласно строгим процедурам Фробениуса [4], она является функцией  $n$ -го порядка. Отметим, что для функций (12) и (13) существует алгоритм вычисления их полиномиальных коэффициентов через резольвенту основной матрицы системы.

Из соотношений (12) и (13) после стандартных операций над матрицами следует относительная чувствительность передаточной функции  $\Phi(p)$  к нестабильности коэффициента передачи  $\mu_j$  и площади усиления  $\Pi_j$   $j$ -го ОУ:

$$S_{\mu_j}^{\Phi(p)} = \frac{1}{\mu_j} \hat{H}_j(p) \cdot \hat{F}_j(p) / \Phi(p); \quad (16)$$

$$S_{\Pi_j}^{\Phi(p)} = \frac{p}{\Pi_j} \hat{H}_j(p) \cdot \hat{F}_j(p) / \Phi(p), \quad (17)$$

где

$$\hat{H}_j(p) = [\mathbf{T}_k : \mathbf{T}_c] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_j \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (18)$$

является локальной передаточной функцией системы при подключении источника сигнала  $x_0$  к неинвертирующему входу  $j$ -го ОУ, а

$$\hat{F}_j(p) = [\mathbf{v}_j : 0] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \dots \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix} \quad (19)$$

является передаточной функцией системы на выходе  $j$ -го ОУ.

Здесь векторы ( $\mathbf{T}$  – знак транспонирования)

$$\mathbf{u}_j = [0 \dots 1 \dots 0]^T, \mathbf{v}_j = [0 \dots 1 \dots 0] \quad (20)$$

содержат только одну единицу с  $j$ -м номером.

Из соотношений (16) и (17) следует, что уменьшение соответствующих чувствительностей может быть всегда достигнуто увеличением статического коэффициента и частоты единичного усиления соответствующих активных элементов. Однако это всегда сопровождается увеличением потребляемого тока и существенным увеличением числа используемых в СнК компонентов. Исключение составляет случай, когда для увеличения  $f_1$  используется собственная компенсация влияния доминирующих проходящих ёмкостей транзисторов [2]. Примечательно то, что при использовании только одного усилителя ( $N=1$ ) локальная передаточная функция (18) определяет хорошо известный в теории ARC-схем «ресурс» ОУ, который использовался для синтеза рациональных топологий пассивных подсхем. Однако в технике смешанных СнК такой подход не приводит к положительным результатам в силу очень жёстких требований к точной реализации параметров пассивных компонентов (отношение резисторов, абсолютное значение ёмкости конденсаторов, необходимость использования высокочастотных индуктивностей). Именно поэтому и необходимо решение сформулированной в настоящей работе общей теоретической задачи.

Если допустимые изменения параметров передаточных функций (3) и (15) малы и целью проекта является минимизация их максимального значения, то применение метода пополнения [5] при обращении матрицы (13) позволяет установить следующую взаимосвязь реальной и идеализированной передаточной функции

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \sum_{j=1}^N \frac{1}{\mu_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p)}{1 + \frac{1}{\mu_j} F_{jj}(p)} - \sum_{j=1}^N \frac{p}{\Pi_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p)}{1 + \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p)}, \quad (21)$$

где локальные передаточные функции  $H_j(p)$  и  $F_j(p)$  являются аналогами функций (18) и (19) для идеализированной системы, а локальная передаточная функция идеализированной системы

$$F_{jj}(p) = [\mathbf{v}_j \quad 0] \mathbf{J}^{-1} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_j \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (22)$$

реализуется на выходе  $j$ -го ОУ при подключении источника сигнала  $x_0$  к его неинвертирующему входу.

Для этого случая чувствительности конкретизируется:

$$S_{\mu_j}^{\Phi(p)} = \frac{1}{\mu_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p) / \Phi_u(p)}{1 + \frac{1}{\mu_j} F_{jj}(p)}, \quad (23)$$

$$S_{\Pi_j}^{\Phi(p)} = \frac{p}{\Pi_j} \frac{H_j(p) \cdot F_j(p) / \Phi_u(p)}{1 + \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p)}. \quad (24)$$

Локальные передаточные функции  $H_j(p)$ ,  $F_j(p)$ ,  $F_{jj}(p)$  непосредственно определяют частотный и динамический диапазон системы и проектируемой принципиальной схемы. Действительно, вклад  $j$ -го ОУ в собственный шум схемы определяется модулем  $|H_j(p)|$  в диапазоне рабочих частот  $\Delta\omega$ , поэтому

$$G_{\text{вых}}(\omega) = \sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega)|^2 G_j^2(\omega)}, \quad (25)$$

где  $G_{\text{вых}}(\omega)$ ,  $G_j(\omega)$  – выходная для схемы и входная для  $j$ -го ОУ спектральные плотности мощности шума.

Максимальное выходное напряжение схемы ( $U_{\text{max}}$ ) определяется не только максимальным выходным напряжением ОУ ( $U_{a \text{ max}}$ ), но и соотношением между максимальным значением модулей передаточных функций на выходе ОУ  $|F_j(p)|_{\text{max}}$  и на выходе схемы  $|\Phi(j\omega)|_{\text{max}}$

$$U_{\text{max}} = U_{a \text{ max}} / \max \left\{ |F_j(j\omega)|_{\text{max}} / |\Phi(j\omega)|_{\text{max}} \right\}. \quad (26)$$

Структура локальной передаточной функции  $F_{jj}(p)$  определяет деформацию основных (доминирующих) полюсов и характер дополнительных (недоминирующих) полюсов передаточной функции системы, поэтому она совместно с  $H_j(p)$  и  $F_j(p)$  определяет достижимый частотный диапазон проектируемого устройства.

Целесообразно отметить, что структура функций чувствительности (23) и (24) позволяет осуществить оценку неэффективности многих традиционных подходов к решению обсуждаемой общей задачи, включая, в частности, и лестничные цепи с нормальными  $D$ -элементами [7]. Ниже будет показано, что её успешное решение связано с одновременным изменением принципов формирования  $H_j(p)$  и  $F_{jj}(p)$ . Если вещественная и мнимая составляющие этих функций уменьшаются, то, как это следует из (21), (23), (24), уменьшается как соответствующая чувствительность, так и изменение передаточной функции, вызванное неидеальностью параметров ОУ. В частности, изменение знаков этих функций в соответствии с (21) приводит к взаимной компенсации влияния этих параметров.

### 1.3. Компенсация влияния доминирующих параметров активных элементов

Соотношение (21) для  $j$ -го активного элемента можно интерпретировать сигнальным графом, изображённым на рисунке 3. Здесь  $F_j(p)$  и  $\Phi_u(p)$  определяются из (19) и (15).

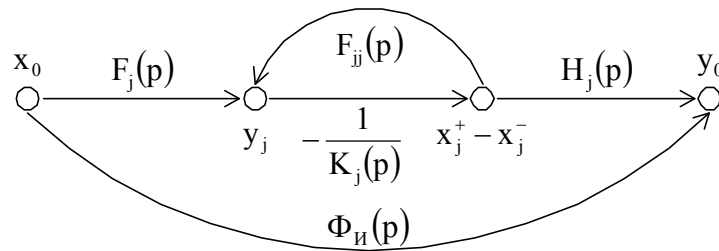


Рис. 3. Сигнальный граф электронной системы при влиянии  $j$ -го активного элемента

Следовательно, заменой соответствующих ветвей можно получить векторный сигнальный граф, учитывающий влияние  $j$ -го активного элемента. Наличие узла  $x_j^+ - x_j^-$  не изменяет структуру и смысл локальной функции (18), т.к. любую компоненту  $u_j$  можно рассматривать как равную единице разность передач пассивной части цепи на инвертирующий и неинвертирующий входы.

Рассмотрим решение системы (10) в виде

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} x_0, \quad (27)$$

$$\text{где } \tilde{\mathbf{Y}} = \begin{pmatrix} \mathbf{Y} \\ \mathbf{Z} \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- \\ \mathbf{A}_R + p\{\tau_i\}\mathbf{A}_c \end{pmatrix}, \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{L} \\ -p\{\tau_i\}\mathbf{H}_C - \mathbf{H}_R & p\{\tau_i\} \end{pmatrix}$$

Тогда при  $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_k \mid \mathbf{T}_c]$  локальные передаточные функции будут иметь следующий вид:

$$\Phi_u(p) = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} \quad (28)$$

$$H_j(p) = -\mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \tilde{\mathbf{u}}_j, \quad (29)$$

где  $\hat{\mathbf{u}}_j = [\mathbf{u}_j \mid 0]^T$ .

$$F_j(p) = \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}, \quad (30)$$

где  $\hat{\mathbf{v}}_j = [\mathbf{v}_j \mid 0]$

$$F_{jj}(p) = \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \tilde{\mathbf{u}}_j. \quad (31)$$

Настоящие преобразования приводят к векторному сигнальному графу, показанному на рисунке 4. Здесь вектор  $\tilde{\mathbf{X}} = (\mathbf{X}^+ - \mathbf{X}^- \quad : \quad \mathbf{X}_C + \mathbf{X}_R)^T$ .

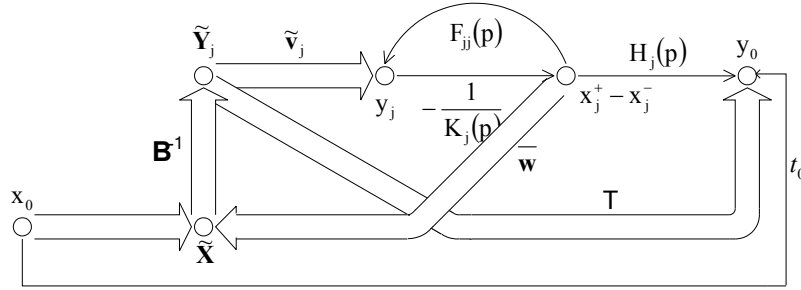


Рис. 4. Векторный сигнальный граф обобщённой структуры при влиянии  $j$ -го активного элемента

Из рассмотрения векторного сигнального графа следует важный в теоретическом отношении вывод – изменение локальных передач  $H_j(p)$  и  $F_{jj}(p)$  при фиксированной передаточной функции идеализированной схемы возможно тогда и только тогда, когда дифференциальный вход  $j$ -го активного элемента связывается с дополнительным входом схемы.

Это утверждение достаточно строго доказывается. Введём вектор

$$\bar{\mathbf{w}} = [\bar{\mathbf{w}}_j \quad : \quad \bar{\mathbf{w}}_i]^T = [0 \quad \dots \quad w_k \quad \dots \quad 0]^T, \quad (32)$$

где  $w_k = w_k^+ - w_k^-$ .

В этом случае структура будет описываться системой уравнений

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{X}} = \mathbf{A} x_0 + \bar{\mathbf{w}} x_j, \\ \tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{B}^{-1} \mathbf{X}, \\ y_j = \mathbf{v}_j \tilde{\mathbf{Y}} + F_{jj}(p)x_j, \\ x_j = -y_j/K_j(p), \\ y_0 = H_j(p)x_j + \mathbf{T} \tilde{\mathbf{Y}}, \end{cases} \quad (33)$$

решение которой приводит к следующему результату:

$$y_0 = -\mathbf{T} \begin{bmatrix} 1 \\ \xi \end{bmatrix} \mathbf{B}^{-1} \tilde{\mathbf{u}}_j \tilde{\mathbf{v}}_j + \mathbf{I} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A} x_0, \quad \xi = K_j(p) + F_{jj}(p). \quad (34)$$

При обращении матрицы  $\mathbf{Q}$  воспользуемся методом пополнения [5], тогда

$$\mathbf{Q}^{-1} = \left[ \xi \mathbf{B}^{-1} + \overline{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{v}}_j \right]^{-1} = \frac{1}{\xi} \left( \mathbf{B}^{-1} - \frac{1}{\xi + \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B} \overline{\mathbf{w}}} \mathbf{B}^{-1} \overline{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \right). \quad (35)$$

Следовательно, передаточная функция структуры с вектором (32) будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \Phi_u(p) - \frac{1}{K_j(p)} \frac{F_j(p)(H_j(p) + \Delta H_j(p))}{1 + \frac{1}{K_j(p)}(F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p))}, \quad (36)$$

где

$$\Delta H_j(p) = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \overline{\mathbf{w}}, \quad \Delta F_{jj}(p) = \tilde{\mathbf{v}}_j \mathbf{B}^{-1} \overline{\mathbf{w}} \quad (37)$$

обеспечивают изменение только локальных функций  $H_j(p)$  и  $F_{jj}(p)$ , сохраняя при этом неизменными передаточную функцию идеализированной структуры  $\Phi_u(p)$  и передаточную функцию на выходе  $j$ -го активного элемента  $F_j(p)$ . Изменение знака в (37), как это видно из (32), достигается за счёт дифференциальных свойств активных элементов.

Полученный результат имеет достаточно простую физическую трактовку. При идеальном активном элементе ( $\Pi_j = \infty$ ) дифференциальный входной сигнал  $x_j^+ - x_j^-$  не зависит от частоты, а в случае использования ОУ с  $\mu_j = \infty$  этот сигнал равен нулю, и дополнительный контур обратной связи прекращает своё действие, что в конечном итоге и сохраняет неизменными локальную функцию  $F_j(p)$  и передаточную функцию всего устройства.

Рассмотрим структуру локальных передаточных функций  $H_j(p) + \Delta H_j(p)$  и  $F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p)$  для векторного графа (рис. 4). В рассматриваемом случае все ОУ, кроме  $j$ -го, являются идеальными активными элементами, поэтому матрицы  $\mathbf{J}$  (соотношение (13)) и  $\mathbf{B}$  [соотношение (27)] совпадают. Тогда из соотношений (18), (22) и (37), при  $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_k \quad \mathbf{T}_c]$  следует

$$H_j(p) + \Delta H_j(p) = [\mathbf{T}_k \quad \mathbf{T}_c] \mathbf{J}^{-1} [(\mathbf{u}_j \quad 0)^T + \overline{\mathbf{w}}], \quad (38)$$

$$F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p) = [\mathbf{v}_j \quad 0] \mathbf{J}^{-1} [(\mathbf{u}_j \quad 0)^T + \overline{\mathbf{w}}]. \quad (39)$$



Таким образом, для минимизации этих функций достаточно, как это видно из структуры вектора  $u_j$  [соотношение (20)], выполнить условие равенства этого вектора с вектором (32) при  $w_k = -1$ . Реализация этого условия в классе пассивных элементов невозможна и ответ на вопрос об уровне компенсации влияния  $j$ -го ОУ на суммарные чувствительности (5) в общем случае остаётся открытым. Выполнив обращение матрицы (13) для идеальных ОУ, можно получить

$$H_j(p) + \Delta H_j(p) = \left[ \mathbf{T}_k - \mathbf{T}_c \left( \mathbf{H}_C + \left\{ \frac{1}{p\tau_i} \right\} \mathbf{H}_R \right) \right] \mathbf{Q}^{-1} (\mathbf{u}_j \cdot \bar{\mathbf{w}}_j) + \mathbf{T}_c \left( \mathbf{H}_C + \left\{ \frac{1}{p\tau_i} \right\} \mathbf{H}_R \right) \mathbf{Q}^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \{p\tau_i\} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i, \quad (40)$$

$$F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p) = \mathbf{v}_j \mathbf{Q}^{-1} (\mathbf{u}_j + \bar{\mathbf{w}}_j + \mathbf{L} \{p\tau_i\} \cdot \bar{\mathbf{w}}_i), \quad (41)$$

где  $\mathbf{Q} = \mathbf{B} + \mathbf{LH}_R + \mathbf{L}\{1/p\tau_i\}\mathbf{H}_R$ ,  $\bar{\mathbf{w}}_j$ ,  $\bar{\mathbf{w}}_i$  – блочные компоненты вектора  $\bar{\mathbf{w}}$  (32).

Таким образом, компонента  $w_k$  вектора  $\bar{\mathbf{w}}$  может находиться на любой позиции и связывать однонаправленной передачей дифференциальный вход  $j$ -го ОУ с одним или несколькими входами ОУ (векторы  $\mathbf{X}^-$  и  $\mathbf{X}^+$ ), а также входами  $RC$ -цепей (векторы  $\mathbf{X}_C$  и  $\mathbf{X}_R$ ). В любом случае структура локальных функций (40) и (41) изменяется, что и объясняет появление дополнительных параметрических степеней свободы, которые можно использовать для решения основной задачи.

Структура матрицы  $\mathbf{Q}$  показывает, что матрицы, входящие в систему (10), определяют возможность одновременной компенсации влияния  $j$ -го ОУ на мнимую и вещественную составляющие локальных функций (40) и (41). Действительно, в исходном варианте ( $\bar{\mathbf{w}}_j = 0$ ,  $\bar{\mathbf{w}}_i = 0$ ) локальная функция определяется только одной полиномиальной компонентой этой матрицы, а при введении  $w_k$  – алгебраической суммой. В частности,  $w_k$  может формироваться из условия минимизации функций (1) и (2). Выполненные ранее преобразования показывают, что  $\Delta H_j(p)$  и  $\Delta F_{jj}(p)$  могут формироваться аддитивной суммой посредством векторов  $\bar{\mathbf{w}}_j$  и  $\bar{\mathbf{w}}_i$ .

Таким образом, полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными. Можно также показать, что они являются единственными. Здесь отметим следующее – исток  $\tilde{\mathbf{X}}$  в векторном графе (рис. 4) является единственным и указывает на воздействие любого входного узла системы ( $\mathbf{X}^-$ ,  $\mathbf{X}^+$ ,  $\mathbf{X}_C$ ,  $\mathbf{X}_R$ ) с вектором (32), поэтому и соотношение (37) является полным.

Сравнивая структуру локальных передаточных функций (18), (22) и (37), можно установить, что полной компенсации локальных передаточных функций  $H_j(p) + \Delta H_j(p)$  и  $F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p)$  обеспечить теоретически невозможно в силу того, что  $\tilde{u}_j \neq \overline{w}$  (соотношение (20), (32)). Однако если  $w_k > 1$ , то функции чувствительности (23) и (24) изменяют знак, что в конечном итоге и обеспечивает взаимную компенсацию влияния этих параметров активных элементов на передаточную функцию системы.

#### 1.4. Основные направления структурной оптимизации

Ответ на вопрос об уровне компенсации в общем случае остаётся открытым, т.к. зависит от структуры матрицы  $\mathbf{B}$  и вектора  $\overline{w}$ , 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  $\mathbf{B}$ . Учитывая соотношения (28) – (29), матрица  $\mathbf{B}$  заменяется на её клеточные эквиваленты. Из процедур Фробениуса [4] 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 системы в общем случае не одинаковы, и блочные компоненты матрицы (27) оказываются несогласованными. В этой связи практическое использование настоящих результатов связано с анализом структур поправочных полиномов электронных систем различного класса и требует дополнительных исследований.

В ряде случаев выполнение параметрических условий минимизации

$$H_j(p) + \Delta H_j(p) \text{ и } F_{jj}(p) + \Delta F_{jj}(p) \quad (42)$$

может привести к нарушению принципа пассивности компонент вектора  $\overline{w}$  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 высокодобротных звеньев фильтров 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

$$\sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega) - \Delta H_j(j\omega)|^2 + \sum_{k=1}^M |H_k(j\omega)|^2}, \quad (43)$$

$$\sum_{j=1}^N F_{jj}(j\omega) + \sum_{k=1}^M F_{kk}(j\omega), \quad (44)$$

где  $M$  – число дополнительно введённых элементов. Здесь предполагается использование идентичных активных элементов. Минимизация осуществляется с учётом 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 учётом шумовых свойств активных элементов и необходимости применения высокоомных резисторов задача сводится к минимизации (44) при условии равенства вкладов основных и дополнительных ОУ в собственный шум схемы

$$|H_j(j\omega) - \Delta H_j(j\omega)|^2 = |H_k(j\omega)|^2, \quad j = \overline{1, N}, k = \overline{1, M}. \quad (45)$$

Возможно также выполнение условия неухудшения нижнего уровня динамического диапазона, когда

$$\sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega)|^2} = \sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega) - \Delta H_j(j\omega)|^2 + \sum_{k=1}^M |H_k(j\omega)|^2}. \quad (46)$$

В случае применения маломушьящих ОУ, которые характеризуются относительно невысокими частотными свойствами, минимизация (10) является доминирующей, а условие (46) становится желаемым.

Полученные результаты позволяют сделать ряд промежуточных выводов. Чередование знаков в функциях параметрической чувствительности (3) и (4) возможно только при пересмотре ряда принципов организации обратных связей.

Для реализации указанных свойств принципиальных схем необходимо изменение структур передаточной функции системы при подаче сигнала на неинвертирующий вход ОУ (18) и передаточной функции на выходе ОУ при том же источнике входного воздействия (22). В этом случае уменьшается влияние ОУ на собственный шум схемы (25) и сохраняется набор передаточных функций устройства на выходах ОУ (19) и, следовательно, общая передаточная функция (22).

Локальные передаточные функции (18) и (22) при выполнении указанных дополнительных свойств изменяются под действием специального дополнительного контура обратной связи (рис. 4). Этот контур, связывающий дифференциальный вход конкретного ОУ с дополнительным входом

схемы через компенсирующую цепь с передаточной функцией (32), при выполнении необходимых параметрических условий может уменьшить функцию чувствительности, изменить её знак и таким образом в соответствии с (21), (23), (24) решить поставленную задачу. Связь активных чувствительностей схем с набором локальных передаточных функций дополняет общую теорию электронных  $RC$ -схем и может использоваться в задачах автоматизации схемотехнического проектирования.

Для минимизации суммарных чувствительностей (5) при доступной (требуемой) параметрической чувствительности (23) и (24) можно использовать их суперпозицию, контролируя их среднеквадратическое значение (7) или значения показателей качества (39), (45), (46). В ряде случаев возможна и обратная последовательность – минимизация функционалов (43) или (45), или (46) при контроле значения чувствительности (5). Именно эта особенность и открывает широкие возможности решения задач инженерного проектирования.

Конкретизация этих положений позволяет разработать для определённого класса устройств СФ-блоков достаточно простую методику инженерного проектирования принципиальных схем с взаимной компенсацией влияния доминирующих параметров активных элементов, что и является основной задачей второй части настоящей работы.

## 2. МЕТОДИКА СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА СХЕМ С ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ

### 2.1. Общие положения

Выполненные в части 1 настоящей работы исследования указывают на существование общих принципов 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 определёнными функциональными особенностями (см. соотношения (36) – (41) и векторный сигнальный граф на рис. 4). В этой связи для обеспечения однонаправленности передачи сигнала необходимо выполнить условие

$$Z_{\text{ВХ ДОП}} \gg Z_{\text{ВЫХ}}, \quad (47)$$

где  $Z_{\text{ВХ ДОП}}$  – входное сопротивление схемы со стороны дополнительного входа (компонента вектора  $\tilde{X}$  на рис. 4),  $Z_{\text{ВЫХ}}$  – выходное сопротивление схемы на дифференциальном входе активного элемента.

Приведённое неравенство показывает преимущества схем с «заземлёнными» входами ОУ. Эти узлы можно рассматривать в качестве дополнительных входов схемы, когда условие (47) выполняется автоматически. В противном случае может оказаться необходимым введение в схему дополнительных активных элементов, обеспечивающих однонаправленную передачу сигнала и реализацию компоненты вектора (32).

Таким образом, чем выше число «заземлённых» элементов схемы, тем выше её «модернизационный» ресурс. Кроме этого, как видно из соотношений (40) и (41), введение дополнительных обратных связей может изменить знак локальных передач  $F_{jj}(p)$ ,  $H_j(p)$  и, следовательно, обеспечить при необходимости взаимную компенсацию влияния различных активных элементов и реализацию компоненты вектора (32).

Как видно из соотношений (3) и (4), решение основной задачи требует предварительного анализа общей (системной) задачи – поиска параметров  $P$ , которые являются доминирующими в создаваемом устройстве, а также ранжирование ОУ по степени влияния на эти доминирующие параметры. Реализация этого этапа проектных процедур предполагает исследование вещественной и мнимой составляющих чувствительности передаточной функции устройства к каждому параметру  $P$ , определение максимальных значений, их локализации в частотной области, вычисление рациональных допусков и т.п. В этом отношении в определённой степени

универсальным является переход на параметры полюсов и нулей общей передаточной функции и использование базовых положений теории чувствительности электрических цепей – частота полюса ( $\omega_p$ ) и нуля ( $\omega_z$ ) является доминирующим параметром для высокодобротного полюса (нуля), так как максимальные значения соответствующих чувствительностей пропорционально реализуемой добротности ( $Q$ ). Именно поэтому можно утверждать, что действие контуров компенсирующих обратных связей должно быть направлено на уменьшение чувствительностей  $\omega_p$  и  $\omega_z$ . Однако здесь необходимо учитывать, что для широкого класса практических задач чувствительность затухания полюса ( $d_p=1/Q$ ) оказывается значительной (пропорциональной реализуемой добротности), и, следовательно, потребуется также компенсация влияния  $\mu_j$  и  $f_{lj}$  на этот параметр. Такой подход является общим для каскадной реализации требуемой передаточной функции. В структурах с дополнительной межзвенной связью и лестничных структурах [7] этот этап необходимо исследовать индивидуально. Однако всегда можно выделить ограниченную группу доминирующих полюсов (нулей) и, следовательно, осуществить рациональную декомпозицию общей задачи.

На втором этапе синтеза целесообразно сформулировать и решить задачу поиска достаточно общих как функциональных, так и топологических правил построения схем с взаимной компенсацией влияния основных параметров ОУ. Именно они позволяют уменьшить область схемотехнического перебора различных вариантов и в ряде случаев автоматизировать общую задачу. В этом отношении важны общие свойства затрагиваемого класса электронных схем. Так, для устройств частотной селекции общая задача связана с построением схем со стабильными параметрами полюсов, т.к. для фильтров стабильность параметров нулей передаточной функции менее важна, а для корректоров они структурно коррелированы.

В соответствии с постановкой задачи чувствительности доминирующих параметров схемы (5) и (6) должны быть достаточно малы, и они имеют противоположные знаки, соответствующие конечным приращениям этих параметров, поэтому обсуждаемый этап решения задачи можно также рассматривать в контексте полного анализа синтезированной схемы. В этом случае блочную матрицу  $\mathbf{J}^{-1}$  в функции (12) целесообразно представить в виде матричного ряда.

Из (13) следует

$$\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} \{\Pi_j\} & 0 \\ \mathbf{H}_c \{\Pi_j\} & \{1/\tau_i\} \end{bmatrix} \left[ p \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 & \mathbf{Q}_2 \\ \mathbf{Q}_3 & \mathbf{Q}_4 \end{bmatrix} \right]^{-1}, \quad (48)$$

где  $\mathbf{Q}_1 = [\mathbf{B} + \mathbf{L}\mathbf{H}_c + \{1/\mu_j\}]\{\Pi_j\}$ ,  $\mathbf{Q}_2 = -\mathbf{L}\{1/\tau_i\}$ ,  $\mathbf{Q}_3 = -[\mathbf{H}_c - \mathbf{H}_R]\{\Pi_j\}$ ,  $\mathbf{Q}_4 = -\{1/\tau_i\}$ .

Применив метод В.Н. Фаддеевой [5] к резольвенте матрицы  $\mathbf{Q}$ , получим:

$$\mathbf{J}^{-1} = \begin{bmatrix} \{\Pi_j\} & \mathbf{0} \\ \mathbf{H}_c \{\Pi_j\} & \{1/\tau_i\} \end{bmatrix} \frac{1}{\Delta(p)} \sum_{i=1}^m p^{i-1} \mathbf{R}_i, \quad (49)$$

где

$$\mathbf{R}_i = \sum_{j=1}^m b_j \mathbf{Q}_{j-i}, \quad i = 1, 2, 3 \dots m \quad (m = n + N); \quad (50)$$

$$\Delta(p) = \det(p\mathbf{I}_{n+N} - \mathbf{Q}) = p^m + b_{m-1}p^{m-1} + \dots b_1p + b_0. \quad (51)$$

Коэффициенты  $b_i$  и матрицы  $\mathbf{R}_i$ ,  $i = \overline{1, m}$ , определяются с помощью следующего алгоритма:

$$b_m = 1, \quad \mathbf{R}_m = \mathbf{I}_m, \quad (52)$$

$$b_{m-k} = \frac{1}{k} S_p(\mathbf{Q}\mathbf{R}_{m-k+1}), \quad k = 2, \dots, m, \quad (53)$$

$$\mathbf{R}_{m-k} = b_{m-k} \mathbf{I}_m + \mathbf{Q}\mathbf{R}_{m-k+1}, \quad \mathbf{R}_0 = \mathbf{0}. \quad (54)$$

Здесь  $S_p(\bullet)$  – след (сумма диагональных элементов) матрицы. Приведённые соотношения позволяют определить коэффициенты числителя передаточной функции (12)

$$a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots a_{i-1} p^{i-1} + \dots a_0 \quad (55)$$

из следующих соотношений:

$$a_{i-1} = \left[ (\mathbf{T}_k + \mathbf{T}_c \mathbf{H}_c) \{\Pi_j\} \vdots \mathbf{T}_c \{1/\tau_i\} \right] \mathbf{R}_i \left( \frac{\mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^-}{\mathbf{A}_R} \right) + \mathbf{R}_{i-1} \left( \frac{\mathbf{0}}{\{\tau_i\} \mathbf{A}_c} \right) + t_0 b_{i-1}; \quad (56)$$

$$a_m = \mathbf{T}_c \mathbf{A}_c + t_0 b_m. \quad (57)$$

Полученные результаты и зависимости коэффициентов передаточной функции обобщённой структуры от параметров элементов практически образуют систему компонентных уравнений, которая может быть использована для параметрической оптимизации принципиальных схем.

## 2.2. Функционально-топологические правила синтеза схем второго порядка с взаимной компенсацией

В качестве примера рассмотрим решение общей задачи для звеньев второго порядка. Их знаменатель  $B(p)$  и его приращение  $\Delta B(p)$ , вызванное влиянием ОУ, описывается следующими выражениями:

$$B(p) = p^2 b_0 + p b_1 + 1, \quad \omega_p = \sqrt{\frac{1}{b_0}}, \quad d_p = \frac{b_1}{\sqrt{b_0}}, \quad (58)$$

$$\Delta B(p) = p^3 \alpha_3 + p^2 \alpha_2 + p \alpha_1,$$

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{\alpha_2}{2b_0}, \quad \frac{\Delta d_p}{d_p} = \frac{\omega_p}{d_p} \left( \alpha_1 - \frac{\alpha_3}{b_0} \right), \quad (59)$$

где  $\omega_p$  и  $d_p$  – частота и затухание полюса, а  $\Delta\omega_p/\omega_p$  и  $\Delta d_p/d_p$  – относительные изменения этих параметров.

Отметим, что, как указывалось в первой части работы (соотношение (21)), коэффициенты  $\alpha_3, \alpha_2, \alpha_1$  следуют из суммы числителей локальных передаточных функций  $F_{jj}(p)$  и учитывают влияние параметров всех ОУ в аддитивном виде. В этой связи относительные изменения  $\Delta\omega_p/\omega_p$  и  $\Delta d_p/d_p$  являются также и суммарной чувствительностью с противоположным знаком этих параметров к площади усиления применяемых активных элементов. Именно минимизация суммарной чувствительности в постановке задачи (5) обеспечивает и минимизацию указанных относительных изменений.

Тогда для компенсации влияния компонент  $\Delta B_1(p)$  необходимо к полиному (58) добавить следующую составляющую:

$$\Delta B_2(p) = \sum_{j=1}^M \frac{P}{\Pi_j} K_j (p^2 \alpha_{2j} + p \alpha_{1j} + \alpha_{0j}), \quad (60)$$

где  $K_j$  – некоторый коэффициент.

Отсюда

$$\begin{aligned} \Delta B(p) = \Delta B_1(p) + \Delta B_2(p) = p^3 \left( \alpha_3 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{2j} \right) + \\ + p^2 \left( \alpha_2 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{1j} \right) + p \left( \alpha_1 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{0j} \right), \end{aligned} \quad (61)$$

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{1}{2b_0} \left( \alpha_2 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{1j} \right), \quad (62)$$

$$\frac{\Delta d_p}{d_p} \approx -\frac{\omega_p}{d_p} \left( \alpha_1 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{0j} - \frac{1}{b_0} \left( \alpha_3 + \sum_{j=1}^N \frac{K_j}{\Pi_j} \alpha_{2j} \right) \right). \quad (63)$$

Соотношения (62), (63) показывают, что выбором  $\alpha_{2j}, \alpha_{1j}, \alpha_{0j}$  и знаков  $K_j$  можно обеспечить любой уровень компенсации влияния площадей усиления активных элементов на частоту и затухание полюса. Вытекающие из (62), (63) функциональные признаки и правила приведены в таблице 2. Целесообразно ещё раз подчеркнуть, что введение таких компенсирующих обратных связей изменяет не только структуру знаменателя передаточной функции, но и в соответствии с соотношениями (36), (21) структуру суммарной чувствительности (4). Это объясняется изменением локальной передаточной функции  $H_j(p)$ .



Таблица 2

**Правила построения звеньев с активной компенсацией**

Компенсируемые параметры	Функционально-топологический признак	Правило построения схемы
$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}$	Реализация на выходе одного ли нескольких ОУ функции $p \alpha_{1j}/B(p)$ (компенсация $\alpha_2$ )	Выходы ОУ через масштабный усилитель с коэффициентом передачи $K = -\Delta\omega_p/\omega_p \cdot P_j/\alpha_{1j}$ соединяют с выбранным входом схемы. Возвратное отношение в контуре положительно
$\frac{\Delta d_p}{d_p}$	Реализация на выходе одного ли нескольких ОУ функции $p^2 \alpha_{2j}/B(p)$ или $\alpha_{0j}/B(p)$ (компенсация $\alpha_3$ или $\alpha_1$ )	Выходы ОУ через масштабный усилитель с коэффициентом передачи $K = -\Delta d_p/d_p \cdot P_j/\omega_p^3 Q \alpha_{2j}$ или $K = \Delta d_p/d_p \cdot P_j/\alpha_{1j} \cdot 1/\omega_p Q$ соединяют с выбранным входом схемы. В первом случае возвратное отношение в контуре положительно, а во втором – отрицательно
Примечание. При одновременной компенсации изменений $\omega_p$ и $d_p$ 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.		

Соотношения таблицы 2 и сформулированные здесь функциональные и топологические признаки позволяют разработать алгоритм структурного синтеза схем, обладающих свойством параметрической оптимизации влияния доминирующих паразитных параметров электронных усилителей. Такой алгоритм является пошаговым и исключает итерационные циклы.

На первом (подготовительном) этапе необходимо минимально повысить число дополнительных входов схемы (см. структуру векторов  $\mathbf{X}^-$ ,  $\mathbf{X}^+$ ,  $\mathbf{X}_C$ ,  $\mathbf{X}_R$  на векторном сигнальном графе (рис. 2)). Действительно, в соответствии с таблицей 2 функционально-топологическим признаком минимизации влияния активных элементов на параметры полюса является реализация на выходе одного из усилителей при подаче сигнала на дополнительные входы схемы, передаточных функций полосового типа (ПФ) (компенсация  $\Delta\omega_p/\omega_p$ ), фильтра нижних (ФНЧ) или верхних частот (ФВЧ) (компенсация  $\Delta d_p/d_p$ ). Эти входы в последующем можно использовать для создания необходимого вектора  $\bar{\mathbf{w}}$  (32) и повышения эффективности контура компенсирующей обратной связи. При решении задачи компенсации влияния параметров ОУ на затухание полюса эти дополнительные входы должны обеспечить реализацию на выходе одного из усилителей функции ФНЧ, поскольку применение только контура ФВЧ (компенсация  $\alpha_3$ ) может

существенно повлиять на запас устойчивости схемы. При реализации настоящего этапа в простых процедурах можно широко использовать схемотехнические САПР и ранжирование (отбор) создаваемых входов осуществлять путём сравнения их АЧХ и ФЧХ в диапазоне рабочих частот с желаемыми видами, определяемыми передаточными функциями ПФ, ФНЧ и ФВЧ.

На втором этапе необходимо выбрать предпочтительные для взаимной компенсации ОУ, при этом целесообразно пользоваться следующими соображениями:

- минимизация суммарной чувствительности (5) в рамках взаимной компенсации осуществляется изменением знака одной из своих составляющих, поэтому улучшение оценки (6) и, следовательно, повышение стабильности всего устройства, можно обеспечить только уменьшением максимального значения составляющей этой чувствительности. В этой связи предпочтительным для организации контура дополнительной обратной связи являются доминирующие ОУ с максимальной чувствительностью соответствующего параметра;

- если необходимо одновременно уменьшать погрешность реализации  $\Delta\omega_p/\omega_p$  и  $\Delta d_p/d_p$ , то в силу того, что действие частот единичного усиления направлено на уменьшение как частоты, так и затухания полюса, желательным вариантом из возможных дополнительных входов схемы является реализация на выходе доминирующего ( $j$ -го) ОУ передаточной функции

$$F_{qj}(p) = \frac{p^2 \alpha_{2j} - \alpha_{0j}}{B(p)}. \quad (64)$$

В этом случае действие одного контура компенсирующей обратной связи будет направлено на уменьшение суммарной чувствительности как частоты, так и затухания полюса при уменьшении максимального модуля в условии (6).

- при условии, что вклад параметров ОУ в частоту и затухание полюса (59) примерно одинаков, предпочтительным для организации контура обратной связи является ОУ, на выходе которого реализуется указанная в таблице 2 функциональная зависимость при подаче сигнала на один или несколько дополнительных входов.

В ряде случаев можно использовать в качестве доминирующих несколько ОУ, но при этом необходимо учитывать дополнительные элементные «затраты» на реализацию соответствующих контуров компенсирующих обратных связей. Этот вариант может оказаться предпочтительным в схемах с «виртуальными» нулями, когда в схеме используется ОУ с «заземлёнными» неинвертирующими входами и для организации контура не нужно использовать дифференциальные свойства цепи дополнительной обратной связи.

На третьем этапе осуществляется построение принципиальной схемы дополнительной цепи обратной связи. Если набор дополнительных входов выполнен достаточно полно, то необходимая на выходе доминирующего ОУ передаточная функция реализуется простым суммированием локальных функций из выявленного набора. При этом в некоторых случаях оказывается необходимым параметрически оптимизировать этот набор для выполнения указанных в таблице 2 условий. Если проектируемая цепь должна выделять дифференциальный сигнал доминирующего ОУ и, следовательно, содержать дополнительные активные элементы, то параметрическую оптимизацию можно дополнить структурной, например, добавлением специальных  $RC$ -цепей

$$w_k = w(p)/Q(p), \quad (65)$$

направленных на реализацию указанных в таблице 2 условий. Эта цепь может быть синтезирована через полином  $w(p)$ , структура которого следует из условия требуемого уровня компенсации

$$f_{qj}(p) \cdot w(p) = K_j(p^2 \alpha_{2j} + p \alpha_{1j} + \alpha_{0j}), \quad (66)$$

где  $\alpha_{2j}$ ,  $\alpha_{1j}$ ,  $\alpha_{0j}$  вычисляются из соотношений и рекомбинаций, приведённых в таблице 2;  $f_{qj}(p)$  – числитель передаточной функции на выходе  $j$ -го ОУ для  $q$ -го дополнительного входа.

На четвёртом, заключительном, этапе синтеза решается задача согласования дифференциального входа  $j$ -го ОУ с входом дополнительной обратной связи. Здесь, как правило, оказывается необходимым использование дополнительного ОУ, реализующего функцию масштабного (дифференциального) сумматора, входные сопротивления которого удовлетворяют неравенству (47), а дифференциальный коэффициент – соотношениям таблицы 2 или условию (66). Далее будет показано, что использование в таких цепях мультидифференциальных ОУ [6] позитивно влияет на основные качественные показатели проекта.

Основные параметры этого ОУ изменяют структуру влияния активных элементов на частоту и затухание полюса. Можно достаточно строго показать, что возникающее при этом приращение  $B(p)$  определится следующим соотношением

$$\Delta B(p) = \left( \frac{1}{\mu_{N+1}} + \frac{p}{\Pi_{N+1}} \right) K(p^2 + p\omega_p d_p + \omega_p^2), \quad (67)$$

где  $\mu_{N+1}$ ,  $\Pi_{N+1}$  – основные параметры дополнительного  $(N+1)$ -го ОУ.

Таким образом, если в соответствии с таблицей 2 в схеме обеспечивается достаточно глубокая взаимная компенсация, то возникающее влияние  $(N+1)$ -го ОУ ограничивается соотношением

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\Pi_{N+1}} d_p, \quad \frac{\Delta d_p}{d_p} \approx \frac{1}{\mu_{N+1}} \quad (68)$$

и при значительной добротности ( $Q > 3$ ), когда и возникает необходимость решения общей задачи, является недоминирующим.

### 2.3. Пример синтеза схемы с взаимной компенсацией

Рассмотрим построение на основе изложенного материала звена второго порядка с активной компенсацией влияния площадей усиления ОУ на частоту и затухание полюса. Принципиальная схема первоначального варианта приведена на рисунке 5, характеризуется следующими параметрами ( $g_6 = g_7 = g_8 = 0$ ) и коэффициентами, входящими в (62), (63):

$$\omega_p = \sqrt{\frac{g_1 g_5}{C_1 \tau_2 g_4}}, \quad d_p = \sqrt{\frac{g_1 \tau_2 g_4}{C_1 g_5}} \cdot \frac{g_3}{g_1}, \quad (69)$$

$$\alpha_3 = \frac{\tau_1 \tau_2}{\gamma_3 (1 - \gamma_2)} \left( \frac{1}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \right), \quad \alpha_2 = \frac{1}{\gamma_3 (1 - \gamma_2)} \left( \frac{\tau_1}{\Pi_1} + \gamma_2 \frac{\tau_2}{\Pi_1} + \frac{\tau_2}{\Pi_2} \right), \quad (70)$$

$$\alpha_1 = \frac{\gamma_2}{\gamma_3 (1 - \gamma_2)} \frac{1}{\Pi_1}, \quad \tau_1 = \frac{C_1}{g_1 + g_3}, \quad y_2 = \frac{g_3}{g_1 + g_3}, \quad y_3 = \frac{g_5}{g_4 + g_5}, \quad (71)$$

$$\tau_2 = C_2 / g_2, \quad \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx \frac{0,5}{1 - \gamma_3} \left( \frac{1}{\tau_2 \Pi_1} + \frac{1}{\tau_1 \Pi_2} \right), \quad \frac{\Delta d_p}{d_p} \approx -\frac{\omega_p Q}{1 - \gamma_3} \left( \frac{1}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \right)$$

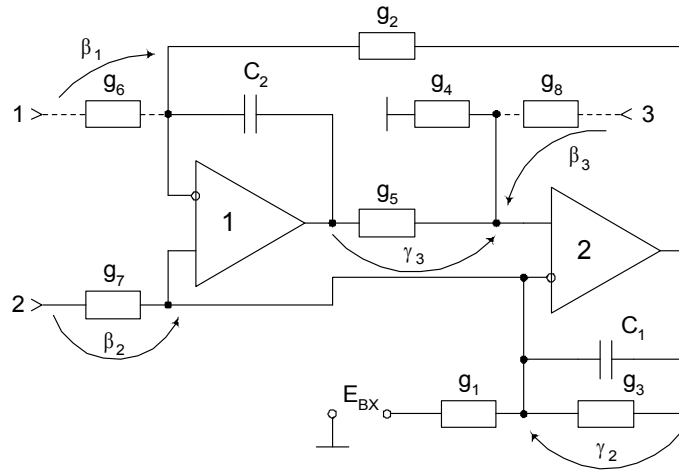


Рис. 5. Низкочувствительное ARC-звено Антонио с резистивной нагрузкой без собственной компенсации

Целесообразно отметить, что настоящая схема является звеном фильтра нижних частот с дополнительным мнимым нулём и относится к классу параметрически низкочувствительных устройств частотной селекции [7].

Из (71) следует, что

$$S_{\Pi_1}^{\omega_p} \approx \frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{g_4}{g_5}} + \sqrt{\frac{g_5}{g_4}} \right) \frac{\omega_p}{\Pi_1} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad (72)$$

$$S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx \frac{1}{2} \left( \sqrt{\frac{g_4}{g_5}} + \sqrt{\frac{g_5}{g_4}} \right) \frac{\omega_p}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}, \quad (73)$$

$$S_{\Pi_1}^{d_p} = \frac{Q}{1 - \gamma_3} \cdot \frac{\omega_p}{\Pi_1}, \quad S_{\Pi_2}^{d_p} = \frac{Q}{1 - \gamma_3} \cdot \frac{\omega_p}{\Pi_2}. \quad (74)$$

Таким образом, влияние частоты единичного усиления на параметры полюса параметрически не минимизируется и определяется соотношением частоты полюса и частоты единичного усиления каждого из ОУ. Кроме этого, характер чувствительностей (74) показывает, что влияние площади усиления ОУ на затухание полюса пропорционально реализуемой добротности  $Q$ . Учитывая, что чувствительности АЧХ- и ФЧХ-схемы к неустойчивости её частоты полюса пропорциональны  $Q$ , решение поставленной задачи оказывается возможным только изменением характера влияния одного из ОУ на эти параметры, т.е. изменением знака одной параметрической чувствительности. В этом и состоит суть предлагаемых в работе контуров компенсирующей обратной связи.

В соответствии с первым этапом синтеза в схему вводятся дополнительные входы 1, 2, 3 (рис. 5) и выполняется её анализ для определения числителей тех передаточных функций, которые реализуются на выходах ОУ.

Рассматриваемая схема может иметь три специально созданных входа (соответствующие связи на рис. 5 показаны пунктиром). Результаты анализа приведены в таблице 3, из которой следуют и основные этапы решения задачи. Здесь передаточные функции на выходе  $j$ -го ОУ при подключении источника сигнала к  $k$ -му ( $k=1, 2, 3$ ) дополнительному входу в общем случае имеют следующий вид

$$F_{kj}(p) = \frac{p^2 a_2 + p a_1 + a_0}{p^2 + p b_1 + b_0}. \quad (75)$$

Для определения структуры этих коэффициентов необходимо выполнить анализ указанного набора. Решение этой задачи базируется на трёхкратном использовании соотношения (14) при  $\Pi_j = \infty$ ,  $\mu_j = \infty$  ( $\forall j$ ), поэтому в соответствии с соотношениями таблицы 1 составляются векторы и матрицы, указанные в таблице 3. Здесь индекс вектора  $\mathbf{A}$  определяется номером дополнительного входа (1, 2, 3).

Таблица 3

## Синтез звена второго порядка с взаимной компенсацией

Этап, использ. соотношения	Результаты анализа						
1. Формирование матриц и векторов. Соотношения таблицы 1	$\mathbf{B}^- = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{B}^+ = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \gamma_3 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{L}^+ = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{H}_R = \begin{pmatrix} 0 & \gamma_2 \\ 0 & \gamma_1 \end{pmatrix},$ $\mathbf{H}_C = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \gamma_1 = \frac{g_2}{g_2 + g_6}, \gamma_2 = \frac{g_3}{g_1 + g_3 + g_7},$ $\gamma_3 = \frac{g_5}{g_4 + g_5 + g_8}, \tau_1 = \frac{C_1}{g_1 + g_3 + g_7}, \tau_2 = \frac{C_2}{g_2 + g_6}, \mathbf{A}_{R1} = \begin{pmatrix} 0 \\ \beta_1 \end{pmatrix},$ $\mathbf{A}_{R2} = \begin{pmatrix} \beta_2 \\ 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_3 = \begin{pmatrix} 0 \\ \beta_3 \end{pmatrix}, \beta_1 = 1 - \gamma_1, \beta_2 = \frac{g_7}{g_1 + g_3 + g_7},$ $\beta_3 = \frac{g_8}{g_4 + g_5 + g_8}$						
2. Вычисление набора перед. функций. Соотношения (14). Здесь $a_0, a_1, a_2$ – коэффициенты числителей локальных функций $F_{jk}$ . 3. Выбор $F_{jk}$ – соотношения таблицы 2		$F_{11}$	$F_{12}$	$F_{21}$	$F_{22}$	$F_{31}$	$F_{32}$
	$a_2$	0	0	0	0	$\frac{\beta_3 b_0}{1 - \gamma_3}$	$\frac{\beta_3 b_0}{1 - \gamma_3}$
	$a_1$	$\frac{\tau_1 \beta_1 / \gamma_3}{1 - \gamma_2}$	$-\frac{\tau_1 \beta_1}{1 - \gamma_2}$	$-\frac{\beta_2 \tau_2 b_1 / \gamma_3}{1 - \gamma_2}$	$-a_0 \left( b_1 + \frac{b_0}{\tau_1} \right)$	$\frac{\beta_3 b_0}{1 - \gamma_3}$	$\frac{\beta_3 \tau_2 / \gamma_3}{1 - \gamma_2}$
	$a_0$	$-\frac{\beta_1 \gamma_2 / \gamma_3}{1 - \gamma_2}$	$-\frac{\beta_1}{1 - \gamma_2}$	$\frac{\beta_2 / \gamma_3}{1 - \gamma_2}$	$-\frac{\beta_2}{1 - \gamma_2}$	$-\frac{\beta_3}{\gamma_3}$	0
	$b_1 = \tau_2 \frac{g_3}{g_1} \cdot \frac{g_4}{g_5}, b_0 = \tau_2 \frac{C_1 g_4}{g_1 g_5}$						
4. Вычисление влияния дополнительного ОУ	$\frac{p}{\Pi_3} \cdot \frac{1}{b_{33}} \left[ \frac{p^2}{\omega_p^2} \left( 1 + \frac{g_3}{g_4} \right) + p b_1 \left( 1 + \frac{g_2}{g_4} \right) + 1 \right], b_{33} = \frac{g_{10}}{g_9 + g_{10} + g_{11}},$ $g_8 \ll g_1, g_{11} \ll g_2$						

При вычислении компонент матриц и векторов необходимо выполнить анализ коммутатора (рис. 1), который в явном виде состоит только из резистивного делителя  $\gamma_3$ , и поэтому при заполнении матрицы  $\mathbf{H}_R$  и векторов  $\mathbf{A}_{R1}$ ,  $\mathbf{A}_{R2}$  (число в индексе указывает номер создаваемого входа) необходим анализ отдельных подсхем. Так, для подсхемы  $C_1$ ,  $g_1$ ,  $g_3$ ,  $g_7$ , эквивалентной простейшей  $RC$ -цепи ( $C_1$  соединён последовательно только с  $R_1$ ), к резистору которой подключён пассивный сумматор, входящий в состав коммутатора, можно получить

$$h_{21}^R = \gamma_2 = g_3 / (g_1 + g_3 + g_7). \quad (76)$$

Аналогично выводятся и другие компоненты матрицы  $\mathbf{H}_R$  и векторов  $\mathbf{A}_{R1}$ ,  $\mathbf{A}_{R2}$ .

Функциональная зависимость коэффициентов числителя локальных передаточных функций  $F_{kj}(p)$  образует область альтернатив при создании цепи взаимной компенсации. Их функциональная полнота, возможность

автономного параметрического управления любого из  $a_i$  в конечном итоге и определяет минимальное значение суммарной чувствительности как частот, так и затухания полюса.

В соответствии с предложенной методикой на втором этапе синтеза необходимо выделить предпочтительный ОУ для организации контура собственной компенсации. Из соотношений (72) – (74) видно, что по степени влияния частоты единичного усиления ОУ являются идентичными и минимизация суммарной чувствительности как частоты, так и затухания полюса возможна изменением знака одной из составляющих этой суммы. Следует подчеркнуть, что, как отмечалось ранее, ни один из рассматриваемых параметров полюса не является доминирующим. Именно поэтому выбор предпочтительного ОУ необходимо выполнить по критерию возможности одновременной компенсации влияния его частоты единичного усиления на частоту и затухание полюса.

На третьем этапе в соответствии с предложенной методикой осуществляется построение цепи компенсирующей обратной связи. Для решения этой задачи необходимо при условии идентичности ОУ на  $\omega_p$  и  $d_p$  выбирать предпочтительную функцию  $F_{kj}(p)$ . Из таблицы 3 видна целесообразность использования функции  $F_{31}$ . Действительно, эта функция через контур обратной связи обеспечивает одновременную компенсацию  $\alpha_3$ ,  $\alpha_2$  из соотношения (70) и, следовательно, компенсацию относительных изменений основных параметров, приведённых в формулах (71).

Как следует из таблицы 2, неинвертирующий вход дополнительного масштабного усилителя должен быть подключён к неинвертирующему входу ОУ2 (рис. 6 при  $g_{11} = 0$ ).

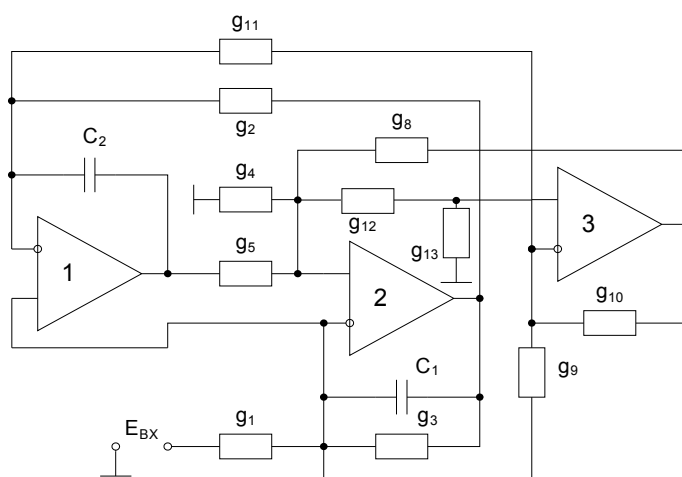


Рис. 6. Низкочувствительное *ARC*-звено на базе *D*-элемента Антонио с собственной компенсацией

На четвёртом этапе осуществляется оценка степени влияния дополнительного ОУЗ. Из таблицы 3 следует, что такой способ включения дополнительного усилителя хотя и обеспечивает взаимную компенсацию влияния  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ , но приводит к заметному (пропорциональному  $1/d_p$ ) изменению затухания полюса

$$\frac{\Delta d_p}{d_p}(\Pi_3) = -\frac{\omega_p}{\Pi_3} \frac{1}{d_p} \frac{g_5}{g_4} \Big/ b_{33}^-. \quad (77)$$

Для устранения возникшей погрешности можно, как это видно из результатов первого этапа (табл. 3), образовать дополнительный контур подключением инвертирующего входа сумматора к инвертирующему входу ОУ1 (рис. 6 при  $g_{11} \neq 0$ ). В этом случае условия компенсации для частоты полюса практически не изменятся, т.е. коэффициент  $a_1 \approx d_p$  для  $F_{31}$ , а коэффициенты  $a_0$  и  $a_2$  будут способствовать уменьшению влияния ОУЗ на затухание полюса.

На последнем этапе синтеза осуществляется параметрическая оптимизация найденного схемного решения. Для этого составляют математические соотношения для всех  $\alpha_j$ . Продемонстрируем это на примере  $\alpha_3$ . Первые два слагаемых (см. табл. 3) вытекают непосредственно из выражения (70) ( $\beta_3$  определено на первом этапе синтеза). Два вторых слагаемых – это произведение коэффициента передачи масштабного усилителя-сумматора на соответствующие поправочные коэффициенты. Последнее слагаемое, характеризующее влияние  $\Pi_3$ , было найдено на третьем этапе решения задачи.

Коэффициент передачи сумматора (см. табл. 2) определяется следующим образом. За общую точку выберем инвертирующий вход ОУ2, тогда при идеальном ОУ1

$$K_2 = 1 + \frac{g_9}{g_{10}} + \frac{g_{11}}{g_{10}}. \quad (78)$$

Аналогично, когда  $\Pi_2 = \infty$ ,  $\mu_2 = \infty$ ,

$$K_1 = 1 + \frac{g_9}{g_{11}}. \quad (79)$$

При параметрической оптимизации контролируется изменение знаков в чувствительностях (72) – (74). Если необходима компенсация изменений всех параметров с точностью до величины  $d_p$ , то из  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  исключаются слагаемые, пропорциональные  $\gamma_2$ , затем из соотношения (58) определяются  $\Delta d_p/d_p$ ,  $\Delta \omega_p/\omega_p$  и находятся условия компенсации. Остаточное влияние ОУЗ находится из соотношений последней строки таблицы 3.



Решение настоящей параметрической задачи при условии, что требуемые параметры полюса  $f_p = 100$  кГц,  $Q=10$  обеспечиваются в идеализированной схеме  $f_1 = \infty$ ,  $\mu = \infty$  (рис. 5) следующими пассивными элементами ( $g_i = 1/R_i$ ):

$$\begin{aligned} g_6 = g_7 = g_8 = 0; R_1 = R_2 = 1,59 \text{ к}; R_4 = R_5 = 2 \text{ к}; \\ R_3 = 15,9 \text{ к}; C_1 = C_2 = 1 \text{ нФ}, \end{aligned} \quad (80)$$

что и приводит к следующим параметрам элементов схемы рисунка 6.

$$\begin{aligned} R_1 = R_2 = 1,62 \text{ к}, R_3 = 23,3 \text{ к}, R_4 = 2,5 \text{ к}, R_5 = 2 \text{ к}, R_8 = 10 \text{ к}, R_9 = 100 \text{ к}, \\ R_{10} = 1,0, R_{11} = 100 \text{ к}, R_{12} = 100 \text{ к}, R_{13} = 1,9, C_1 = C_2 = 1 \text{ нФ}. \end{aligned} \quad (81)$$

Изменения сопротивлений резисторов  $R_1, R_2, R_3, R_4$  объясняются влиянием на их эквиваленты исходной схемы сопротивлений  $R_9, R_{11}$  и  $R_8$ , входящих в состав дополнительного (компенсирующего) суммирующего усилителя с коэффициентами масштабирования входных дифференциальных сигналов, определяемых соотношениями (78) и (79).

Результаты моделирования исходной схемы (схемы рис. 5 без взаимной компенсации влияния основных параметров ОУ1 и ОУ2) и схемы с взаимной компенсацией влияния  $f_1$  и  $\mu$  этих усилителей (рис. 6) приведены на рисунке 7.

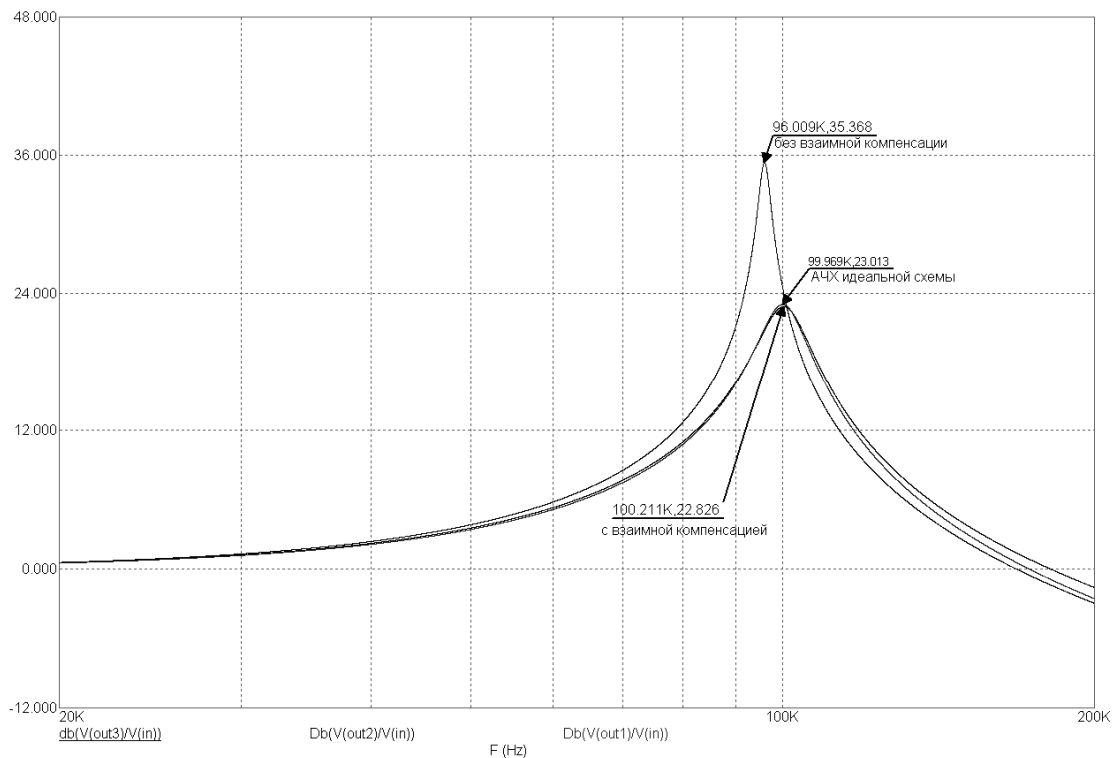


Рис. 7. Сравнительные АЧХ схем, приведённых на рисунках 5 и 6, в полосе пропускания ФНЧ

Для качественных оценок эффективности взаимной компенсации приведена АЧХ идеальной схемы ( $f_1=\infty$ ,  $\mu=\infty$  для ОУ схемы рис. 5). В реальных схемах используется ОУ с  $f_1=5$  МГц,  $\mu=120$  дБ.

Относительные погрешности  $\omega_p=2\pi f_p$  и  $Q=1/d_p$ , вызванные влиянием основных параметров этих ОУ, точно соответствуют оценкам, следующим из соотношений (71) – (74), и условиям взаимной компенсации таблице 3 и (78), (79).

## **2.4. Практическое применение взаимной компенсации в схемотехнике СФ-блоков**

Рассмотренный ранее пример носит методический характер. Действительно, сложность вводимого в схему дополнительного масштабируемого усилителя сумматора требует не только выполнения набора параметрических неравенств, указанных в таблице 3, но и соответствующих условий, обеспечивающих требуемый коэффициент передачи компенсирующей части схемы (78), (79). Именно эти особенности не только препятствуют интегральному исполнению схемы, но и требуют прецизионности отношений дополнительных резисторов схемы.

Устранить отмеченные недостатки можно переходом в схемотехнике компенсирующих блоков на мультидифференциальные ОУ (МОУ) [6], имеющие в структуре входных каскадов дополнительные параллельно работающие дифференциальные пары. Схемотехника таких каскадов и МОУ достаточно хорошо разработана и позволяет:

- обеспечить высокую идентичность входов;
- реализовать высокое ослабление синфазного напряжения при любой комбинации дифференциальных входов;
- осуществить дифференциальное преобразование сигнала в широком (соизмеримом с напряжением источников питания) диапазоне входных воздействий.

Указанные свойства этого относительно нового активного элемента позволяют реализовать масштабный сумматор с высокими входными сопротивлениями с любым дифференциальным коэффициентом усиления. Необходимо отметить, что настоящие свойства МОУ не требуют существенного по сравнению с обычным ОУ увеличения потребляемого тока. Как правило, дополнительная дифференциальная пара увеличивает потребляемый ток только на 15 ÷ 20 % при неизменной идентичности каналов.

Таким образом, в схеме резисторы  $R_8$ – $R_{12}$  из схемы звена исключаются, ОУ3 заменяется на МОУ с тремя инвертирующими и одним неинвертирующим входами, а цепь  $\gamma_3$  превращается в резистивный сумматор, обеспечивающий подачу как основного, так и компенсирующего сигналов на вход ОУ2 (рис. 8).

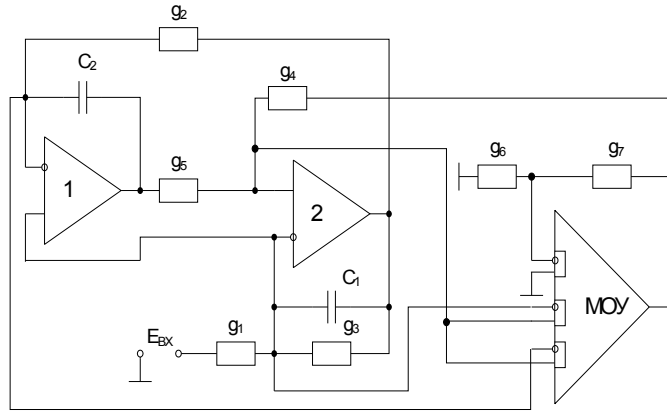


Рис. 8. Низкочувствительное *ARC*-звено с цепью взаимной компенсации

В этом случае коэффициент передачи (78) заменяется на следующее выражение

$$K_1 = K_2 = 1 + g_6 / g_7, \quad (82)$$

что и позволяет исключить дополнительный делитель на его неинвертирующем входе.

Результаты моделирования схемы при выполнении параметрических условий

$$R_1 = R_2 = 1,59 \text{ к}; R_3 = 15,9 \text{ к}; R_4 = R_5 = 2 \text{ к}; R_7 = 0; \quad (83)$$

$C_1 = C_2 = 1 \text{ нФ}; f_{11} = f_{12} = f_{13} = 5 \text{ МГц}; \mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 120 \text{ дБ}$  приведены на рисунке 9.

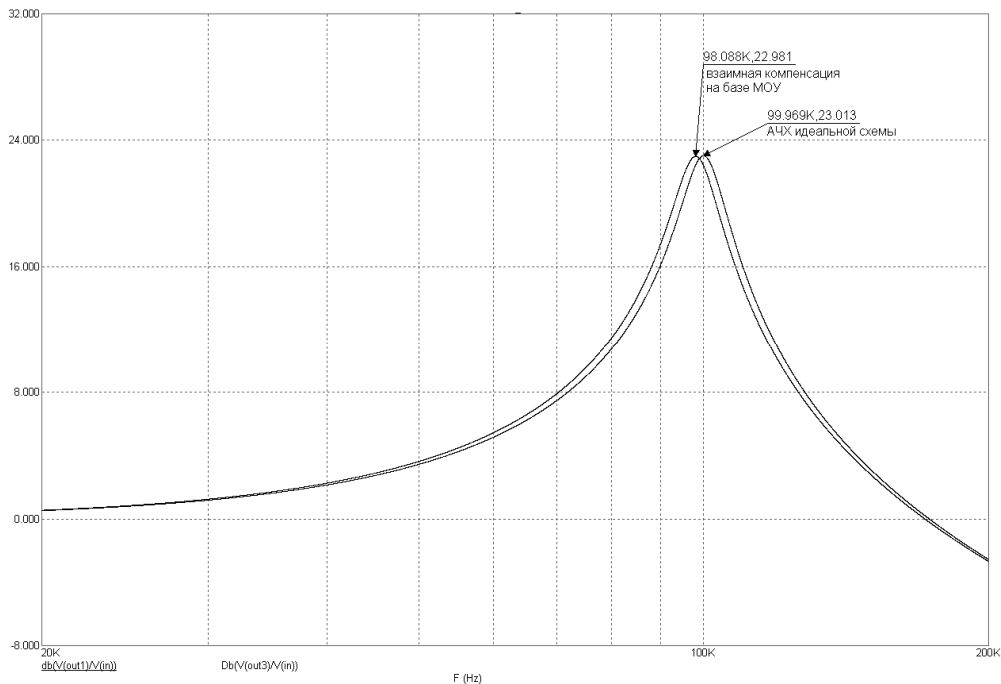


Рис. 9. Сравнительная характеристика АЧХ схемы рис. 8 с идеализированным звеном

Необходимо отметить, что уменьшение частоты полюса до отмеченной на АЧХ величины объясняется, как это отмечалось раньше (табл. 3, этап 4), влиянием  $f_{13}$  на этот параметр. Эта величина пропорциональна  $2d_p$  и не является, с точки зрения общей задачи, доминирующим фактором. Результаты моделирования схем (рис. 5 и 7) при изменении  $f_1$  от 3 до 7 МГц, что соответствует не только реальным условиям работы ОУ в диапазоне температур  $\pm 50^\circ\text{C}$ , но и техническому «разбросу» этого параметра на  $\pm 20\%$ , приведены на рисунке 10 и демонстрируют высокую эффективность предложенного в работе принципа взаимной компенсации как средства повышения стабильности функциональных устройств СФ-блоков.

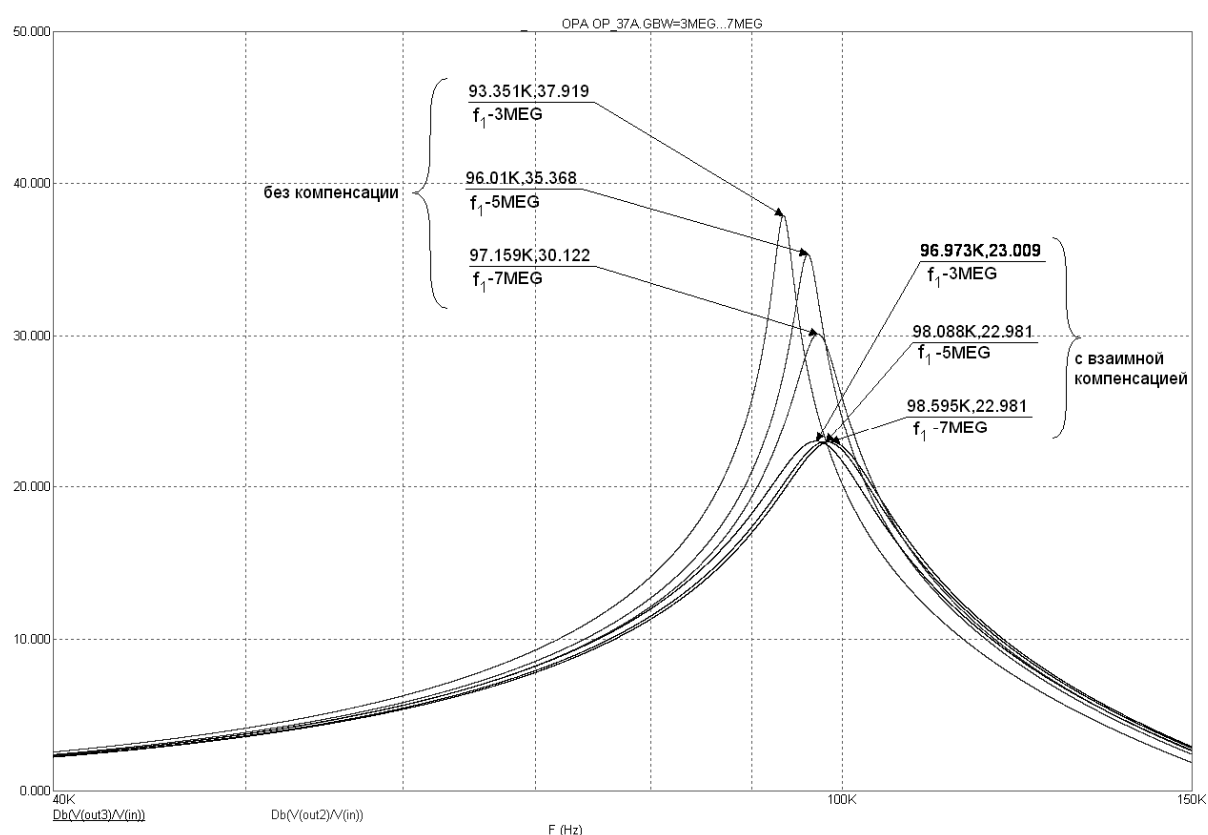


Рис. 10. Влияние частоты единичного усиления ОУ на АЧХ фильтра нижних частот

Действительно, стабильность АЧХ фильтра в рабочем диапазоне частот повышается практически на порядок. Для достижения аналогичных качественных показателей в исходной схеме (рис. 5) необходимо использовать ОУ с  $f_1 > 75\text{ МГц}$ , потребляющие от источников питания более значительный ток.

Сопоставление схем рисунков 6 и 8 показывает важные преимущества МОУ в цепях взаимной компенсации. Однако, как показывает более детальный анализ (см. (67) – (68) этапа 4), из соотношений таблицы 3 при выполнении указанных параметрических условий относительное изменение частоты полюса

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -2d_p \frac{\omega_p}{\Pi_3} \quad (84)$$

должно составлять  $-0,4\%$ , но, как видно из рисунка 9, эта погрешность превышает указанную оценку практически в 5 раз. Такое различие объясняется тем, что в рассматриваемом звене предельный уровень компенсации и, следовательно, достижимый диапазон рабочих частот определяется граничной частотой коэффициента ослабления синфазного сигнала. Как правило, даже для оптимальных структур дифференциальных каскадов эта частота меньше граничной частоты дифференциального коэффициента усиления не только МОУ, но и обычного ОУ. Таким образом, мультидифференциальные ОУ в схемах с взаимной компенсацией, обеспечивающих минимизацию суммарной чувствительности параметров полюса, обеспечивают создание дополнительных параметрических степеней свободы и существенно повышают качественные показатели СФ-блоков.

### 3. МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ В СХЕМОТЕХНИКЕ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

#### 3.1. Принципы построения мультидифференциальных ОУ

В части II настоящей работы было показано, что при создании цепей компенсации влияния основных параметров ОУ на качественные показатели проектируемых схем целесообразно использовать мультидифференциальные усилители, число входов которых превышает два, при сохранении других качественных показателей.

Для построения указанного типа активных элементов достаточно изменить структуру входного дифференциального каскада (рис. 11), при этом такая модификация не должна существенно влиять на коэффициент ослабления синфазного сигнала [6].

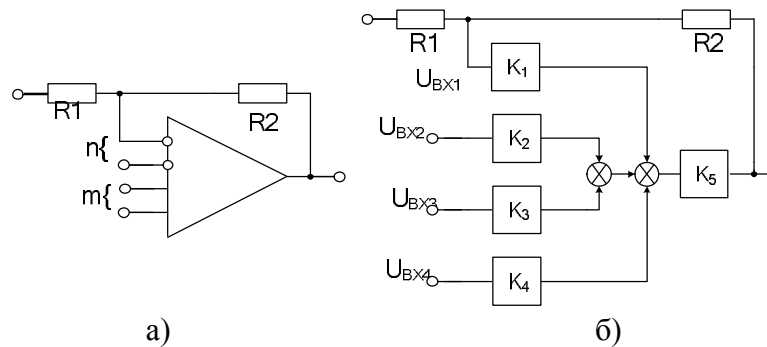


Рис. 11. Структура (б) и условное обозначение (а) мультидифференциальных ОУ

Такой ОУ может иметь  $n$  равноправных инвертирующих и  $m$  равноправных неинвертирующих входов. На один из инвертирующих входов включается цепь отрицательной обратной связи (ООС), задающая масштабный коэффициент усиления. Коэффициент передачи по каждому из входов при охватывании такого усилителя цепью ООС можно найти из следующих выражений (при условии, что остальные входы заземлены и  $K_i K_5 \gg 1$ ):

$$K_{U1} = \frac{-\gamma K_1 K_5}{1 + \beta K_1 K_5} \approx -\frac{R_2}{R_1}, \quad (85)$$

где  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ ;  $\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$ ;  $K_i$  – коэффициент передачи по напряжению соответствующего каскада ОУ.

$$K_{U2} = \frac{-K_2 K_5}{1 + \beta K_1 K_5} \approx -\frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{K_2}{K_1}, \quad (86)$$

$$K_{U3(4)} = \frac{K_{3(4)} K_5}{1 + \beta K_1 K_5} \approx \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{K_{3(4)}}{K_1}. \quad (87)$$

Из выражений (85) – (87) следует, что если коэффициенты передачи  $K_1 \div K_4$  равны между собой по абсолютной величине, то результирующий коэффициент усиления по напряжению для такого многовходового ОУ, охваченного цепью ООС, совпадает с классическим для типового инвертирующего и неинвертирующего включений, а коэффициент передачи для дополнительного инвертирующего входа отличается от неинвертирующего только знаком.

Вариант построения схемы, соответствующей структуре рисунка 11, для двух инвертирующих и двух неинвертирующих входов (симметричного МОУ), приведён на рисунке 12.

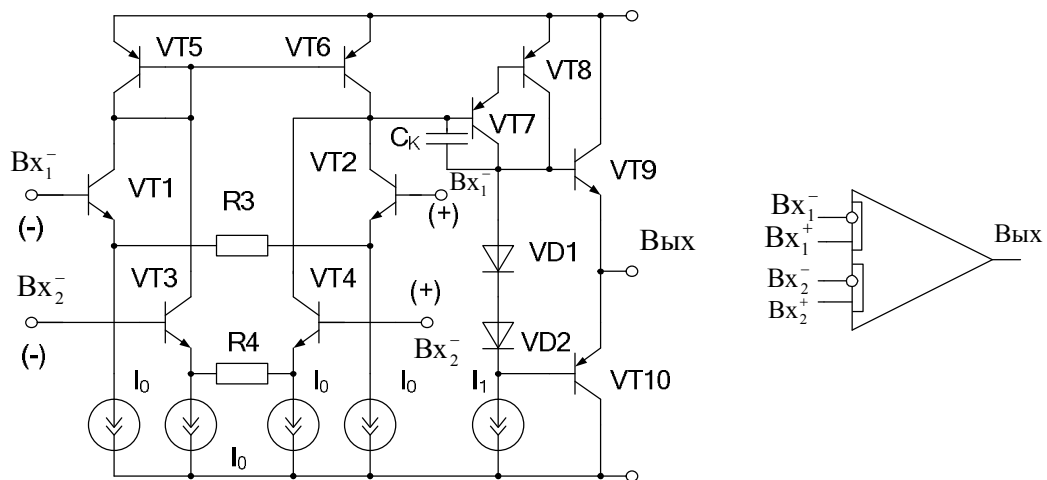


Рис. 12. Упрощённая принципиальная схема и условное обозначение симметричного МОУ

Если считать, что коэффициент передачи повторителя тока на транзисторах VT5, VT6 равен единице, то коэффициенты передачи по напряжению  $K_1 - K_4$  и  $K_2 - K_4$  (рис. 11) попарно равны и определяются следующим образом:

$$K_{1(4)} \approx \alpha R_{BX} / (2r_{\Xi 1} + R_3); \quad (88)$$

$$K_{2(3)} \approx \alpha R_{BX} / (2r_{\Xi 3} + R_4), \quad (89)$$

где  $R_{BX}$  – входное сопротивление промежуточного усилителя на транзисторах VT7, VT8;  $r_{\Xi i}$  – дифференциальное сопротивление перехода база-эмиттер транзистора соответствующей дифференциальной пары;  $\alpha$  – коэффициент передачи тока базы соответствующего транзистора дифференциальной пары.

Сопротивления резисторов  $R_3$ ,  $R_4$  можно выбирать одинаковыми или различными; если отношение сопротивлений не равно единице, появляется дополнительная возможность масштабирования коэффициентов усиления

по входам 2 и 3. Однако такое дополнительное масштабирование определённым образом влияет на частотную характеристику усилителя. Действительно, если считать, что коэффициенты передачи  $K_1$  и  $K_5$  соответствующих каскадов усиления ОУ описываются передаточными функциями первого порядка, а влиянием частотной зависимости  $\alpha$  можно пренебречь, то для входа 1 коэффициент передачи ОУ, охваченного цепью ООС, можно представить как

$$K_{U1}(p) = \frac{\gamma K_1 K_5}{1 + \beta K_1 K_5} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{1 + \beta K_1 K_5} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{1 + \beta K_1 K_5} + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\gamma}{\beta} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{\beta K_1 K_5} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{\beta K_1 K_5} + 1}, \quad (90)$$

где  $\tau_1$  – постоянная времени дифференциального каскада;  $\tau_2$  – постоянная времени промежуточного каскада;  $\beta$ ,  $\gamma$  – соответствующие коэффициенты передачи цепи обратной связи, имеющие тот же смысл, что и в (85).

При подаче сигнала на вход 2 (база транзистора VT3, рис. 12), при условии, что постоянные времени каналов  $K_2$  и  $K_1$  идентичны, по аналогии с (90) можно записать:

$$K_{U2}(p) \approx \frac{1}{\beta} \frac{K_2}{K_1} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{\beta K_1 K_5} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{\beta K_1 K_5} + 1}. \quad (91)$$

Из сопоставления выражений (90) и (91) следует, что они по сути идентичны при выполнении условия  $K_2 = K_1$ . При попытке увеличить коэффициент усиления за счёт уменьшения глубины обратной связи эквивалентная постоянная времени также увеличивается, так как коэффициент  $\beta$  входит в знаменатель выражений (90) и (91), что приводит к уменьшению частоты среза, то есть спад частотной характеристики замкнутого и разомкнутого усилителей практически совпадают.

Иная ситуация возникает при выполнении условия  $K_2 > K_1$ . В этом случае эквивалентная постоянная времени определяется петлевым усилением, частота среза остаётся неизменной, а частота единичного усиления возрастает. То есть возрастает площадь усиления ОУ, охваченного цепью ООС. Эта ситуация подтверждается результатами моделирования (рис. 13) схемы, приведённой на рисунке 12. По стандартному инвертирующему включению  $K_{U1}=1$ , а при  $R_3 = 2R_4$  коэффициент передачи  $K_2 \approx 2K_1$  с точностью до конечного сопротивления  $r_3$  (см. (88) – (89)).



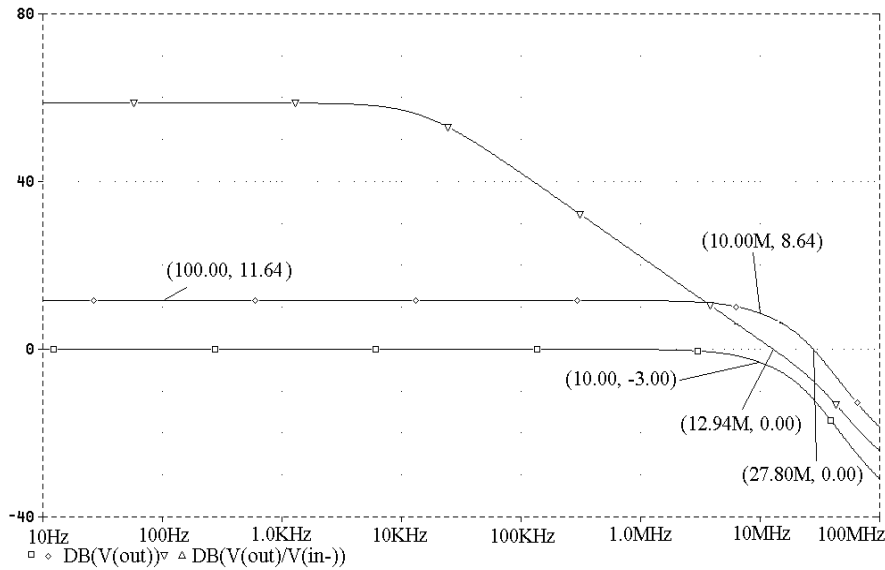


Рис. 13. Результаты моделирования симметричного МОУ

Графики, приведённые на рисунке 13, показывают, что частота единичного усиления при подаче сигнала на вход 2 (или 3) возрастает примерно в два раза, что определяется принятым соотношением  $K_2 \approx 2K_1$ . Естественно, такое расширение полосы возможно лишь при определённой коррекции частотной характеристики усилителя. Коррекция ОУ осуществляется конденсатором  $C_K$  (рис. 12) так, чтобы его передаточная функция соответствовала аperiодическому звену второго порядка и постоянная времени промежуточного каскада была много меньше постоянной времени входного каскада.

Точностные характеристики такого ОУ (в частности, напряжение смещения, приведённое ко входу) несколько хуже, чем у обычного, так как ошибки, возникающие в каждом дифференциальном каскаде, в общем случае складываются. В МОУ может быть предусмотрена балансировка напряжения смещения, например, за счёт изменения коэффициента передачи повторителя тока на транзисторах VT5, VT6.

Динамический диапазон МОУ определяются, с одной стороны, динамическим диапазоном активной работы каждого дифференциального каскада, а с другой – максимальным выходным напряжением, поскольку такой каскад осуществляет суммирование входных сигналов. Поэтому должно выполняться следующее условие:

$$\sum_{i=1}^n U_{BX,i} K_{U,i} \leq U_{ВЫХ.МАКС} \quad (92)$$

При решении ряда практических задач требуемое число инвертирующих и неинвертирующих входов МОУ может не совпадать. В этом случае в МОУ можно использовать другую структуру входного каскада.

Упрощённая принципиальная схема и условное обозначение таких несимметричных МОУ приведены на рисунке 14. На рисунке 14в приведено условное обозначение МОУ, к которому может быть преобразована схема, если поменять местами точки подключения коллектора транзистора VT4 и объединённых коллекторов транзисторов VT1 – VT3.

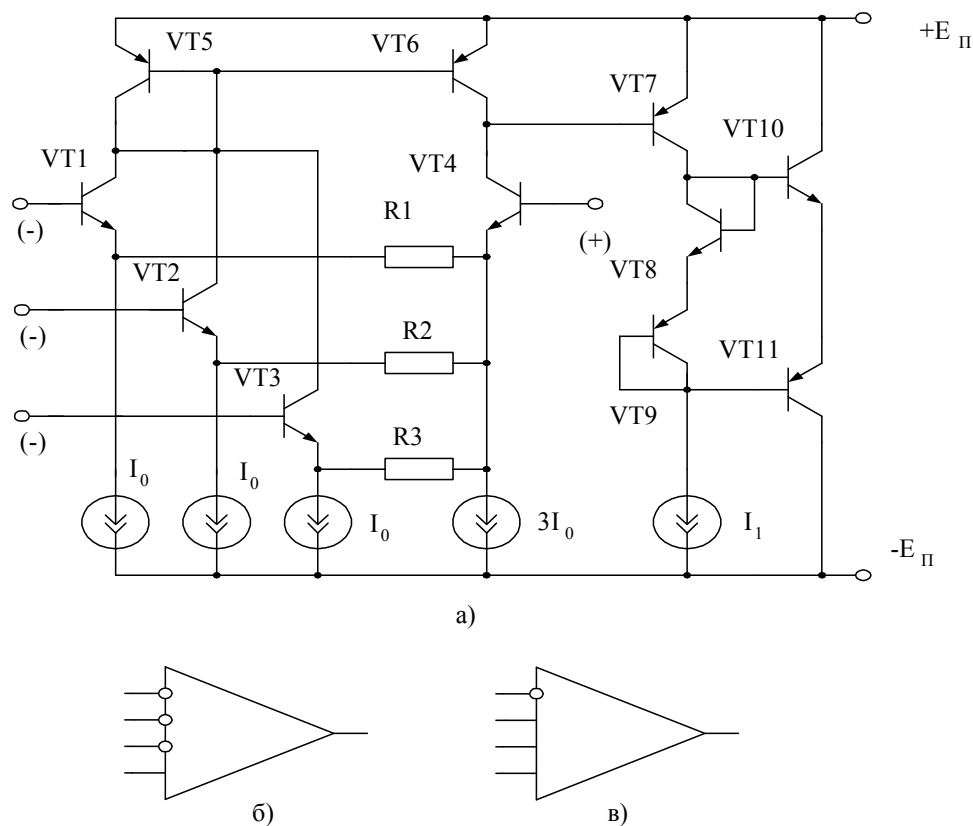


Рис. 14. Упрощённая принципиальная схема (а) и условные обозначения (б) и (в) несимметричного МОУ

С учётом того, что ток эмиттера транзистора VT4 в три раза больше токов эмиттеров каждого из транзисторов VT1 – VT3, а также в предположении, что коэффициент передачи повторителя тока на транзисторах VT5 – VT6 близок к единице, по инвертирующим входам коэффициент передачи входного каскада составит:

$$K_{U.i} \approx \alpha_i R_{BX} / (R_i + 4r_{э4}), \quad (93)$$

где  $R_{BX}$  – входное сопротивление промежуточного каскада на транзисторе VT6;  $R_i$  – сопротивление резистора R<sub>1</sub> – R<sub>3</sub>;  $r_{э4}$  – дифференциальное сопротивление эмиттера транзистора VT4.

Для неинвертирующего входа, при условии, что сопротивления резисторов R<sub>1</sub> – R<sub>3</sub> равны, коэффициент усиления можно представить как

$$K_{U.n} \approx 3\alpha_4 R_{BX} / (R_i + 4r_{э4}). \quad (94)$$

Следовательно, по аналогии с (90) для стандартного инвертирующего включения МОУ (при остальных заземлённых входах)

$$K_{U.\text{инв.}} \approx \frac{\gamma}{\beta} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{\beta K_{U.i} K_{\text{ПК}}} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{\beta K_{U.i} K_{\text{ПК}}} + 1}, \quad (95)$$

где  $K_{\text{ПК}}$  – коэффициент усиления промежуточного каскада.

По аналогии с (91) для коэффициента усиления по любому из неинвертирующих входов, на который не подана обратная связь,

$$K_{U.i}(p) \approx \frac{1}{\beta} \frac{K_{U.i}}{K_{U.1}} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{\beta K_{U.1} K_{\text{ПК}}} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{\beta K_{U.1} K_{\text{ПК}}} + 1}. \quad (96)$$

По неинвертирующему входу для рассматриваемого случая

$$\begin{aligned} K_{U.H}(p) &\approx \frac{1}{\beta} \frac{K_{U.n}}{K_{U.1}} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{\beta K_{U.1} K_{\text{ПК}}} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{\beta K_{U.1} K_{\text{ПК}}} + 1} \approx \\ &\approx \frac{3}{\beta} \frac{1}{p^2 \frac{\tau_1 \tau_2}{\beta K_{U.1} K_{\text{ПК}}} + p \frac{\tau_1 + \tau_2}{\beta K_{U.1} K_{\text{ПК}}} + 1}. \end{aligned} \quad (97)$$

Следует отметить, что напряжение смещения, приведённое к входу у усилителя, представленного на рисунке 14, практически совпадает с аналогичным параметром обычного ОУ с одиночным дифференциальным каскадом на входе, но при условии, что плотность токов эмиттеров транзисторов VT1 – VT4 одинакова. Это достигается тем, что площадь эмиттера транзистора VT4 должна быть в три раза больше площади эмиттера транзисторов VT1 – VT3. Как и в предыдущем случае, балансировку нуля по выходу ОУ можно осуществить изменением коэффициента передачи повторителя тока на транзисторах VT5 – VT6.

При функциональном построении мультидифференциального ОУ по схеме рисунка 13 коэффициент усиления при стандартном инвертирующем включении на низких частотах будет определяться по аналогии с выражением (85), а для неинвертирующего включения  $K_{U.H} \approx K_{U.i} / \beta K_{U.n}$ , то есть в три раза меньше, чем для случая функциональной схемы рисунка 14. Естественно, частота единичного усиления в этом случае также уменьшается в три раза по сравнению с частотой единичного усиления разомкнутого усилителя.

При введении нескольких контуров ООС в МОУ происходит взаимное влияние цепей обратной связи на результирующий коэффициент передачи. При включении ОУ рисунка 12 как инвертирующего усилителя по обоим входам выражения для коэффициентов передачи по каждому входу в области низких частот будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned}\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} &= \frac{-\gamma_1 K_1 K_5}{1 + \beta_1 K_1 K_5 + \beta_2 K_2 K_5} \Big|_{K_1 K_5 \gg 1} \approx \\ &\approx \frac{-\gamma_1}{\beta_1 + \beta_2 K_2 / K_1} = \frac{\beta_1 - 1}{\beta_1 + \beta_2 K_2 / K_1};\end{aligned}\quad (98)$$

$$\begin{aligned}\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2} &= \frac{-\gamma_2 K_2 K_5}{1 + \beta_1 K_1 K_5 + \beta_2 K_2 K_5} \Big|_{K_2 K_5 \gg 1} \approx \\ &\approx \frac{-\gamma_2}{\beta_1 K_1 / K_2 + \beta_2} = \frac{\beta_2 - 1}{\beta_1 K_1 / K_2 + \beta_2},\end{aligned}\quad (99)$$

где  $\gamma_{1(2)} = R_{2(4)} / (R_{1(3)} + R_{2(4)})$ ;  $\beta_{1(2)} = R_{1(3)} / (R_{1(3)} + R_{2(4)})$ ;  $K_i$  – коэффициент передачи соответствующего плеча дифференциального каскада (рис. 11).

При условии, что все  $K_i$  равны по абсолютной величине, что легко выполнимо, выражения (98) и (99) можно представить как

$$U_{\text{ВЫХ}} / U_1 \approx (1 - \beta_1) / (\beta_1 + \beta_2); \quad (100)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} / U_2 \approx (1 - \beta_2) / (\beta_1 + \beta_2). \quad (101)$$

Для неинвертирующего включения мультидифференциального ОУ по каждому из неинвертирующих входов коэффициент передачи можно представить как

$$\begin{aligned}\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} &= \frac{K_1 K_5}{1 + \beta_1 K_1 K_5 + \beta_2 K_2 K_5} \Big|_{K_2 K_5 \gg 1} \approx \\ &\approx \frac{1}{\beta_1 + \beta_2 K_2 / K_1} \Big|_{K_1 = K_2} = \frac{1}{\beta_1 + \beta_2};\end{aligned}\quad (102)$$

$$\begin{aligned}\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2} &= \frac{K_2 K_5}{1 + \beta_1 K_1 K_5 + \beta_2 K_2 K_5} \Big|_{K_2 K_5 \gg 1} \approx \\ &\approx \frac{1}{\beta_1 K_1 / K_2 + \beta_2} \Big|_{K_1 = K_2} = \frac{1}{\beta_1 + \beta_2}.\end{aligned}\quad (103)$$

Из выражений (98) – (103) следует, что при использовании многоконтурных ООС глубина обратной связи возрастает. В частности, в классическом ОУ для неинвертирующего включения при  $\beta = 0,5$  коэффициент усиления будет близок к двум, а в рассматриваемом случае при  $\beta_1 = \beta_2 = 0,5$  коэффициент усиления будет близок к единице.

Очевидно, что при одновременном использовании инвертирующих и неинвертирующих входов выходное напряжение ОУ можно определить согласно принципу суперпозиции, если сопротивление источников сигналов будет много меньше входных сопротивлений соответствующих входов.

Поскольку коэффициенты передач по каждому каналу являются комплексными функциями, то в общем случае постоянные времени высоких частот каждого дифференциального каскада различны и передаточная функция для случая неинвертирующего включения ОУ будет иметь вид:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} = \frac{K_1 K_5 (1 + p\tau_2)}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)(1 + p\tau_5) + \beta_1 K_1 K_5 (1 + p\tau_2) + \dots + \beta_2 K_2 K_5 (1 + p\tau_1)}, \quad (104)$$

поэтому обеспечение устойчивости такого усилителя может оказаться достаточно сложной, но решаемой задачей.

Ток потребления стандартного ОУ складывается из следующих составляющих (если входной одиночный дифференциальный каскад выполнен аналогично рисунку 12):

$$I_{\text{ОУ}} = I_{\text{ВК}} + I_{\text{ПК}} + 2I_0, \quad (105)$$

где  $I_{\text{ВК}}$ ,  $I_{\text{ПК}}$ ,  $2I_0$  – токи, потребляемые выходным, промежуточным и дифференциальным каскадами соответственно.

Для схем мультидифференциальных ОУ, представленных на рисунках 12 и 14 соответственно,

$$I_{\text{ОУ}} = I_{\text{ВК}} + I_{\text{ПК}} + 4I_0 \approx 2I_1 + 4I_0, \quad (106)$$

$$I_{\text{ОУ}} = I_{\text{ВК}} + I_{\text{ПК}} + 6I_0 \approx 2I_1 + 6I_0. \quad (107)$$

Поскольку обычно ток  $I_0$  меньше тока  $I_1$  в 5...10 раз, повышение токопотребления МОУ в сравнении с классическим ОУ практически отсутствует.

Рассмотренные принципы построения МОУ являются базовыми и достаточными для синтеза цепей взаимной компенсации. Граничные напряжения МОУ определяются в основном падением напряжения на сопротивлениях эмиттерных резисторов и могут достигать необходимых для практики значений. Так, в схеме ФНЧ (рис. 8) это напряжение не превышает половины выходного напряжения фильтра. Однако в общем случае этот параметр МОУ во многом влияет на «компонентную нагрузку» схемы в целом.

### 3.2. Пример синтеза структуры оптимальной схемы универсального фильтра

Как отмечалось ранее, влияние коэффициента передачи синфазного сигнала в структурах с взаимной компенсацией суммарной чувствительности становится доминирующим фактором, определяющим стабильность основных параметров и характеристик СФ-блоков.

В этой связи схемотехнику широкодиапазонных устройств частотной селекции СФ-блоков необходимо ориентировать на структуры с «виртуальными» нулями, в которых дифференциальный сигнал частотной

погрешности активного элемента (усилителя) не содержит синфазных составляющих в диапазоне рабочих частот (рис. 8). Несмотря на то что такие низкочувствительные схемы требуют принципиально большого числа активных элементов (один ОУ на решающий усилитель), сформулированная в таблице 2 особенность синтеза схем с взаимной компенсацией в случае применения МОУ не требует дополнительных элементов.

Продemonстрируем сказанное на конкретном примере. На рисунке 15 приведена интеграторная структура универсального звена второго порядка. Эта схема часто именуется звеном НКН [8] и характеризуется следующими параметрами полюса её передаточной функции:

$$\begin{aligned}\omega_p &= \sqrt{k/\tau_1\tau_2}; \quad k = R_4/R_3, \quad \tau_1 = R_1C_1, \tau_2 = R_2C_2, \\ d_p &= \sqrt{\tau_2/\tau_1}(\sqrt{k} + 1/\sqrt{k})\chi; \quad \chi = \frac{g_5}{g_5 + g_6 + g_7},\end{aligned}\tag{108}$$

при реализации на выходах ОУ фильтра верхних частот (ФВЧ), полосового фильтра (ПФ) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

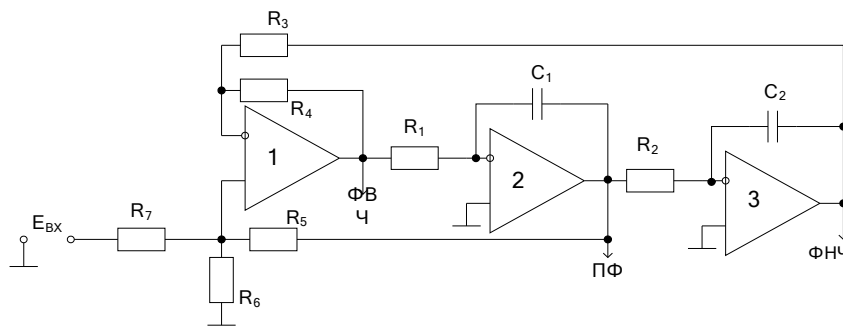


Рис. 15. Универсальное звено НКН

По аналогии с соотношением (71) влияние частоты единичного усиления ОУ приводит к следующим относительным изменениям этих параметров:

$$\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\sqrt{k}} \left( \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \frac{1}{\Pi_1} + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \frac{1}{\Pi_3} \right); \tag{109}$$

$$\frac{\Delta d_p}{d_p} \approx -Q\omega_p \left( \frac{1+k}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} + \frac{1}{\Pi_3} \right). \tag{110}$$

Из приведённых соотношений следует, что схема не подвергается параметрической оптимизации, а её чувствительности

$$S_{\Pi_1}^{\omega_p} \approx d_p, \quad S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx \frac{0,5\omega_p}{\sqrt{k}\Pi_2} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \quad S_{\Pi_3}^{\omega_p} \approx \frac{0,5\omega_p}{\sqrt{k}\Pi_3} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}}, \tag{111}$$

$$S_{\Pi_1}^{d_p} \approx Q(1+k) \frac{\omega_p}{\Pi_1}, \quad S_{\Pi_2}^{d_p} \approx Q \frac{\omega_p}{\Pi_2}, \quad S_{\Pi_3}^{d_p} \approx Q \frac{\omega_p}{\Pi_3} \tag{112}$$

показывают, что  $\omega_p$  и  $Q=1/d_p$  остаются доминирующими параметрами рассматриваемого проекта. С точки зрения относительного равенства вкладов ОУ в указанную выше погрешность, целесообразно обеспечить условия:  $k=1, \tau_1=\tau_2$ . Как видно из (108), (111), (112), рассматриваемая схема относится к классу параметрически низкочувствительных, и доминирующим фактором, определяющим его свойства, является частота единичного усиления ОУ.

Для минимизации влияния частоты единичного усиления ОУ на суммарную чувствительность частоты ( $\omega_p$ ) и затухания ( $d_p$ ) полюса воспользуемся ранее предложенным алгоритмом синтеза контура взаимной компенсации. Последовательность и содержательная сторона этих проектных процедур рассмотрены на примере перехода схемы Антонио (рис. 5) в низкочувствительное звено (рис. 6). Здесь предварительно отметим, что, с точки зрения влияния ОУ на параметры полюса, доминирующими являются ОУ2 и ОУ3, поэтому выбор усилителей для организации компенсирующих цепей обратных связей необходимо осуществлять из условия реализации на их выходах передаточных функций полосового фильтра (ПФ) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

Из правил взаимной компенсации влияния площади усиления ОУ (табл. 2) и функциональных свойств схемы следует, что взаимная компенсация влияния  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  на частоту полюса возможна соединением инвертирующего входа ОУ2 с входом схемы через усилитель с  $K_1=2$ , в этом случае доминирующие чувствительности

$$S_{\Pi_1}^{\omega_p} \approx d_p; S_{\Pi_2}^{\omega_p} \approx -\frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\Pi_2}; S_{\Pi_3}^{\omega_p} \approx \frac{1}{2} \frac{\omega_p}{\Pi_3}, \quad (113)$$

площади усиления ОУ2 и ОУ3 будут иметь противоположные значения и равные модули, что в конечном итоге и повышает стабильность частоты полюса схемы.

Аналогично из таблицы 2 следует, что для взаимной компенсации влияния частотных свойств ОУ на затухание (добротность) полюса необходимо инвертирующий вход ОУ3 соединить с входом схемы через усилитель с  $K_2=4$ , тогда

$$S_{\Pi_1}^{d_p} \approx 2Q \frac{\omega_p}{\Pi_1}; S_{\Pi_2}^{d_p} \approx Q \frac{\omega_p}{\Pi_2}; S_{\Pi_3}^{d_p} \approx -3Q \frac{\omega_p}{\Pi_3}, \quad (114)$$

что и обеспечивает взаимную компенсацию влияния площадью усиления ОУ3 суммарной погрешности, обусловленной влиянием  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ .

Для создания указанных дополнительных компенсирующих контуров ОУ1 необходимо заменить на МОУ с тремя дополнительными неинвертирующими входами (рис. 16). Такой мультидифференциальный ОУ можно реализовать на структуре (рис. 14) с любым численным значением коэффициента  $K_1$  и  $K_2$ .

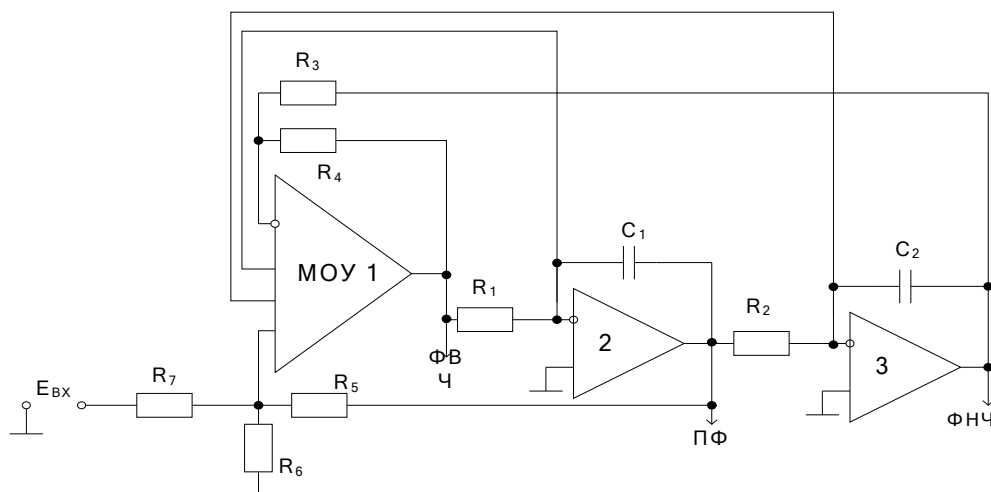


Рис. 16. Универсальное звено с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ на параметры полюса

Таким образом, схема с собственной компенсацией влияния частоты единичного усиления как на частоту, так и на затухание полюса содержит аналогичное число усилителей и не требует применения ОУ с широкодиапазонным коэффициентом ослабления синфазного напряжения.

Результаты моделирования схем рисунков 15 и 16 приведены на рисунках 17–19 и сведены в таблицу 4.

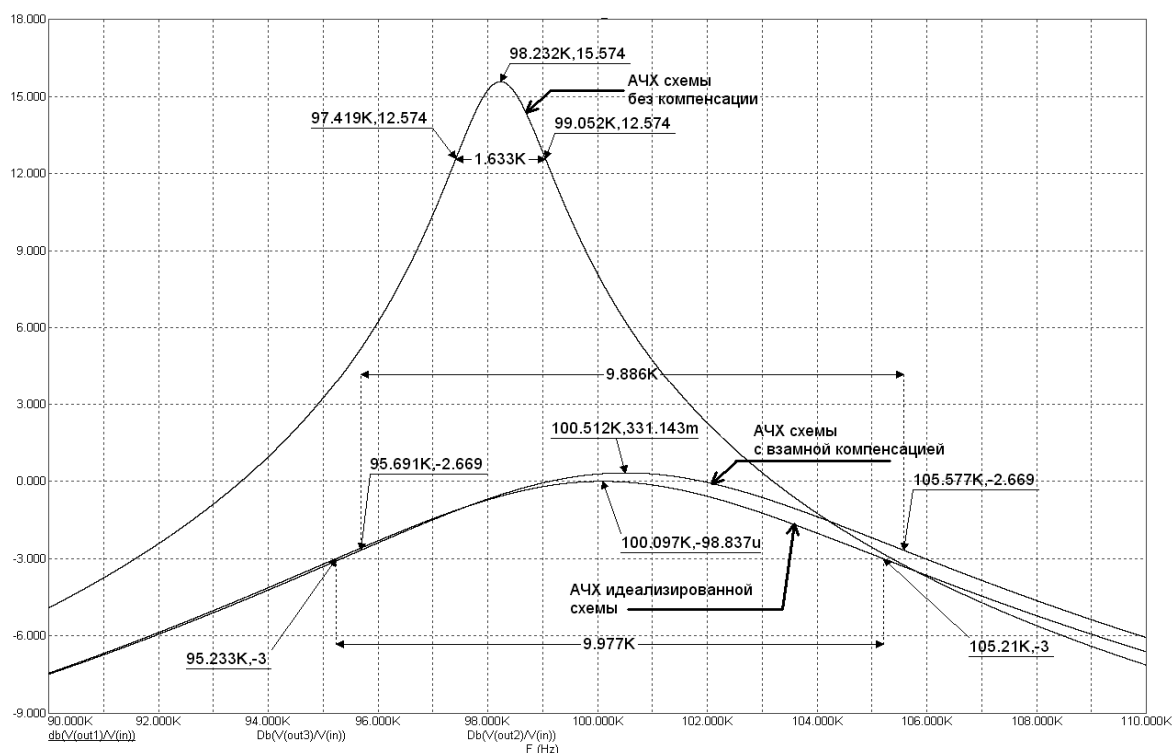


Рис. 17. АЧХ универсального звена в режиме ПФ



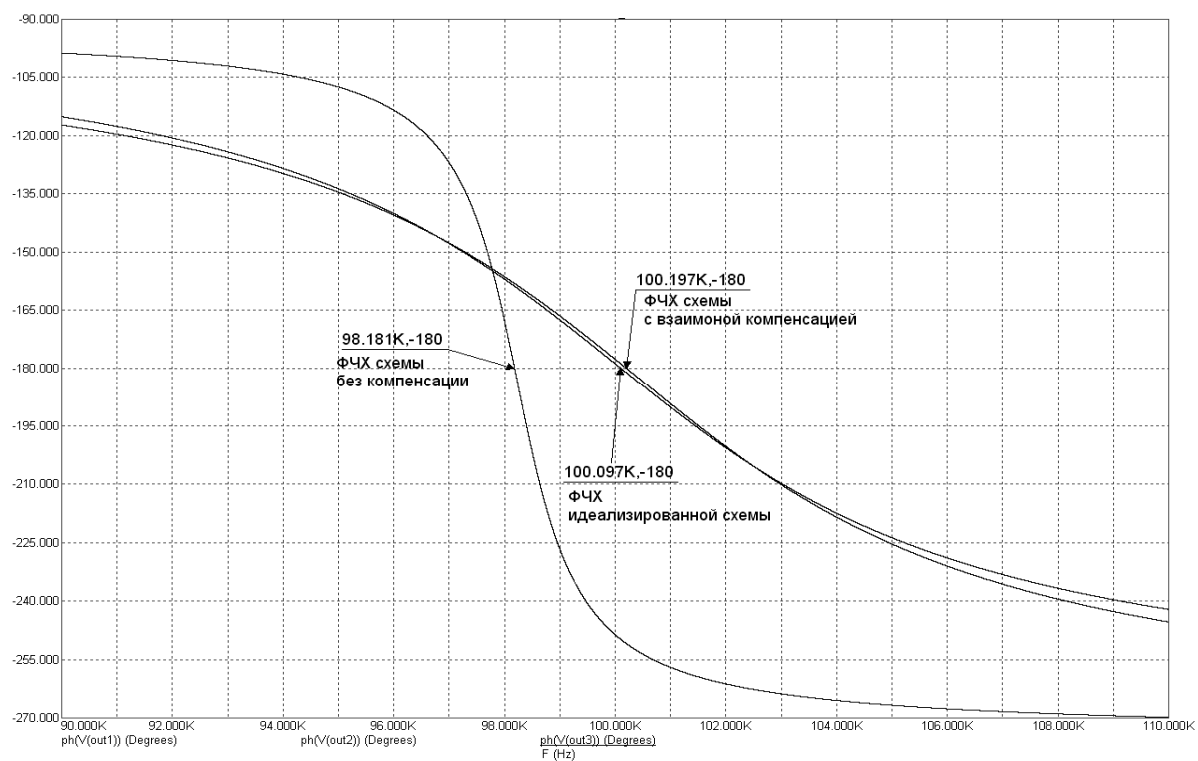


Рис. 18. ФЧХ универсального звена в режиме ПФ

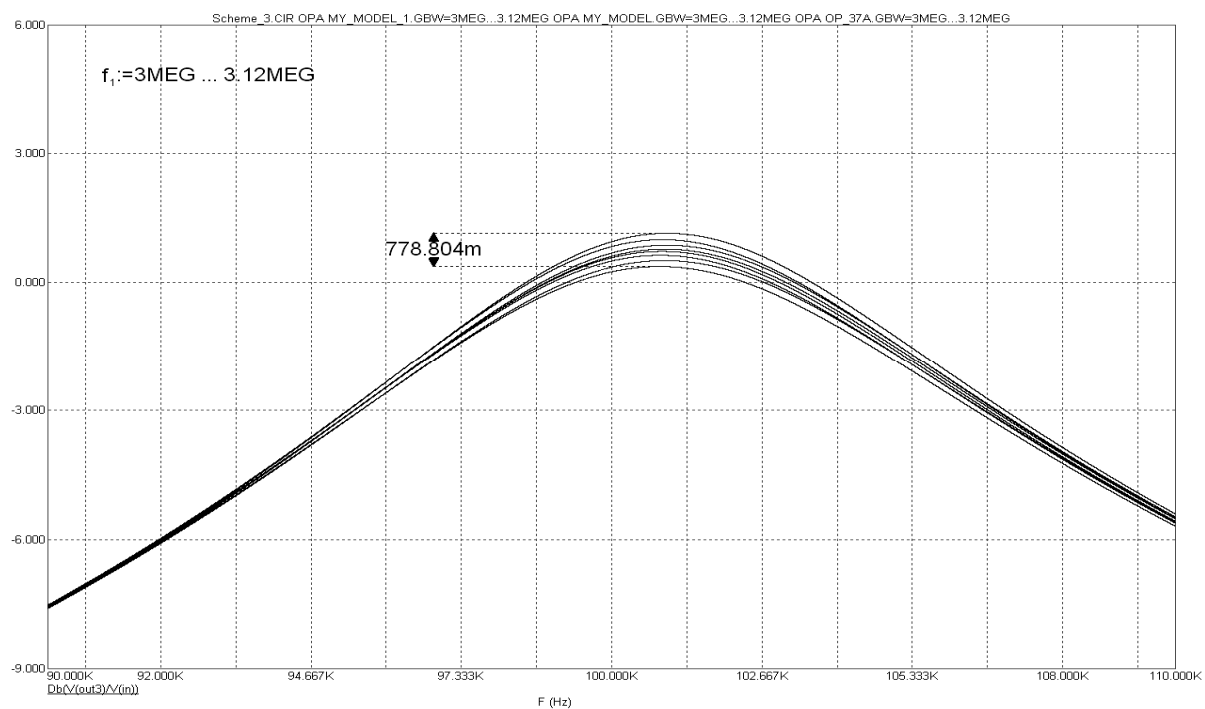


Рис. 19. Влияние  $\Theta f_1$  на АЧХ ПФ звена с взаимной компенсацией

Таблица 4

## Результаты моделирования универсального звена АРС-фильтра

Схема	Параметры										Элементы схемы
	полюса				ОУ						
	$f_p$	$Q$	$\delta f_p$	$\delta Q$	$f_{11}$	$f_{12}$	$f_{13}$	$\mu_1$	$\mu_2$	$\mu_3$	
	кГц	-	%	%	МГц	МГц	МГц	дБ	дБ	дБ	
Идеализ.	100,097	10	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$R_1=1,59$ к $R_2=1,59$ к $C_1=1$ нФ $C_2=1$ нФ
Рис. 15	98,232	60,15	-1,86	+501,5	5	5	5	125	125	125	$R_3=2$ к $R_4=2$ к $R_5=2$ к
	98,23	60,26	-1,86	+502,6	5	5	5	100	100	100	$R_6=111$
	96,832	27,42	-3,26	+174,2	3	3	3	125	125	125	$R_7=2$ к
	98,796	25,02	-1,3	+150,2	7	7	7	125	125	125	$\underline{OY}$ $f_1=5$ МГц $\mu=125$ дБ
Рис. 16	100,512	10,17	+0,4	+1,7	5	5	5	125	125	125	
	100,512	10,17	+0,4	+1,7	5	5	5	100	100	100	
	100,94	10,51	+0,84	+5,1	3	3	3	125	125	125	
	100,365	10,09	+0,27	+0,9	7	7	7	125	125	125	

Анализ полученных результатов показывает, что схема с взаимной компенсацией влияния  $f_1$  на частоту и затухание полюса позволяет существенно (на несколько порядков) повысить точность реализации и стабильность АЧХ и ФЧХ. Так, в диапазоне температур  $\pm 50$  °С и с учётом влияния технологической погрешности изготовления этих элементов, когда  $f_1=3\dots 7$  МГц и  $\Theta f_1$  (см. (9)) составляет  $\pm 4$  % даже в наихудшем случае ( $f_1=3$  МГц), как видно из рисунка 19, погрешность реализации АЧХ в полосе пропускания не превышает 0,78 дБ. При этом введением специального «предискажения» (коррекцией коэффициента передачи сопротивлениями резисторов  $R_6$ ,  $R_7$ ) эту погрешность можно уменьшить практически в 2 раза.

Здесь уместно отметить, что уменьшение параметрической чувствительности  $\omega_p$  и  $d_p$  к частоте единичного усиления ОУ до уровня полученного результата за счёт увеличения ( $\Pi=2\pi f_1$ ) для традиционной схемы  $HNK$  (рис. 15) требует применения ОУ с  $f_1 \geq 500$  МГц, следовательно, практически пропорционального увеличения потребляемого тока.

Полученные в этой части работы результаты позволяют сделать ряд выводов методического и параметрического характера. Во-первых, конкретизация найденных функциональных и топологических принципов целенаправленного введения компенсирующих контуров обратных связей может для определённого класса практических задач привести к простым правилам построения принципиальных схем с взаимной компенсацией. Для этого необходим анализ целевых (реализуемых) передаточных функций, характера изменения структуры их номиналов и базовых параметров

проектирования  $P$ . Например, для звеньев активных фильтров и корректоров такими параметрами являются частоты и затухания полюсов. Конкретизация их изменения (47), (48) позволяет сформулировать представленные в таблице 2 правила построения схем.

Приведённые в работе сквозные примеры, демонстрирующие методику структурного синтеза схем с взаимной компенсацией, вскрывают содержательную сторону проектных процедур и показывают возможные направления совершенствования функциональных свойств используемых активных элементов. Так, как показано на рисунках 6 и 8, в схемотехнике таких устройств целесообразно использование мультидифференциальных ОУ, снимающих в конечном итоге ряд дополнительных параметрических ограничений и принципиально изменяющих общий подход к проектированию высокочувствительных блоков. Однако низкие значения коэффициента ослабления синфазного напряжения в диапазоне рабочих частот могут существенно повлиять на эффективность действия компенсирующих контуров обратных связей. С этих позиций необходимо либо совершенствование дифференциальных каскадов ОУ и входных каскадов МОУ, либо применение недифференциального включения исходных ОУ, т.е. переход на схемы с «виртуальными» нулями. Как показано на примере звена  $HKN$  (рис. 11 и 12), такой подход предпочтительнее.

Результаты моделирования схем с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления показывают, что для относительно высокодобротных полюсов передаточной функции удастся многократно уменьшить потребляемую мощность.

## 4. БЕЗДРЕЙФОВЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ СПЕКТРА АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ИНТЕРФЕЙСА

### 4.1. Исходные предпосылки

Создание современных смешанных СнК, ориентированных на системы технической диагностики, предполагает разработку входных СФ-блоков, обеспечивающих взаимодействие с внешними источниками первичной информации. Одним из базовых устройств таких интерфейсов являются прецизионные ограничители спектра, повышающие потенциальную точность АЦ-преобразования. Основной задачей создания таких ФНЧ является минимизация дрейфа нуля. Именно её величина в основном ограничивает минимальное значение опорного напряжения и непосредственно влияет на допустимые технологические нормы производства СнК в целом. Кроме этого, дополнительные требования к стабильности (неравномерности) АЧХ такого фильтра в полосе пропускания предопределяют целесообразность использования лестничных структур [7].

Особенность функций параметрических чувствительностей таких структур в широком диапазоне частот показывает, что влияние пассивных (частотозадающих) элементов приводит в основном только к смещению граничной частоты полосы пропускания, и доминирующими факторами, определяющими точность преобразования сигнала в полосе пропускания, являются активные элементы, в частности ОУ. Для существующих технологий эта проблема является доминирующей и определяет конечную эффективность лестничных ФНЧ в соответствующих СФ-блоках. Рассмотрим применение предложенного принципа взаимной компенсации для решения именно этой задачи.

В качестве базовых функциональных элементов лестничных фильтров используются нормальные  $D$ -элементы (суперёмкости) [7], имеющие входную проводимость

$$Y_{\text{вх}_i} = p^2 C_1 C_2 R_2 k / R_i, \quad (115)$$

где  $R_i$  – сопротивление источника сигнала;  $k$  – коэффициент пропорциональности.

### 4.2. Базовая схемотехника низкочувствительных $D$ -элементов

Можно достаточно строго показать, что для минимизации параметрической чувствительности лестничных фильтров необходимо использовать суперёмкости, реализованные на базе двух ОУ. Варианты возможных схемотехнических решений этих элементов показаны на рисунках 20–23. Для решения поставленной задачи согласно предложенной методике схе-

мотехнического проектирования *ARC*-схем с взаимной компенсацией необходимо выполнить анализ указанных схем с целью получения набора локальных передаточных функций  $H_j(p)$ ,  $F_j(p)$ ,  $F_{jj}(p)$  и  $w_{iq}(p)$ , обеспечивающих оценку влияния частоты единичного усиления ОУ, выбор наиболее предпочтительных (рациональных) контуров компенсирующих обратных связей, и, следовательно, создания принципиальных схем с минимальной активной чувствительностью.

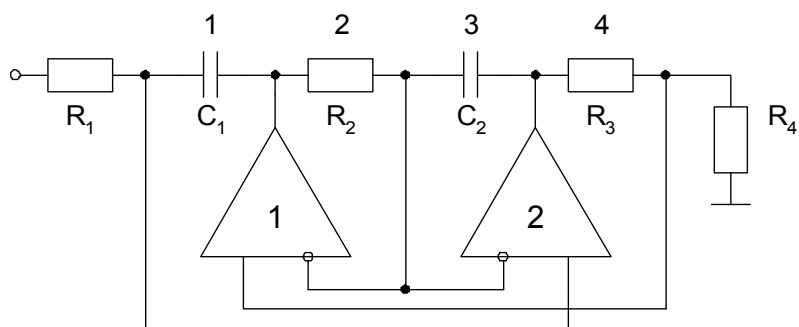


Рис. 20. Звено Антонио с резистивной нагрузкой

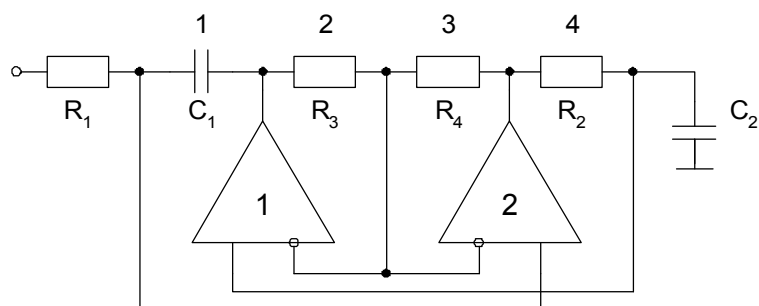


Рис. 21. Звено Антонио с ёмкостной нагрузкой

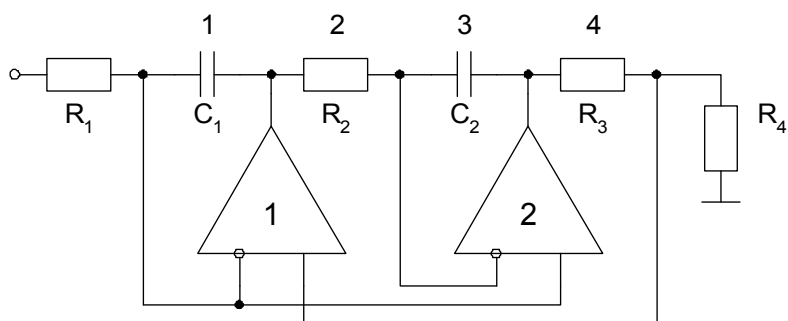


Рис. 22. Звено Брутона с резистивной нагрузкой

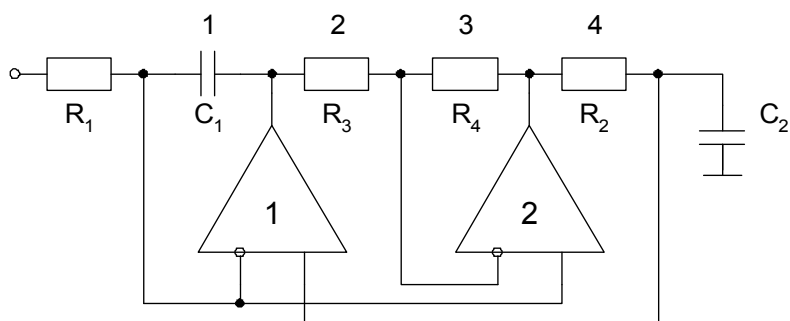


Рис. 23. Звено Брутона с ёмкостной нагрузкой

В соответствии с соотношениями таблицы 1 матрицы частотозависимых цепей будут иметь следующий вид

$$\mathbf{G}_R = \left\{ \frac{1}{p\tau_i + 1} \right\}; \mathbf{G}_C = \left\{ \frac{p\tau_i}{p\tau_i + 1} \right\}; \tau_i = R_i C_i, \quad (116)$$

поэтому

$$\mathbf{Q}_1^{-1} = \mathbf{B} + \mathbf{L} \mathbf{G}_R (\mathbf{H}_R + \{p\tau_i\} \mathbf{H}_C). \quad (117)$$

Результаты анализа в соответствии с приведёнными в настоящей работе соотношениями (табл. 1) и (14), (15), (22) сведены в таблицы 5 и 6. Как видно из анализа числителей локальных передаточных функций  $F_{11}(p)$  и  $F_{22}(p)$ , характер влияния площадей усиления ОУ различен, что и требует более детального сопоставительного анализа схем именно по этому критерию.

Таблица 5

### Структуры матриц $D$ -элементов

Схема рис.	Матрицы схем (табл. 1)					
	$\mathbf{B}^-$	$\mathbf{B}^+$	$\mathbf{L}^-$	$\mathbf{L}^+$	$\mathbf{H}_R$	$\mathbf{H}_C$
20	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & \beta \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
21	$\begin{pmatrix} \beta & 1-\beta \\ \beta & 1-\beta \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$
22	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & \beta \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$
23	$\begin{pmatrix} \beta & 1-\beta \\ \beta & 1-\beta \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$
Примечание. Для всех схем $\beta = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ .						

Таблица 6

**Структура основных локальных передаточных функций  $D$ -элементов**

Схема рис.	Числитель локальной передаточной функции $F_{jj}(p)$	
	$\hat{F}_{11}(p)$	$\hat{F}_{22}(p)$
20	$\frac{1}{\beta}(p^2\tau_1\tau_2 + p\tau_2)$	$\frac{1}{\beta}(p\tau_1 + 1)$
21	$\frac{1-\beta}{\beta}(p^2\tau_1\tau_2 + p(\tau_1 + \tau_2) + 1)$	$p^2\tau_1\tau_2 + p(\tau_1 + \tau_2) + 1$
22	$\frac{1}{\beta}(p^2\tau_1\tau_2 + p\tau_2)$	$\frac{1}{\beta}(p^2\tau_1\tau_2 + p\tau_1)$
23	$\frac{1-\beta}{\beta}(p^2\tau_1\tau_2 + p(\tau_1 + \tau_2) + 1)$	$\frac{1}{\beta}(p^2\tau_1\tau_2 + p\tau_1)$
Примечание. Для всех схем знаменатель передаточной функции имеет вид: $B(p) = p^2\tau_1\tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1$ , поэтому $Y_{\text{вх}} = p^2 C_1 C_2 R_2 (1-\beta)/\beta$ .		

**4.3. Частотные свойства низкочувствительных  $D$ -элементов**

Из (21) и (58) следует, что в общем случае знаменатель передаточной функции будет иметь следующий вид

$$\hat{B}(p) = B(p) + \frac{p}{\Pi_1} \hat{F}_{11}(p) + \frac{p}{\Pi_2} \hat{F}_{22}(p). \quad (118)$$

Как видно из соотношений таблицы 6,

$$B(p) = p^2 b_2 + 1, \quad (119)$$

$$\hat{F}_{jj}(p) = p^2 \alpha_{2j} + p \alpha_{1j} + \alpha_{0j}. \quad (120)$$

В соответствии с предложенной методикой представим полином (118) в окрестности частоты полюса ( $\omega_p = 1/\sqrt{b_2}$ ) в виде

$$B(p) = p^2 + p \omega_p d_p + \omega_p^2 (1 + 2\delta\omega_p), \quad (121)$$

где

$$\delta\omega_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = -\frac{1}{2} \left( \frac{1}{\Pi_1} \frac{\alpha_{11}}{b_2} + \frac{1}{\Pi_2} \frac{\alpha_{12}}{b_2} \right), \quad (122)$$

$$d_p = \frac{1}{\sqrt{b_2}} (1 - 2\delta\omega_p) \left( \frac{1}{\Pi_1} \left( \alpha_{01} - \frac{\alpha_{21}}{b_2} \right) + \frac{1}{\Pi_2} \left( \alpha_{02} - \frac{\alpha_{22}}{b_2} \right) \right). \quad (123)$$

Таким образом, при реализации полного полинома второго порядка в числителе локальных функций  $F_{jj}(p)$  возможна, в соответствии с таблицей 2, собственная компенсация влияния частоты единичного усиления на

затухание полюса. Что касается аналогичного влияния на частоту полюса, то это возможно только тогда, когда  $F_{jj}(p)$  воспроизводит функцию заграждающего фильтра. Результаты указанных преобразований при  $\delta\omega_p \ll 1$  для рассматриваемых схем приведены в таблице 7. Выполненные преобразования показывают, что синтез структур  $D$ -элементов с минимальной активной составляющей общей чувствительности сводится к задаче структурной оптимизации звеньев второго порядка, у которых  $d_p$  определяется только влиянием основных параметров активных элементов.

Таблица 7

**Влияние  $f_1$  ОУ на параметры полюсов  $D$ -элементов**

Схема рис.	Влияние частотных свойств ОУ на параметры полюса	
	математическое соотношение	параметр
20	$-\frac{\omega_p}{2} \left( \frac{1}{\Pi_1} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \frac{1}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \right)$	$\delta\omega_p$
	$\omega_p \left( \frac{1}{\Pi_2 \beta} - \frac{1}{\Pi_1 (1-\beta)} \right)$	$d_p$
21	$-\frac{\omega_p}{2} \left( \frac{1}{\Pi_1} \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} + \frac{1}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\beta}{1-\beta}} \right) \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1}}$	$\delta\omega_p$
	$\omega_p \left( \frac{1}{\Pi_1} \frac{1-\beta}{\beta} \left( 1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) + \frac{1}{\Pi_2} \left( 1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) \right)$	$d_p$
22	$-\frac{\omega_p}{2} \left( \frac{1}{\Pi_1} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} + \frac{1}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \right) \sqrt{\frac{1}{\beta(1-\beta)}}$	$\delta\omega_p$
	$-\frac{\omega_p}{1-\beta} \left( \frac{1}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \right)$	$d_p$
23	$-\frac{\omega_p}{2} \left( \frac{1}{\Pi_1} \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1}} + \frac{1}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \sqrt{\frac{1}{\beta(1-\beta)}} \right)$	$\delta\omega_p$
	$\omega_p \left( \frac{1}{\Pi_1} \frac{1-\beta}{\beta} \left( 1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) - \frac{1}{\Pi_2} \frac{1}{1-\beta} \right)$	$d_p$

Полученные результаты показывают, что потенциально более высокими частотными свойствами характеризуются звенья Антонио. Так, в случае применения идентичных ОУ в схеме рисунка 20 при  $\beta = 0,5$  наблюдается взаимная компенсация влияния первого и второго ОУ на затухание полюса, а в схеме рисунка 21 – собственная компенсация, которая свободна от указанного ограничения. Однако ни одна из существующих схем не



обеспечивает минимизацию влияния ОУ на положение частоты полюса, что и приводит к необходимости введения дополнительных компенсирующих обратных связей.

Для формирования дополнительных структурных ограничений и разработки рекомендаций по выбору предпочтительных дополнительных входов, необходимых для организации этих контуров, рассмотрим особенности реализации динамического диапазона лестничных цепей.

В соответствии с соотношением (26) верхний уровень динамического диапазона определится выражением

$$\frac{U_{\text{ВЫХ MAX}}}{\lambda}, (\lambda > 1) \text{ или } U_{\text{ВЫХ MAX}}, (\lambda \leq 1), \quad (124)$$

где  $\forall j \lambda = \max \left\{ |F_j(j\omega)|_{\text{MAX}} / \eta \right\}, (\omega \in \Omega)$ .

Таким образом, в лестничных структурах, построенных на базе  $D$ -элементов, нагрузка подключается к выходу частотозависимой цепи  $\lambda > 1$ , что в конечном итоге и уменьшает максимально возможный уровень неискажённого 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 можно всегда увеличить ёмкость конденсатора. В этой связи при проектировании высококачественных схем необходимо сконцентрировать усилия на минимизации вклада активных элементов в собственный шум схемы. В этом случае

$$U_{\text{ш}} = \left( \int_{\omega_1}^{\omega_2} G_{\text{ш Вых}}(\omega) d\omega \right)^{1/2}, \quad (125)$$

$$G_{\text{ш Вых}} = \sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega)|^2 G_j^2(\omega)}, \quad (126)$$

где  $G_j(\omega)$  – эквивалентная спектральная плотность мощности источников шумовой модели  $j$ -го ОУ;  $\omega_1 - \omega_2$  – границы рабочего диапазона частот  $\Omega$ .

Для оценки возможности расширения динамического диапазона выполним анализ рассматриваемых  $D$ -элементов в режиме звена второго порядка. Их локальные передаточные функции  $F_j(p)$  и  $H_j(p)$  приведены в таблицах 8 и 9.

Таблица 8

**Структура локальных передаточных функций  $D$ -элементов  
на выходе ОУ**

Схема рис.	Локальная передаточная функция	
	$F_1(p)$	$F_2(p)$
20	$\frac{p \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{1}{\beta} \frac{1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$
21	$\frac{p \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$-\frac{p \tau_2 + 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$
22	$-\frac{1}{\beta} \frac{p \tau_2 (1-\beta) + 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{1}{\beta} \frac{1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$
23	$-\frac{1-\beta}{\beta} \frac{p \tau_1 + 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{1 - \frac{p \tau_1}{\beta}}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$

Таблица 9

**Структура локальных передаточных  $H_j(p)$   $D$ -элементов**

Схема рис.	Локальные передаточные функции	
	$H_1(p)$	$H_2(p)$
20	$\frac{1}{\beta} \frac{p^2 \tau_1 \tau_2}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{p \tau_1 + 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$
21	$\frac{1-\beta}{\beta} \frac{p \tau_2 - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{p \tau_1 \frac{1-\beta}{\beta} - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$
22	$\frac{1}{\beta} \frac{p^2 \tau_1 \tau_2}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{p \tau_1 (p \tau_2 + 1)}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$
23	$\frac{1-\beta}{\beta} \frac{p \tau_1 (p \tau_2 + 1)}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$	$\frac{1}{\beta} \frac{p \tau_1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}$

Анализ таблицы 8 показывает, что в общем случае согласно (124) выходное напряжение одного из ОУ превосходит выходное фильтра в два раза, что и уменьшает верхнюю границу динамического диапазона схемы.

Отметим, что в реальных ФНЧ высокого порядка его максимальное выходное напряжение многократно меньше выходного напряжения на выходах ОУ.

Если в структуре  $D$ -элементов применить идеальные ОУ, то из соотношения (126) можно получить относительную меру влияния структуры на собственный шум схемы. Действительно,

$$\frac{G_{\text{ш вых}}}{G_j} = \sqrt{|H_1(j\omega)|^2 + |H_2(j\omega)|^2}, \quad (127)$$

поэтому мерой качества схемотехнического решения является величина

$$\min \left\{ \xi_j = \sqrt{|H_1(j\omega)|^2 + |H_2(j\omega)|^2} \left( p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1 \right) \right\}. \quad (128)$$

Так, в окрестности частоты полюса фильтра при  $\beta = 0,5$  из таблицы 9 можно получить, что

$$\xi_1 = 2\sqrt{2}, \quad \xi_2 = 2, \quad \xi_3 = 2\sqrt{2}, \quad \xi_4 = 2\sqrt{2}, \quad (129)$$

где индекс  $j$  соответствует номеру схемы  $D$ -элемента (рис. 20–23).

Таким образом, лучшие результаты по динамическому диапазону даёт звено Антонио с ёмкостной нагрузкой (рис. 21).

#### 4.4. Взаимная компенсация и минимизация суммарной чувствительности в лестничных схемах

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

Рассмотрим применение предложенной методики к синтезу структур малошумящих  $D$ -элементов с расширенным частотным диапазоном, которые позволяют потенциально создавать «бездрейфовые» ограничители спектра. Из анализа принципиальных схем, показанных на рисунках 20–23, видно, что только в схемах Антонио дрейф нуля определяется входными токами неинвертирующих входов ОУ, которые легко минимизируются применением на входе «алмазных» или полевых транзисторов.

Так, в схеме Антонио с ёмкостной нагрузкой дополнительным входом схемы для организации компенсирующего контура обратной связи целесообразно использовать эту ёмкость. В этом случае в соответствии с методикой, изложенной ранее, дополнительные передаточные функции (матрицы схемы определены в табл. 5), будут иметь следующий вид:

$$w_k(p) = F_{1C} = -\frac{1-\beta}{\beta} \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p \tau_2}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}, \quad (130)$$

$$w_k(p) = F_{2C} = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p \left( \tau_2 - \frac{\tau_1}{\beta} \right)}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}. \quad (131)$$

В этом случае при условии  $\beta = 0,5$  ( $R_3 = R_4$ ) в соответствии с таблицей 7 вблизи частоты среза наблюдается собственная компенсация влияния площадей усиления ОУ на затухание, а относительное изменение частоты полюса примет вид:

$$\delta\omega_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = -\frac{\omega_p}{2} \left( \frac{1}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \right) \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_2}{\tau_1}}. \quad (132)$$

Таким образом, если при реализации дополнительного контура компенсирующей обратной связи необходимо (табл. 2) выполнить условие

$$F_{qC} = F_{1C} + F_{2C} = \frac{-2 p \tau_1}{p^2 \tau_1 \tau_2 + 1}, \quad (133)$$

то в этом случае действие контура будет направлено на взаимную компенсацию относительного изменения частоты полюса (см. (122)). Необходимое суммирование можно выполнить только на дополнительном активном элементе.

Рассмотрим применение сформулированных выводов для Чебышевского ограничителя спектра 5-го порядка. На рисунке 24 приведена принципиальная схема этого «бездрейфового» ФНЧ на базе выбранных ранее  $D$ -элементов.

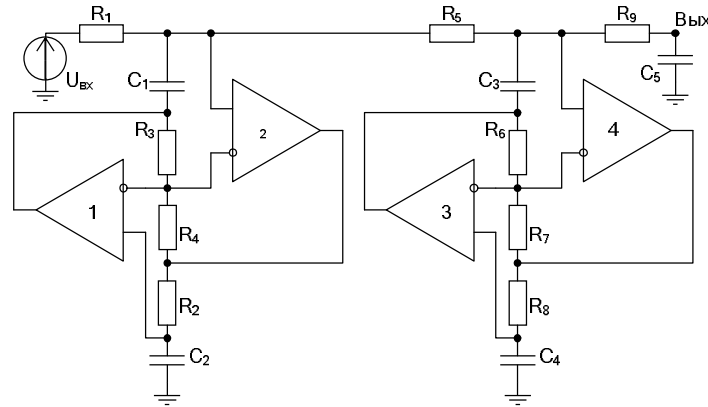


Рис. 24. Бездрейфовый Чебышевский ФНЧ на базе  $D$ -элементов без цепей взаимной компенсации

Отметим, что в схеме дрейф нуля определяется входными токами ( $I_{ВХ_j}^+$ ) чётных ОУ

$$U_{др} = I_{ВХ_2}^+ R_1 + I_{ВХ_4}^+ (R_1 + R_5) \quad (134)$$

и легко минимизируется схемотехникой их входных каскадов. Например, в случае использования полевых транзисторов эта величина не превышает 1 мкВ в широком диапазоне рабочих температур и уже не является доминирующим фактором общей погрешности устройства. Для обеспечения граничной частоты полосы пропускания фильтра  $f_{гр} = 300$  кГц и Чебышевской аппроксимации его АЧХ в схеме использованы следующие оптимальные для суперёмкости (рис. 21) и других пассивных  $RC$ -элементов соотношения:

$$\begin{aligned} R_1 = 5,075 \text{ к}, R_2 = 5,777 \text{ к}, R_3 = R_4 = 2 \text{ к}, R_5 = 5,04 \text{ к}, R_6 = R_7 = 2 \text{ к}, \\ R_8 = 3,531 \text{ к}, R_9 = 1,292 \text{ к}, C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 0,1 \text{ нФ}. \end{aligned} \quad (135)$$

Результаты моделирования такого ФНЧ приведены на рисунке 25. Как видно из анализа АЧХ фильтра в полосе пропускания, изменение  $f_1 = 4$  МГц ОУ в диапазоне температур  $\Delta t = \pm 50$  °С, когда частота единичного усиления ОУ в  $D$ -элементах изменяется от 4 до 6 МГц, приводит, по сравнению с идеальным вариантом схемы, к отклонению коэффициента передачи на 0,33 дБ и уменьшению граничной частоты полосы пропускания ФНЧ ( $f_{гр} = 300$  кГц), приводящему к дополнительному затуханию в 1,28 дБ. Даже введение предварительных «предыскажений» в виде увеличения  $f_{гр}$  на 8,3 % позволит уменьшить это влияние только до уровня 0,6 дБ. Как правило, такой способ на практике не применяется в силу увеличения коэффициента прямоугольности или увеличения требуемого порядка фильтра.

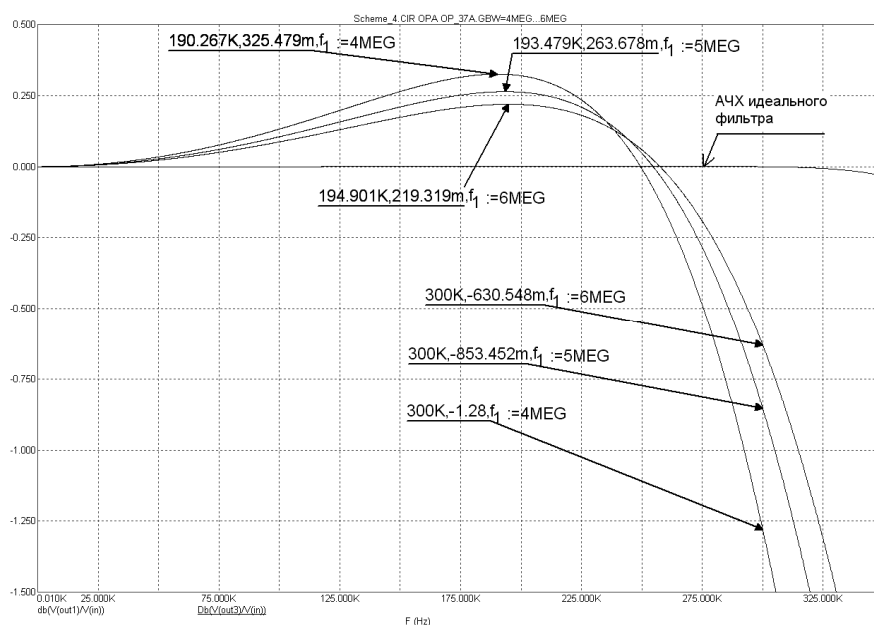


Рис. 25. АЧХ ФНЧ в полосе пропускания ( $f_{гр} = 300$  кГц) без цепей взаимной компенсации

Для решения общей задачи компенсации влияния  $f_1$  на численное значение входной «суперёмкости»  $D$ -элементов (их частота полюса приведена в соотношении (122)) воспользуемся найденными выше условиями введения контуров взаимной компенсации (130) – (133). Как видно из (133), в каждом  $D$ -элементе необходимо ввести два канала собственной компенсации, при этом дифференциальные входы ОУ должны быть связаны с дополнительным входом (ёмкости  $C_2$  и  $C_4$ ) через масштабный усилитель с коэффициентом передачи  $K_1=K_2=1$ . Для реализации таких (дополнительных) усилителей-повторителей использованы МОУ, а суммирование сигналов осуществляется на разделённых конденсаторах  $C_{21}$ ,  $C_{22}$ ;  $C_{41}$ ,  $C_{42}$  (рис. 26).

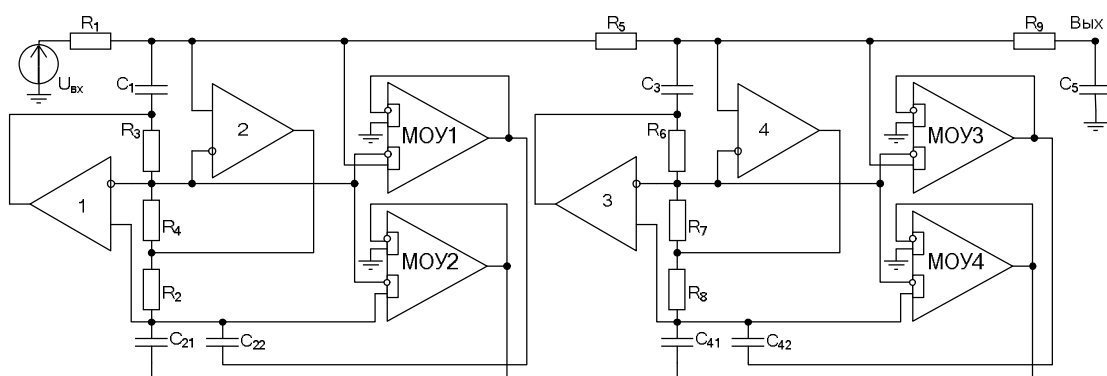


Рис. 26. Бездрейфовый Чебышевский ФНЧ на базе  $D$ -элементов с цепями взаимной компенсации

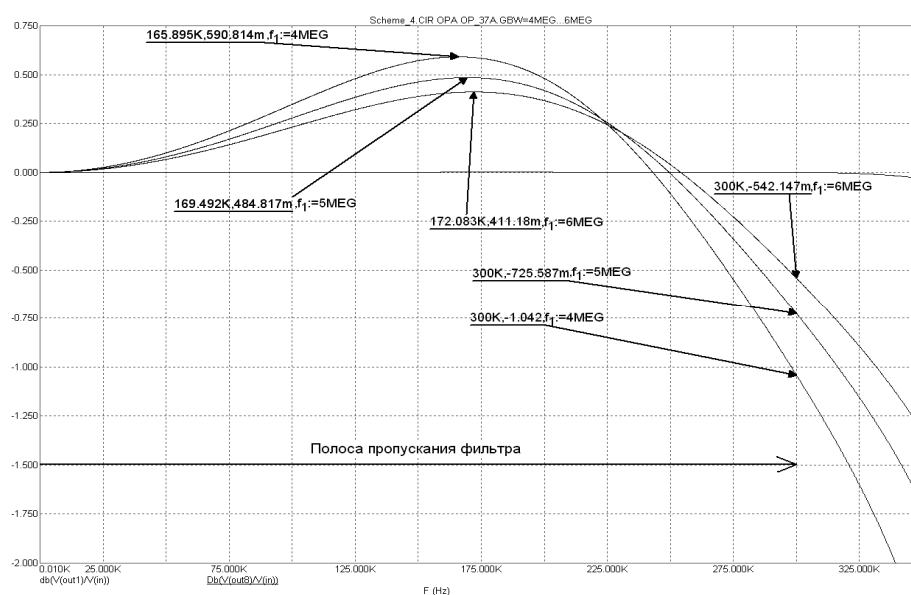


Рис. 27. АЧХ Чебышевского ФНЧ в полосе пропускания с цепями взаимной компенсации влияния  $f_1$  на граничную частоту фильтра

Если сохранить параметрические условия (145), у которых  $C_{21}=C_{22}=0,5C_2$ ,  $C_{41}=C_{42}=0,5C_4$ , то АЧХ такого ФНЧ при различных  $f_1$  ОУ будет иметь вид, представленный на рисунке 27. Сопоставление графиков АЧХ, показанных на рисунках 25 и 27, показывает, что эффективность контуров собственной компенсации влияния  $f_1$  ОУ незначительна. Это объясняется тем, что добротность полюсов Чебышевского фильтра-прототипа для ФНЧ с низкой неравномерностью АЧХ в полосе пропускания не превышает  $\sqrt{2}$ , поэтому, как видно из таблицы 3 (этап 3), влияние введённых в схему МОУ оказывается существенным и соизмеримым с влиянием основных ОУ. Это утверждение является справедливым в силу того, что схема звена (рис. 5) при  $g_3 = 0$  является  $D$ -элементом, и рассмотренные в п. 13 настоящей работы примеры показывали, что эффективность способа взаимной компенсации непосредственно зависит от добротности  $Q$ .

#### 4.5. Алгоритм синтеза схем высокого порядка с взаимной компенсацией

Для повышения эффективности контуров взаимной компенсации необходимо обеспечить дополнительную компенсацию  $f_1$  МОУ за счёт других активных элементов схемы. Такая постановка задачи реальна в силу идентичности реализаций  $D$ -элементов, входящих в структуру ФНЧ. Её решение связано, согласно векторному графу (рис. 4), с поиском дополнительного входа схемы, при котором приращение локальных передаточных функций (37) обеспечивает вещественную передачу компоненты  $w_k$  (см. (32)). Для обеспечения взаимной компенсации влияния  $f_{1j}$  этот вход должен обладать следующими свойствами:

- реализовать на входе одного из ОУ передаточную функцию:

$$F_{kj}(p) = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^N F_{jj}(p), \quad (136)$$

где  $K$  – коэффициент, определяемый из условия параметрической оптимизации суммарной чувствительности (5);

- характеризоваться входным импедансом, допустимым для подключения используемого активного элемента.

Второе свойство входа строго не описывается в силу множества факторов, влияющих на принятие решения. В качестве примера отметим одно положение, непосредственно следующее из обсуждаемого сквозного примера проектирования. Из принципиальной схемы фильтра (рис. 26) следует, что входом может являться один из «заземлённых» конденсаторов или один из входов ОУ. Именно в этом случае реализуется свойство «бездрейфового» ФНЧ – отсутствие влияния ЭДС смещения ОУ на выходное напряжение схемы.

Дополнительные входы  $k$  в общем случае могут создаваться путём подключения набора пассивных элементов. Эта особенность общей процедуры синтеза продемонстрирована на примере, показанном на рисунках 5 и 6. Их полнота является важной содержательной стороной подготовительного этапа синтеза. Здесь остановимся только на отличии второго этапа синтеза, связанного с высоким порядком передаточной функции и низкой добротностью полюсов.

Из (21) следует, что в этом случае передаточная функция электронной схемы будет иметь следующий вид:

$$\Phi(p) = \frac{A(p)}{B(p) + \Delta B(p)}, \quad (137)$$

причём приращение полинома знаменателя обусловлено влиянием основных параметров активных элементов:

$$\frac{\Delta B(p)}{B(p)} \approx \sum_{j=1}^N \frac{1}{\mu_j} F_{jj}(p) + \sum_{j=1}^N \frac{p}{\Pi_j} F_{jj}(p), \quad (138)$$

а локальные передаточные функции  $F_{jj}(p)$  определены соотношением (22).

Условия взаимной компенсации следуют из (36) и (37) и имеют следующий вид:

$$\frac{\Delta B(p)}{B(p)} - \sum_k \sum_j \frac{K_k}{\mu_j} F_{jk}(p) - \sum_k \sum_j \frac{p K_k}{\Pi_j} F_{jk}(p) \rightarrow \min, \quad (139)$$

где  $K_k$  – масштабный коэффициент (компонента вектора  $\overline{w}$ ), связывающий дифференциальный вход  $j$ -го ОУ с дополнительным  $k$ -м входом системы;  $F_{jk}(p)$  – передаточная функция на выходе  $j$ -го ОУ при использовании  $k$ -го входа.

Из соотношений (138) и (139) следует, что успех параметрической оптимизации коэффициентами  $K_k$  ( $\forall k$ ) определяется структурной «близостью» полиномов числителя локальных функций  $F_{jj}(p)$  и  $F_{jk}(p)$  ( $\forall k$ ). От этой «близости» зависит и необходимое число дополнительных входов  $k$ . Таким образом, задача (139) в общем случае решается перебором альтернативных вариантов и связана с достаточно сложной процедурой синтеза набора  $F_{jk}(p)$ , даже при условии априорной известности функции  $F_{jj}(p)$ . Формализовать настоящую проектную процедуру можно в рамках достаточно простого алгоритма, воспроизводимого на современных схемотехнических САПР с доступными макромоделями активных элементов и, в частности, ОУ.

Схемотехническая сторона этапов моделирования, направленных на поиск дополнительных и предпочтительных входов схемы ( $k$ ), вычисление вещественных и мнимых составляющих (138), поиска оптимального коэффициента  $K_k$  показана на рисунке 28.



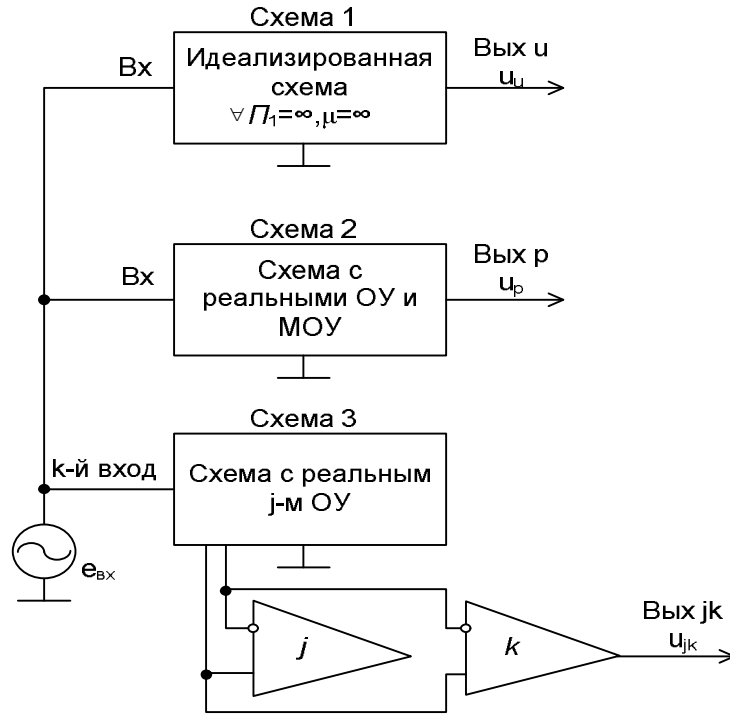


Рис. 28. Объекты схемотехнического моделирования

Несложно показать, что:

$$\frac{\Delta B(j\omega)}{B(j\omega)} \approx M_1(\omega) \cos \varphi(\omega) - 1 + jM_1(\omega) \sin \varphi(\omega); \quad (140)$$

$$K_k F_{jk}(j\omega) \approx M_2(\omega) \cos \psi(\omega) - 1 + jM_2(\omega) \sin \psi(\omega), \quad (141)$$

где

$$M_1(\omega) = \text{mod} \frac{u_u}{u_p}, \quad \varphi(\omega) = \arg u_u - \arg u_p; \quad (142)$$

$$M_2(\omega) = \text{mod} \frac{u_{jk}}{e_{\text{вх}}}, \quad \psi(\omega) = \arg u_{jk} - \arg e_{\text{вх}}. \quad (143)$$

Указанные соотношения адекватны задаче оптимизации при условии, что в схеме 1 использованы идеализированные ОУ (модели первого уровня), в схеме 2 применены реальные ОУ (модели третьего уровня с желаемыми  $\mu$  и  $f_1$ ), а в схеме 3 используется только одна модель третьего уровня в выбранном ( $j$ -м) ОУ. Масштабный усилитель  $K$  в модели 1-го уровня обеспечивает выбор коэффициента передачи любого знака. Что касается источника входного сигнала  $e_{\text{вх}}$ , то в схеме 3 он подключён к дополнительному ( $k$ -му) входу схемы. Указанные в соотношениях (142) и (143) функции являются амплитудно-частотными и фазочастотными характеристиками опытов либо на основных выходах схем 1 и 2, либо на выходе масштабного усилителя  $K$ .

Выполненные по указанным соотношениям измерения позволяют сформировать целевые функции параметрической оптимизации:

$$M_1(\omega) \cos \varphi(\omega) - 1 - M_2(\omega) \cos \psi(\omega) \rightarrow \min ; \quad (144)$$

$$M_1(\omega) \sin \varphi(\omega) - M_2(\omega) \sin \psi(\omega) \rightarrow \min , \quad (145)$$

когда выбор  $0 > K > 0$  обеспечивается в диапазоне рабочих частот ( $\omega \in \Omega$ ) минимизацию вещественной (144) и мнимой (145) составляющей функции (139).

Предложенную процедуру можно использовать многократно, применяя в схеме 2 наиболее эффективную компенсирующую обратную связь. Ранжирование предпочтительных входов  $k$ -х и  $j$ -х ОУ можно осуществить увеличением объёмов (схема 3) при схемотехническом моделировании, а выбор предпочтительного варианта – по минимуму оценок (144) и (145).

В качестве примера рассмотрим применение предложенной методики для поиска дополнительных компенсирующих контуров ограничителя спектра (рис. 29). Реальной схемой ФНЧ будем считать вариант реализации  $D$ -элементов с компенсирующим контуром на базе МОУ2 и МОУ4. В этом случае, как указывалось выше, дополнительными входами системы являются конденсаторы  $C_{22}$  и  $C_{42}$  различных  $D$ -элементов, а выходами дополнительных усилителей К (МОУ1 и МОУ2), выделяющие дифференциальные напряжения ОУ2 и ОУ4. Это в соответствии с рассмотренным принципом взаимной компенсации приводит к изменению локальных передаточных функций  $F_{22}(p)$  и  $F_{44}(p)$ .

Результаты моделирования показывают, что в диапазоне рабочих частот (до 300 кГц) функции (144) и (145) структурно минимизируются. Однако в переходной области частот эта минимизация невозможна. Этот результат имеет простое объяснение. Отношение частот полюсов  $D$ -элементов составляет 0,78, а функции (130) – (133) для этих элементов идентичны, поэтому «передача» компенсирующих сигналов с «соседних»  $D$ -элементов, согласно соотношениям таблицы 2, обеспечивает собственную компенсацию этого эффекта, и некомпенсированный остаток составляет  $1 - 0,78 = 0,22$ . Именно такая схема с «перекрёстными» компенсирующими обратными связями показана на рисунке 29.

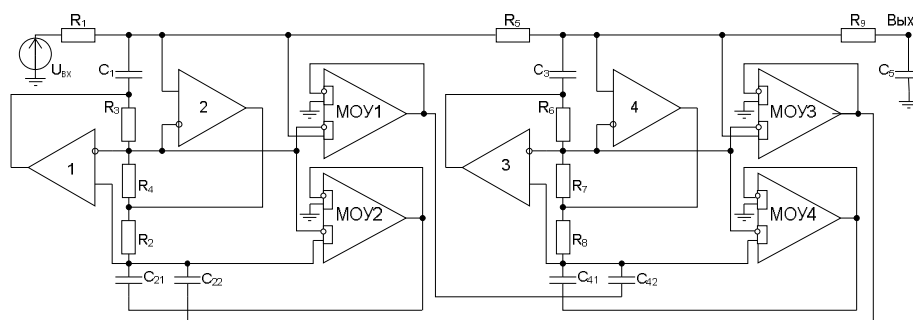


Рис. 29. Бездрейфовый Чебышевский ФНЧ с перекрёстными цепями собственной и взаимной компенсации влияния  $f_1$

Здесь дополнительная параметрическая оптимизация с учётом равенства сумм (133) для различных  $D$ -элементов приводит к следующим соотношениям ёмкостей

$$C_{21} = 0,04 \text{ нФ}, C_{22} = 0,06 \text{ нФ}, C_{41} = C_{42} = 0,05 \text{ нФ}. \quad (146)$$

Другие пассивные элементы определяются условием (135). Результаты моделирования схемы при выполнении аналогичных условий приведены на рисунке 30.

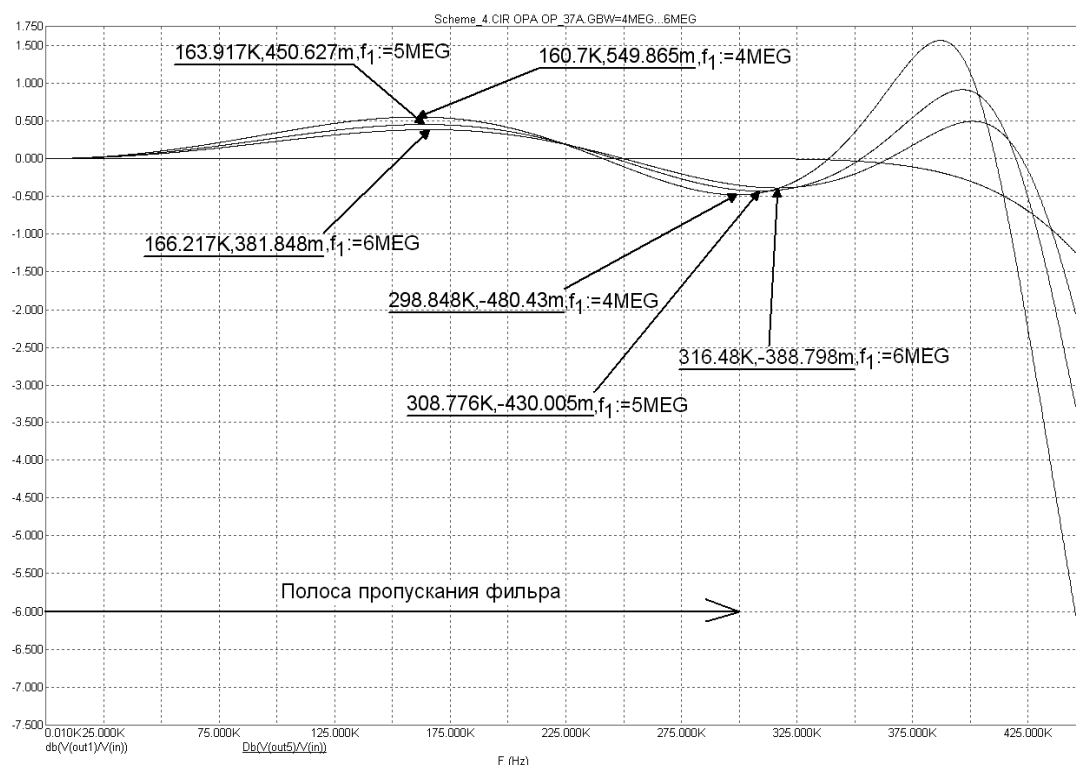


Рис. 30. Бездрейфовый Чебышевский ФНЧ с перекрёстными цепями собственной и взаимной компенсации влияния  $f_1$

Сопоставительный анализ графиков рисунков 30 и 25 показывает, что введение в схему контуров компенсирующих обратных связей существенно уменьшает влияние  $f_1$  на полосу пропускания фильтра и позволяет практически (+0,55 дБ) и (-0,48 дБ) выровнять его неравномерность в полосе пропускания, а также уменьшить влияние изменений  $f_1$  ОУ на указанную погрешность. Моделирование для наихудшего случая влияния  $\Delta t = \pm 50^\circ \text{C}$  на неравномерность АЧХ в полосе пропускания фильтра при условии  $\Theta f_1 = 4\%$  показывает, что указанные на рисунке 30 неравномерности сохраняются, а контролируемое отклонение наблюдается на частотах, превышающих 375 кГц. Таким образом, полученный в результате структурной оптимизации фильтр имеет неравномерность 0,55 дБ в широком диапазоне воздействия дестабилизирующих факторов на его активные элементы.

Анализ ФЧХ в полосе пропускания (рис. 31) исходной схемы (рис. 24) и схемы ФНЧ с взаимной и собственной компенсацией (рис. 29) показывает, что применяемые контуры обеспечивают также повышение её линейности. Так, при  $f_1 = 5$  МГц отклонение фазового сдвига сигнала от линейного закона не превышает  $1^\circ$ .

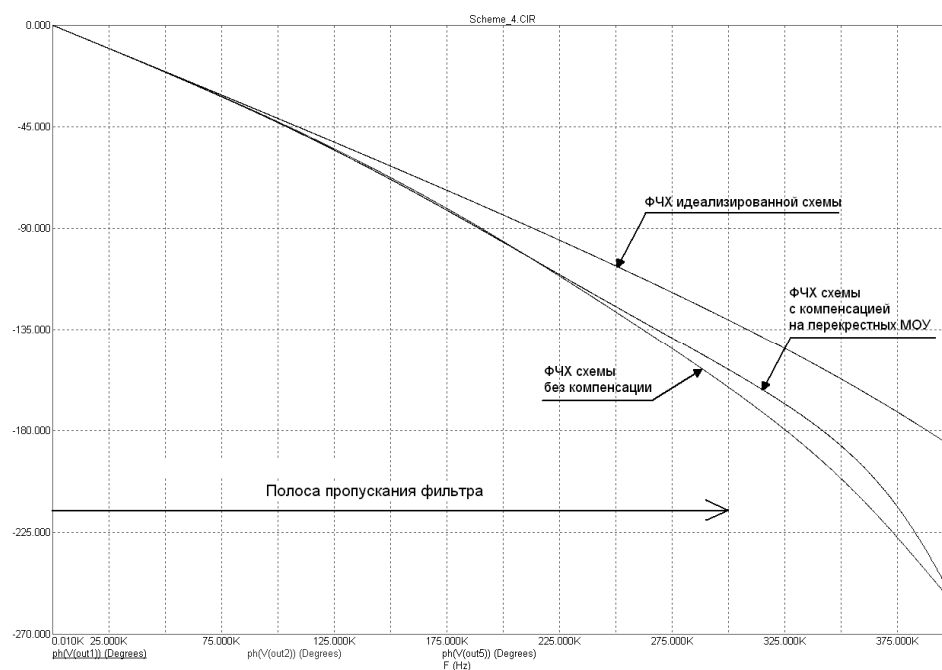


Рис. 31. ФЧХ Чебышевского ФНЧ в полосе пропускания

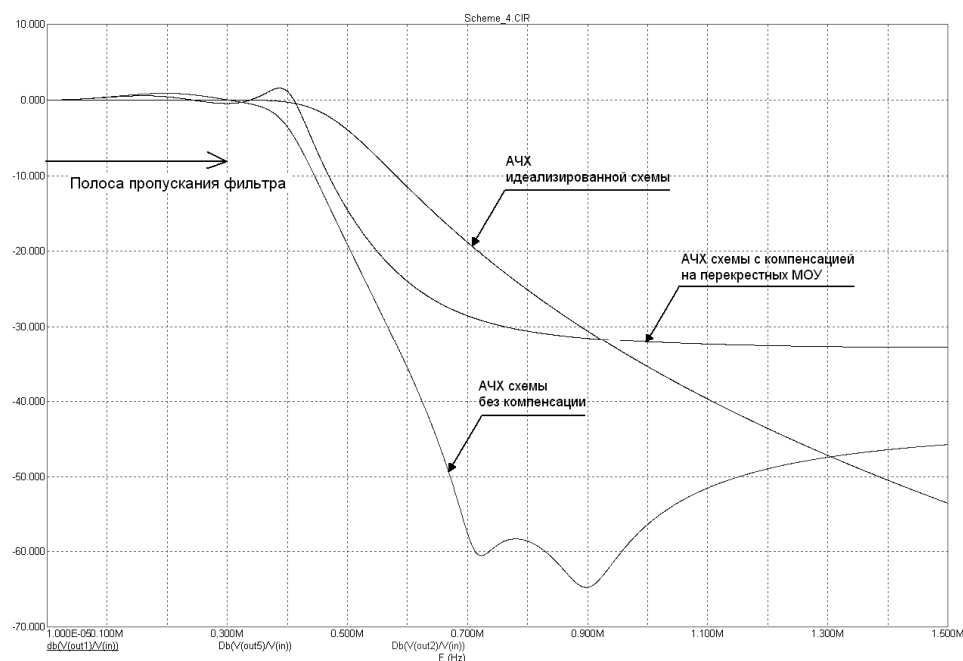


Рис. 32. АЧХ Чебышевского ФНЧ в широком диапазоне частот

Сравнительный анализ АЧХ фильтров в широком диапазоне частот (рис. 32) показывает, что гарантированное затухание схемы с собственной и взаимной компенсацией определяется влиянием выходного сопротивления МОУ в диапазоне частот, превышающем 1 МГц, и действием указанного выше контура компенсирующей обратной связи. Действительно, характер функциональной проводимости  $D$ -элемента (табл. 6) обеспечивает прохождение высокочастотной части сигнала компенсации в нагрузку. Как видно из рисунка 32, полученная схема с дополнительными связями, когда компенсирующие сигналы, сформированные в МОУ1 и МОУ3 воздействуют на дополнительные входы (ёмкости  $C_{22}$  и  $C_{42}$ ) «соседних»  $D$ -элементов, характеризуется относительно низким гарантированным затуханием сигнала в полосе заграждения. Устранение отмеченного недостатка при сохранении низкой неравномерности АЧХ фильтра, обусловленной влиянием частотных свойств ОУ, требует изменения способа организации дополнительных входов схемы  $D$ -элемента, используемых для организации компенсирующих контуров обратных связей.

#### 4.6. Особенность мультидифференциальных ОУ в схемотехнике широкополосных $D$ -элементов

Как видно из соотношения (120) и таблицы 6, приращение характеристического полинома  $D$ -элемента

$$\Delta B(p) = B(p) \left[ \frac{P}{\Pi_1} F_{11}(p) + \frac{P}{\Pi_2} F_{22}(p) \right] \quad (147)$$

обусловлено структурой числителя локальных передаточных функций  $F_{11}(p)$  и  $F_{22}(p)$ . Действие компенсирующего контура, образованного подключением цепи обратной связи к дифференциальному входу одного из ОУ для целей взаимной компенсации, приводит к изменению знака результирующей функции  $F_{11}(p)$  или  $F_{22}(p)$ . Если этот усилитель имеет номер 2, то в соответствии с (139)

$$\Delta B(p) = B(p) \left[ \frac{P}{\Pi_1} F_{11}(p) + \frac{P}{\Pi_2} (F_{22}(p) + K_1 F_{12}(p)) \right], \quad (148)$$

поэтому точность взаимной компенсации определяется структурной и параметрической идентичностью числителей локальных функций  $F_{12}(p)$ ,  $F_{22}(p)$  и  $F_{11}(p)$ . Аналогично можно использовать и первый усилитель. Тогда

$$\Delta B(p) = B(p) \left[ \frac{P}{\Pi_1} (F_{11}(p) + K_2 F_{21}(p)) + \frac{P}{\Pi_2} (F_{22}(p) + K_1 F_{12}(p)) \right], \quad (149)$$

где  $K_1$  и  $K_2$  – масштабные коэффициенты передачи дополнительных четырёхполюсников, связывающие дифференциальный вход первого (второго) ОУ с неинвертирующим входом второго (первого) ОУ.

Из соотношений (117) и таблицы 5 следует, что

$$F_{12}(p) = \frac{1}{B(p)} \left[ -p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta} + p(\tau_1 - \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta}) + 1 \right]; \quad (150)$$

$$F_{21}(p) = \frac{1}{B(p)} \left[ -p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta} + p(\tau_2 - \tau_1 \frac{\beta}{1-\beta}) + 1 \right]. \quad (151)$$

Таким образом, как это следует из таблицы 6 (локальные передаточные функции  $F_{11}(p)$  и  $F_{22}(p)$ ), условие компенсации влияния  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  [соотношение (148)] при  $\beta = 0,5$  можно конкретизировать

$$\begin{aligned} \frac{\Delta B(p)}{B(p)} = & \left[ \frac{p^3 \tau_1 \tau_2}{\Pi_1} (1 - K_2) + \frac{p^3 \tau_1 \tau_2}{\Pi_2} (1 - K_1) + \frac{p^2}{\Pi_1} (\tau_1 (1 - K_2) + \tau_2 (1 + K_2)) + \right. \\ & \left. + \frac{p^2}{\Pi_2} (\tau_1 (1 + K_2) + \tau_2 (1 - K_2)) + \frac{p}{\Pi_1} (1 + K_2) + \frac{p}{\Pi_2} (1 + K_1) \right]. \end{aligned} \quad (152)$$

Следовательно, выбором  $K_1$  и  $K_2$  можно обеспечить высокий уровень собственной компенсации влияния  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  на «старшие» коэффициенты результирующей передаточной функции, которые в конечном итоге и определяют искажения АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания фильтра. Однако одновременно с этим увеличивается это влияние на уменьшение граничной частоты полосы пропускания. Используя свойства лестничных фильтров [7], можно показать, что это смещение можно предварительно учесть изменением резистивных элементов схемы. Основным ограничением достижимого уровня является необходимый запас устойчивости собственно  $D$ -элемента, поэтому варианты реализации  $K_1=2$ ,  $K_2=0$  и  $K_1=K_2=1$  и являются недопустимыми.

Указанные в соотношении (152) коэффициенты передачи  $K_1$  и  $K_2$  реализуются в ОУ дополнительными входными дифференциальными каскадами и, следовательно, заменой традиционных ОУ на мультидифференциальные ОУ. Как было показано ранее, такие МОУ могут иметь различные коэффициенты передачи по отдельным каналам.

На рисунке 33 приведена принципиальная схема ФНЧ пятого порядка, в рамках которой  $D$ -элементы реализованы парой МОУ. Здесь при  $K_0=1$ ,  $K_1$  и  $K_2$  определяют отношение коэффициента передачи МОУ по компенсирующим каналам к аналогичному коэффициенту основного канала. В частности, при  $K_1$  ( $K_2$ )=0 конкретный МОУ представляет собой обычный ОУ. На рисунке 34 показаны результаты моделирования схемы при условии использования только одного МОУ2 ( $K_1=0$ ), а на рисунке 35 – на двух МОУ ( $K_1=K_2=1$ ), при этом указанное выше отношение коэффициентов МОУ следует из (152).

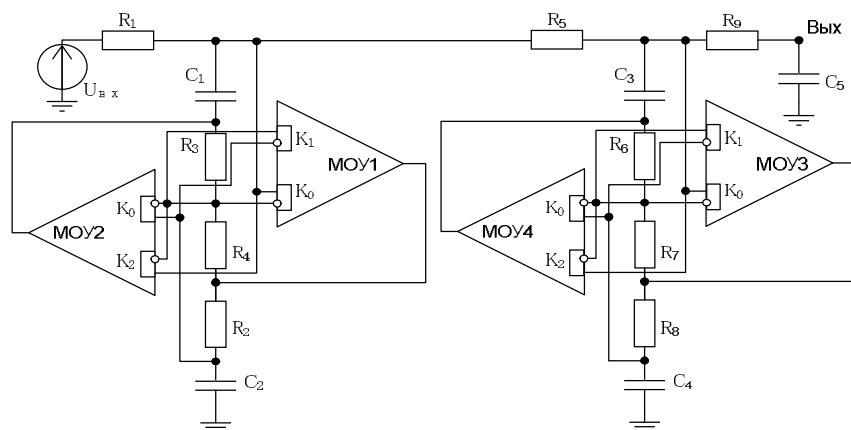


Рис. 33. Бездрейфовый ФНЧ на базе МОУ

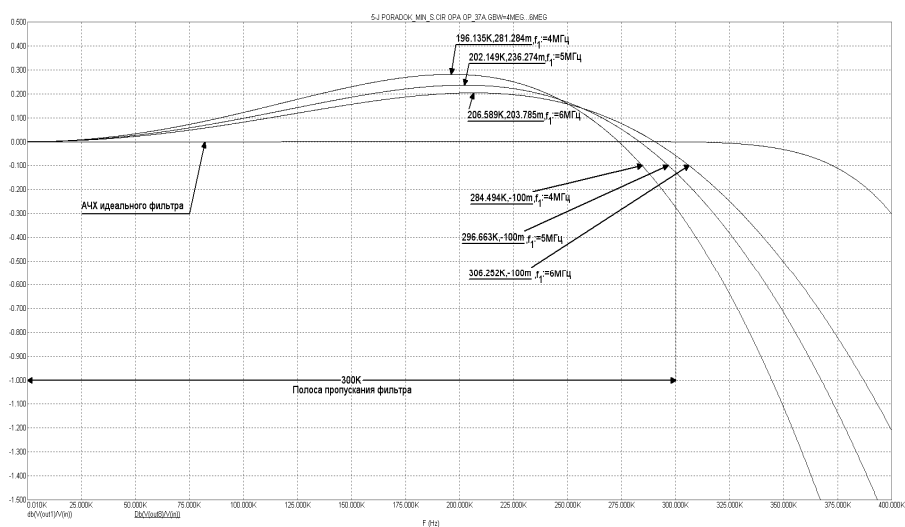


Рис. 34. АЧХ ФНЧ 5-го порядка с  $D$ -элементами на одном МОУ ( $K_1=0$ ,  $K_2=1$ ), ( $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=0,066$  нФ)

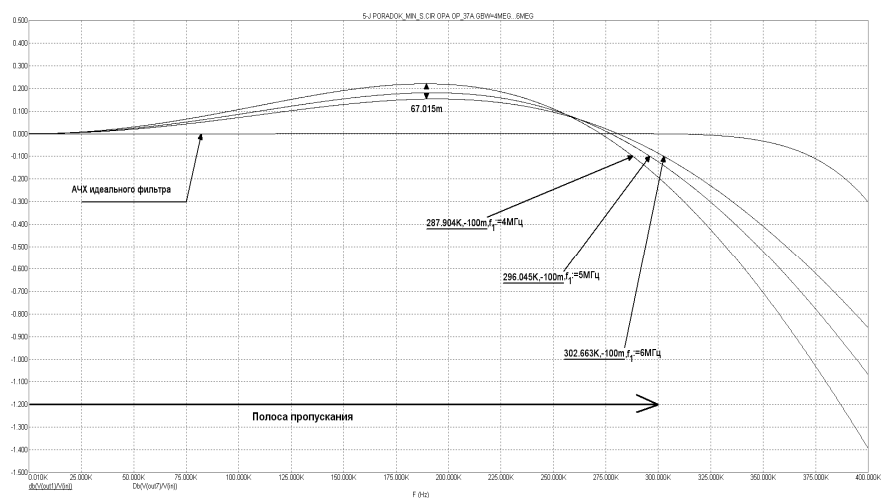


Рис. 35. АЧХ ФНЧ 5-го порядка с  $D$ -элементами на двух МОУ ( $K_1=K_2=1$ ), ( $C_1=C_2=C_3=C_4=C_5=0,06$  нФ)

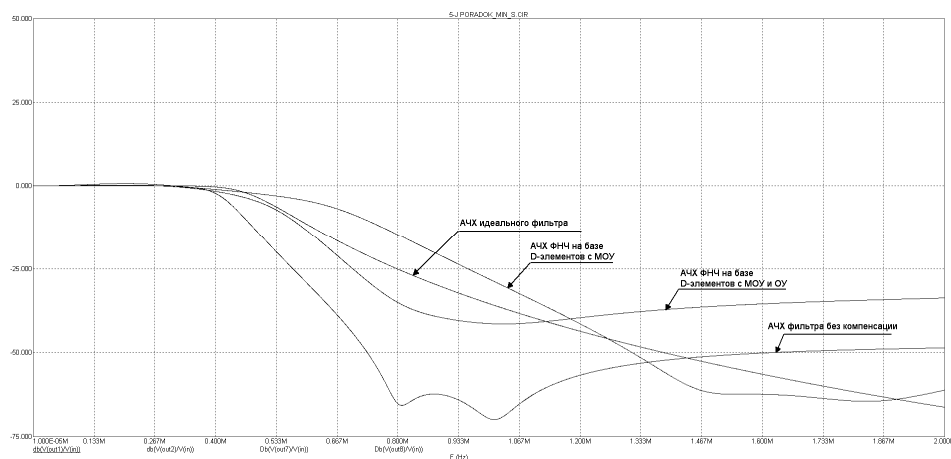


Рис. 36. АЧХ ФНЧ 5-го порядка в широком диапазоне частот

Для сохранения заданной полосы пропускания в схеме предварительной ёмкости всех конденсаторов уменьшены на 34 и 40 % соответственно. Как видно из анализа амплитудно-частотных характеристик схем в полосе пропускания, применение двух компенсирующих контуров в каждом  $D$ -элементе и, следовательно, двух МОУ уменьшает неравномерность АЧХ и её зависимость от частоты единичного усиления активных элементов. Отметим, что потребляемый от источников питания ток в МОУ только на 15÷20 % выше обычного ОУ. Как видно из сравнительного исследования АЧХ в широком диапазоне частот различных вариантов реализации этого ФНЧ, применение в  $D$ -элементах МОУ и компенсирующих контуров ( $K_1=K_2=1$ ) заметно повышает гарантированное затухание схемы.

#### 4.7. Инженерная методика схематического проектирования ФНЧ на базе $D$ -элементов с МОУ

Полученные в настоящей работе результаты позволяют предложить достаточно простую методику схемотехнического проектирования ФНЧ на базе  $D$ -элементов с собственной и взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления на неравномерность АЧХ в полосе пропускания. Эта методика сопровождается сквозным примером проектирования Чебышевского ФНЧ третьего порядка с методической неравномерностью в 0,1 дБ и граничной частотой 160 кГц.

Первый (традиционный) этап проектирования связан с переходом от  $LC$ -прототипа к структуре ФНЧ с суперёмкостями ( $D$ -элементами). Для этого из соображений технологичности изделия необходимо задаться базовыми полиномами ёмкостей ( $C_i=C_H, \forall i$ ) и определить коэффициент пересчёта

$$K_T = 1/2\pi f_{гр} C_H, \quad (153)$$

где  $f_{гр}$  – граничная частота полосы пропускания проектируемого ФНЧ.



Используя справочную литературу (например, [9]), выбрать параметры и тип аппроксимации, а также номиналы нормированных  $LC$ -элементов фильтра-прототипа.

Для указанного выше примера проектирования структура и параметры  $LC$ -прототипа показаны на рисунке 37.

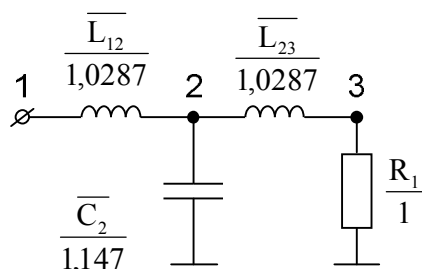


Рис. 37.  $LC$ -прототип Чебышевского ФНЧ 3-го порядка

Определить влияние сопротивления структуры ФНЧ с  $D$ -элементами

$$R_{ij} = K_T \bar{L}_{ij} \quad (154)$$

и из соображений идентичности влияния ОУ на параметры суперпроводимости (табл. 6–9) принять для всех  $D$ -элементов (см. рис. 20–23)  $\beta = 0,5$ .

Рассчитать сопротивление  $R_2$  каждого  $D$ -элемента по значениям нормализованных емкостей ( $\bar{C}_i$ )  $LC$ -прототипа

$$R_2 = K_T \bar{C}_i. \quad (155)$$

Для рассматриваемого примера этот этап завершается результатами, показанными на рисунке 38.

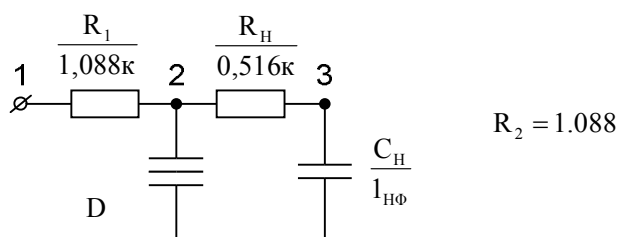


Рис. 38. Структура ФНЧ 3-го порядка на базе  $D$ -элемента

Отметим, что добротность комплексно-сопряжённого полюса в этом фильтре составляет 1,41, и, следовательно, при  $ARC$ -реализации доминирующие параметры, определяющие влияние активных элементов на точность реализации, отсутствуют.

На втором этапе проектирования необходимо из таблицы 7 с учётом дополнительных ограничений выбрать предпочтительный вариант реализации  $D$ -элементов. Так, для обеспечения потенциально минимального

уровня дрейфа нуля и степени влияния ОУ на параметры  $D$ -элемента в рассматриваемом примере остановимся на схеме рисунка 21. Принципиальная схема такого ФНЧ показана на рисунке 39.

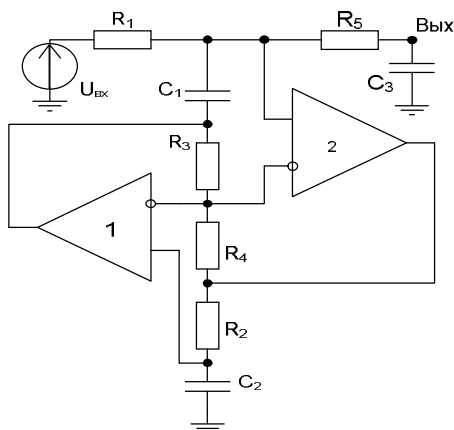


Рис. 39. ФНЧ 3-го порядка с низким дрейфом нуля  
( $R_1=R_2=1,088$  к,  $R_3=R_4=2$  к,  $R_5=0,516$  к), ( $C_1=C_2=C_3=1$  нФ)

С целью уточнения цепей компенсации влияния частоты единичного усиления ОУ необходимо выполнить моделирование схемы идеального и реального фильтра и определить область и уровни локализации экстремума АЧХ в полосе пропускания.

Для рассматриваемого сквозного примера эти результаты показаны на рисунке 40. Как видно из графиков, влияние реальных условий эксплуатации ОУ ( $f_1=4\dots 6$  МГц) приводит к неравномерности АЧХ в 0,63 дБ, что практически в 6 раз больше ожидаемой (0,1 дБ) величины. Введение предварительных предсказаний (рис. 41) практически не изменяет (0,6 дБ) указанную погрешность. Как было показано ранее [см. (147)], это объясняется увеличением порядка передаточной функции и влиянием «старших» коэффициентов передаточных функций  $F_{11}(p)$  и  $F_{22}(p)$  (см. табл. 6).

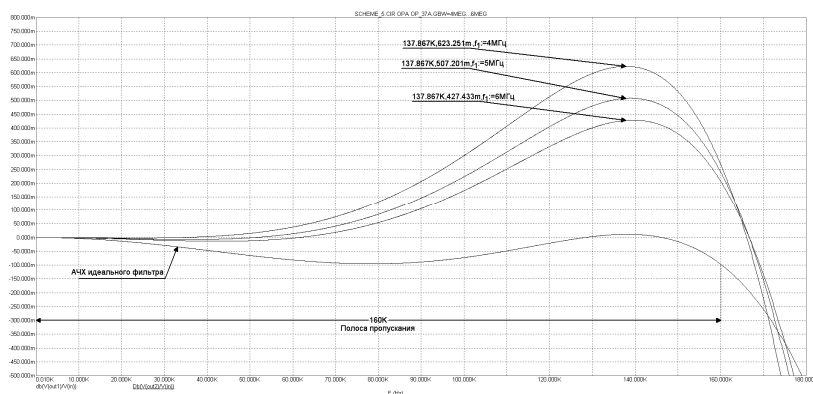


Рис. 40. АЧХ ФНЧ 3-го порядка (рис. 39)

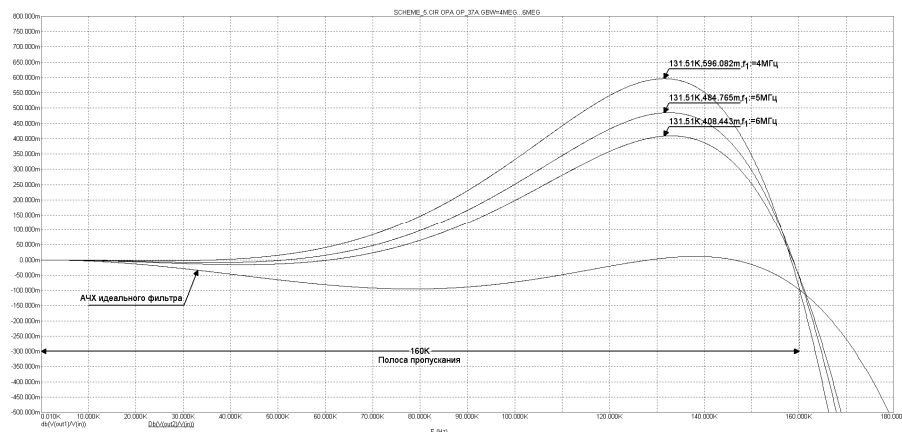


Рис. 41. АЧХ ФНЧ (рис. 39) с предварительными предсказаниями

На третьем этапе проектирования необходимо с использованием в структуре  $D$ -элементов мультидифференциальных ОУ организовать контуры собственной и взаимной компенсации влияния «старших» коэффициентов на АЧХ фильтра в полосе пропускания и вычислить возможные варианты реализации коэффициентов  $K_1$  и  $K_2$  [соотношение (152)]. Для рассматриваемого примера с учётом запаса устойчивости возможны два варианта реализации  $D$ -элементов с взаимной компенсацией. Первый базируется на  $K_1=1,45$ ,  $K_2=0$  (один ОУ и один МОУ) и обеспечивает только взаимную компенсацию влияния  $f_1$ . Результаты моделирования этого варианта (рис. 42) показаны на рисунках 43 и 44 и показывают, что даже предварительное оптимальное изменение граничной частоты фильтра на 22 % приводит к неравномерности АЧХ в 0,17 дБ, что практически в 2 раза превышает её методическое значение.

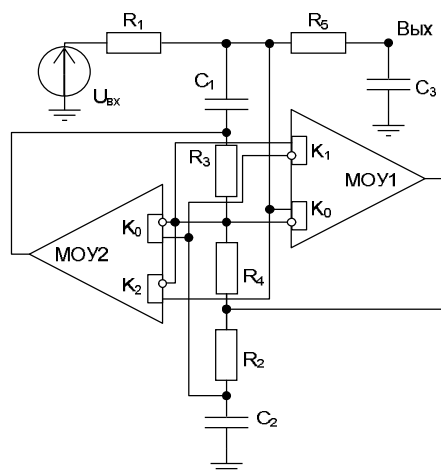


Рис. 42. Бездрейфовый ФНЧ с МОУ

( $R_1=R_2=1,088$  к,  $R_3=R_4=2$  к,  $R_5=0,516$  к), ( $C_1= C_2= C_3=1$  нФ)

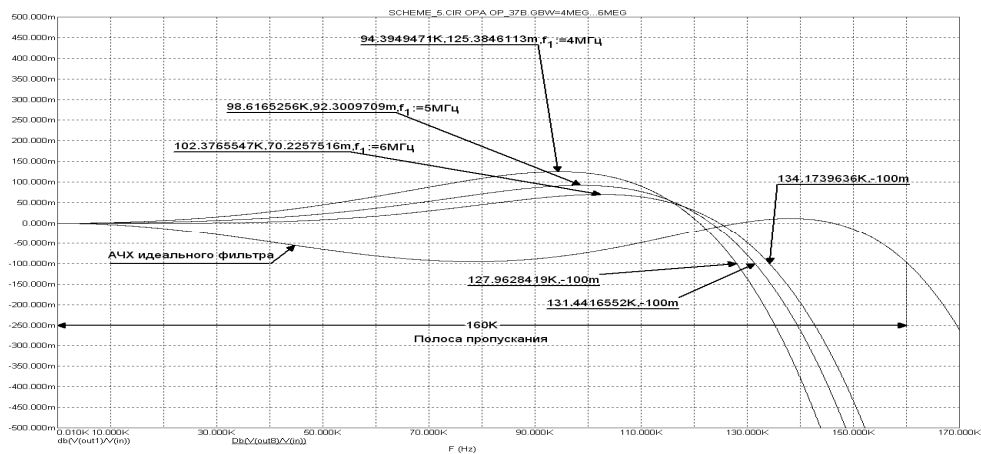


Рис. 43. АЧХ Чебышевского ФНЧ с  $D$ -элементами на МОУ ( $K_2=0$ ,  $K_1=1,45$ )

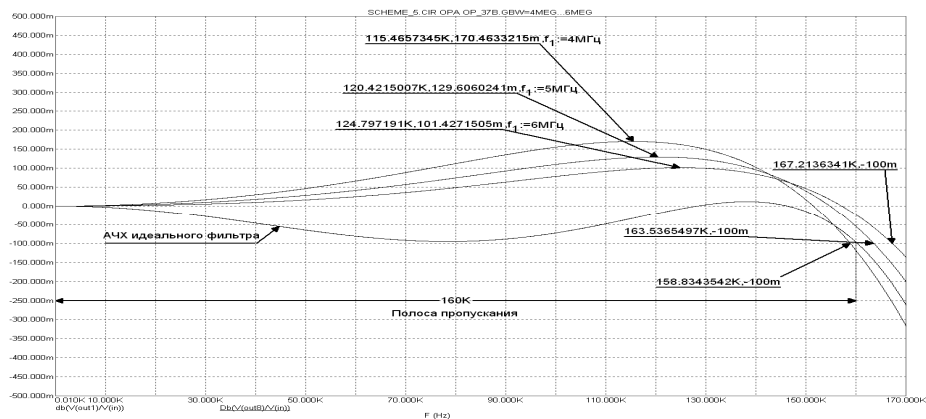


Рис. 44. АЧХ Чебышевского ФНЧ ( $K_2=0$ ,  $K_1=1,45$ ) с предварительным увеличением полосы пропускания

Как видно из соотношения (152), повышение уровня собственной компенсации влияния  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  возможно выполнением условия  $K_1=K_2=1$ , при этом в ФНЧ третьего порядка запас устойчивости обеспечивается влиянием  $R_5$ ,  $C_3$  ( $\tau_n$  непосредственно влияет на запас устойчивости). Выполнение указанного равенства предполагает применение в структуре  $D$ -элемента МОУ1 ( $K_1=1$ ) и МОУ2 ( $K_2=1$ ) (рис. 42). Результаты моделирования схемы (рис. 45) показывают, что основная погрешность фильтра обусловлена уменьшением граничной частоты фильтра на 25 %, позволяет получить неравномерность фильтра с учётом влияния реальных дестабилизирующих факторов ( $f_1=4...6$  МГц), точно согласующуюся с неравномерностью идеального фильтра (рис. 46). Как видно из АЧХ различных вариантов реализации рассматриваемого ФНЧ в широком диапазоне частот, применение МОУ в  $D$ -элементах повышает также и гарантируемое затухание фильтра.

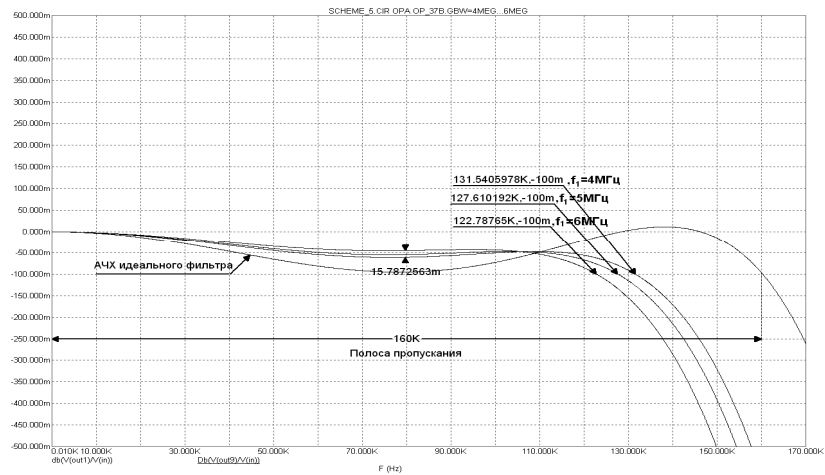


Рис. 45. Влияние частотных свойств МОУ на АЧХ ФНЧ 3-го порядка в полосе пропускания ( $K_1=K_2=1$ )

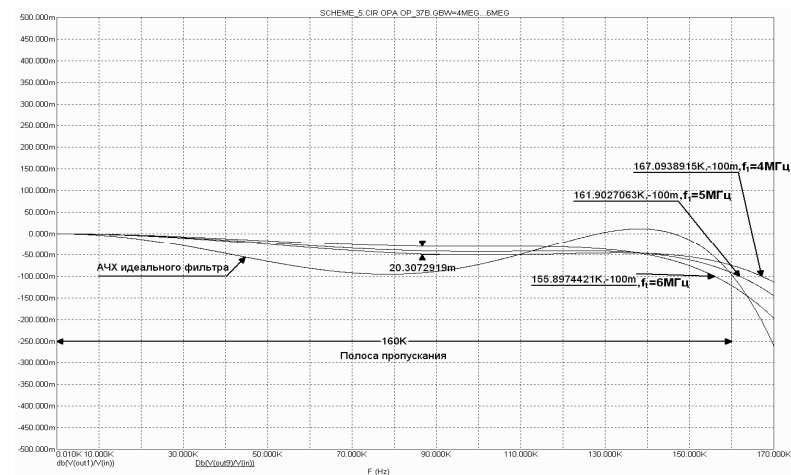


Рис. 46. АЧХ Чебышевского ФНЧ с предварительным расширением его полосы пропускания ( $K_1=K_2=1$ )

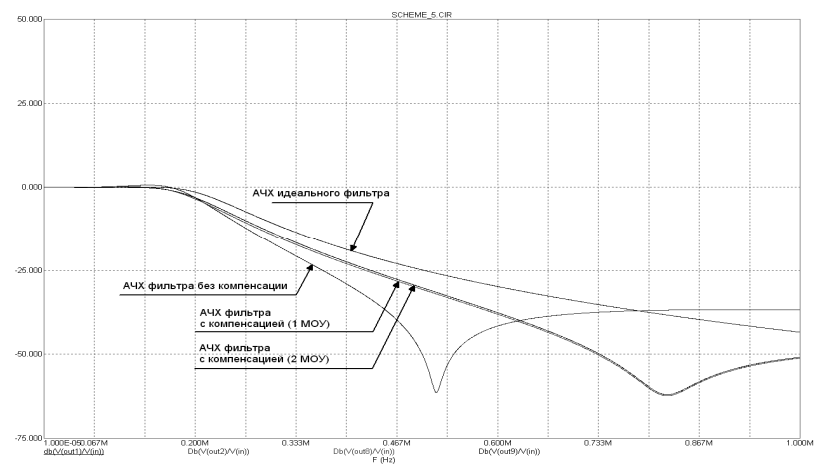


Рис. 47. АЧХ ФНЧ 3-го порядка в широком диапазоне частот

Отметим, что введение рассматриваемых здесь компенсирующих обратных связей всегда приводит к уменьшению граничной частоты ФНЧ [см. (152)]. Как было показано ранее [соотношение (133)], этот эффект можно существенно ослабить применением дополнительно компенсирующего контура (рис. 26).

Реализация такого контура обеспечивается дополнительным МОУ (рис. 48). Здесь, как и в схеме рисунка 26, компенсирующее напряжение передаётся в  $C_2$  D-элемента. Приведённая схема требует дополнительной параметрической оптимизации коэффициентов  $K_1, K_2$  [соотношение (152)], обеспечивающих максимальный уровень компенсации и устойчивость работы фильтра, и  $K_{11}=K_{22}$  (каналов МОУ 3) по методике, используемой при создании аналогичных каналов в схеме рисунка 26. Максимизация уровня компенсации влияния частоты единичного усиления на граничную частоту ФНЧ [соотношения (133), (120) и (122)] приводит к условию  $K_{11}=K_{22}=0,5$ .

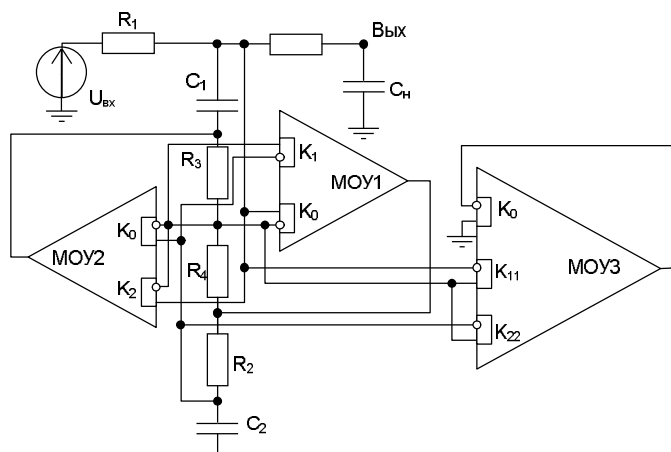


Рис. 48. Принципиальная схема ФНЧ 3-го порядка на базе МОУ с дополнительным компенсирующим контуром обратной связи ( $R_1=R_2=1,088$  к,  $R_3=R_4=2$  к,  $R_5=0,516$  к,  $C_1=C_2=C_3=0,9$  нФ)

Требуемое предварительное увеличение граничной частоты фильтра, необходимое для учёта некомпенсированного остатка, не превышает 10 %. Результаты моделирования схемы приведены на рисунках 49 и 50. Как видно из АЧХ фильтра в полосе пропускания (рис. 49), неравномерность его характеристики достигает своего аппроксимационного (методического) значения на границе полосы пропускания при изменении  $f_1$  МОУ от 4,0 до 6,0 МГц. На более низких частотах эта величина не превышает 0,076 дБ. В полосе заграждения, определяемого гарантированным затуханием (рис. 50), указанный контур уменьшает ослабление сигнала. Причина этого указывалась ранее.

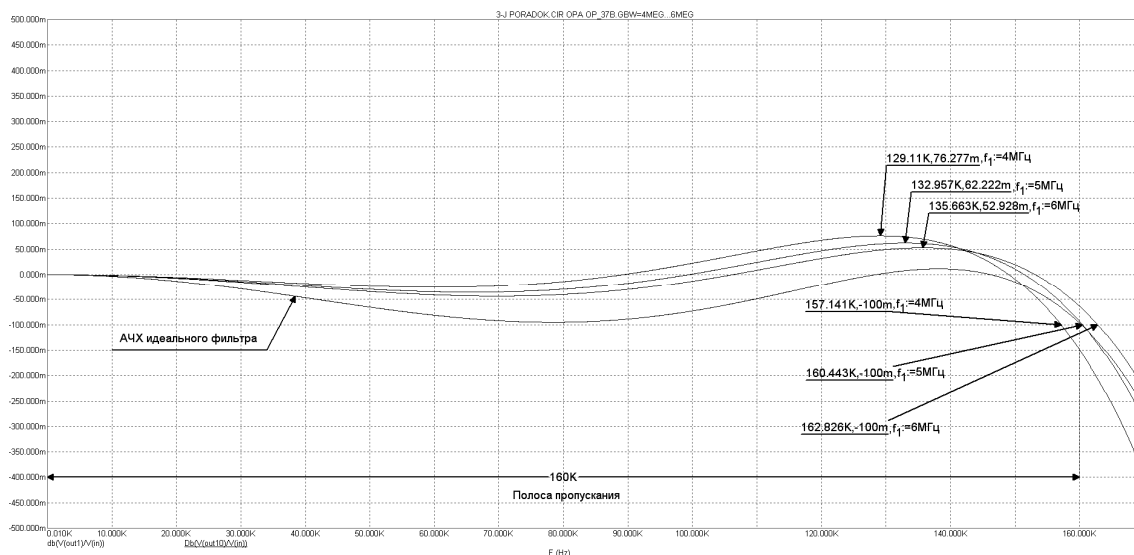


Рис. 49. АЧХ ФНЧ с дополнительным контуром обратной связи ( $K_1=0,8$ ,  $K_2=1$ ,  $K_{11}=K_{22}=0,5$ )

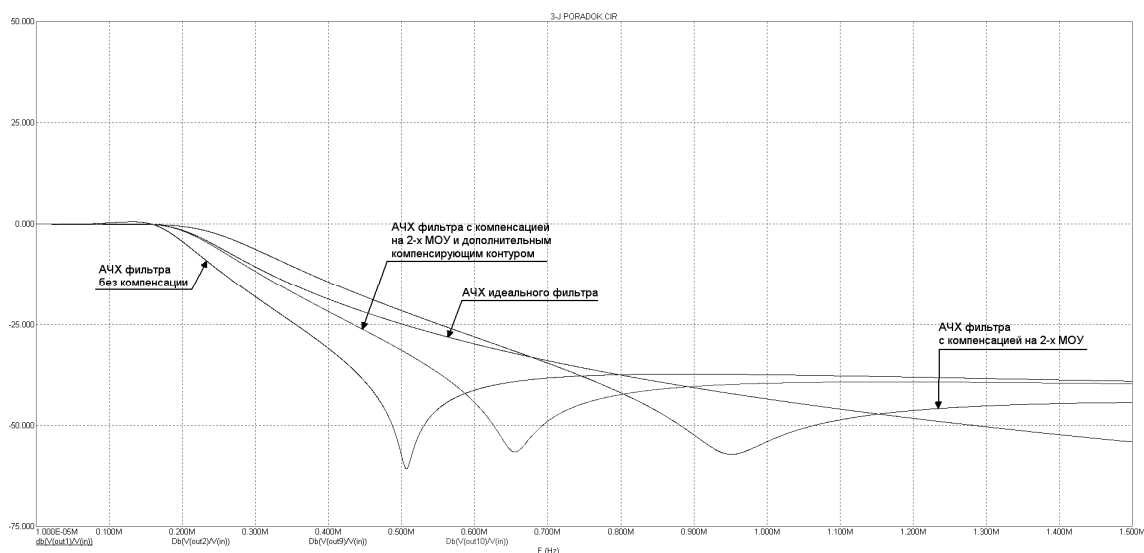


Рис. 50. Сравнительные АЧХ ФНЧ в широком диапазоне частот

Предложенная методика схемотехнического проектирования практически не содержит итерационных циклов и, как показывает настоящий пример, позволяет создать если не оптимальную, то вполне рациональную схему ФНЧ.

Полученные результаты для лестничных ФНЧ позволяют сделать следующие выводы. Во-первых, в цепях взаимной компенсации влияния частоты единичного усиления основных ОУ целесообразно использовать МОУ, обеспечивающие сохранение численных значений пассивных элементов и снимающие дополнительные ограничения в виде неравенств на

их номиналы. Однако граничные синфазные напряжения и диапазон частот для коэффициента ослабления этого напряжения должны превосходить полосу пропускания ФНЧ. Во-вторых, использование дополнительных усилителей практически не изменяет дрейф нуля схемы. Как видно из принципиальных схем рисунков 20 и 22, оценка дрейфа нуля из соотношения (134) удваивается при условии идентичности входных каскадов ОУ и МОУ. Отметим, что для обеспечения полученной неравномерности АЧХ в полосе пропускания (рис. 25) при условии изменения рабочей температуры на 100 °С в рамках традиционной схемы (рис. 20) необходимо использовать ОУ с  $f_1 \geq 21$  МГц, которые увеличивают потребление от источников питания тока примерно в 4 раза.

Наконец, и это самое главное, эффективность контуров взаимной компенсации определяется численным значением максимальной добротности полюсов передаточной функции фильтра. Если этот параметр близок к единице, то суммарный эффект цепей взаимной компенсации может оказаться незначительным, что свидетельствует о целесообразности пересмотра принципа аппроксимации АЧХ фильтра.



## 5. ОПТИМАЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ В СФ-БЛОКАХ

### 5.1. Роль оптимальных структур при минимизации пассивной чувствительности

Сложно-функциональные блоки, включающие в свой состав устройства частотной селекции (электрические фильтры, корректоры, избирательные и импульсные усилители), характеризуются диапазоном рабочих частот из трёх составляющих – полоса пропускания ( $\Omega_{\text{п}}$ ), полоса заграждения ( $\Omega_{\text{з}}$ ) и переходная область частот ( $\Omega_{\text{по}}$ ). Наиболее жёсткие и сложно реализуемые требования к точности преобразования относятся к полосе пропускания. Необходимый «запас» по ослаблению сигнала в других областях легко достигается оптимальным (рациональным) решением аппроксимированной задачи. Именно поэтому оптимизация активной чувствительности в рамках предложенного принципа взаимной компенсации должна осуществляться в полосе пропускания, причём её требуемый минимум во многом зависит от рационального выбора структуры проектируемого устройства частотной селекции. Именно с этих позиций и рассматривается практическое применение предложенного в работе принципа взаимной компенсации.

Конечной целью разработки устройства частотной селекции является создание оптимальной по совокупности критериев качества принципиальной схемы, имеющей передаточную функцию

$$\Phi(p, \vec{a}, \vec{b}) = \Phi(p, P_k(\vec{\mu}, \vec{f}_1, \vec{\lambda})) = A(p)/B(p), \quad (156)$$

где  $\vec{a}, \vec{b}$  – векторы коэффициентов числителя и знаменателя функции;  $P_k$  – некоторый обобщённый параметр, в частности полюс, проектируемого устройства;  $\vec{\mu}, \vec{f}_1$  – векторы статического коэффициента усиления и частоты единичного усиления ОУ;  $\vec{\lambda}$  – вектор пассивных компонентов (резисторов и конденсаторов) схемы.

Тогда чувствительности АЧХ ( $\text{mod}(\Phi(jw))$ ) и ФЧХ ( $\text{arg}(\Phi(jw))$ ) проектируемого устройства, а также соответствующие погрешности реализации следуют из следующих соотношений:

$$\frac{\Delta|\Phi(jw)|}{|\Phi(jw)|} = \text{Re} \sum_k S_{P_k}^{\Phi(jw)} \cdot \frac{\Delta P_k}{P_k}; \quad (157)$$

$$\Delta\varphi(w) = \text{Im} \sum_k S_{P_k}^{\Phi(jw)} \cdot \frac{\Delta P_k}{P_k}; \quad (158)$$

$$\frac{\Delta P_k}{P_k} = \sum_j \left( S_{\lambda_j}^{P_k} \cdot \frac{\Delta \lambda_j}{\lambda_j} + S_{\mu_j}^{P_k} \cdot \frac{\Delta \mu_j}{\mu_j} + S_{f_{1j}}^{P_k} \cdot \frac{\Delta f_{1j}}{f_{1j}} \right). \quad (159)$$

В соотношениях (157) и (158) функции чувствительности локализация их максимумов в диапазоне рабочих частот зависит от характера аппроксимирующей функции, при этом, чем выше добротность полюсов этой функции, тем больше и соответствующие чувствительности. Именно поэтому в некоторых случаях и осуществляется неоптимальный выбор порядка такой функции, обеспечивающий некоторое уменьшение добротности за счёт увеличения её порядка и, следовательно, расхода пассивных и прецизионных частото задающих элементов.

В соотношении (159) относительное изменение параметра устройства  $P_k$  определяется соответствующими коэффициентами чувствительности и относительным изменением параметров пассивных ( $\Delta\lambda_j/\lambda_j$ ) и активных ( $\Delta\mu_j/\mu_j$ ,  $\Delta f_{1i}/f_{1i}$ ) элементов. Именно поэтому для максимализации эффекта взаимной компенсации в структуре погрешности параметра  $P_k$  не должно быть доминирующих составляющих. Это достаточно очевидное утверждение и определяет общий подход к схемотехническому проектированию устройства на системном (структурном) уровне с учётом тех реальных относительных изменений пассивных элементов ( $\Delta\lambda_j/\lambda_j$ ), которые диктуются принятой за основу технологией СФ-блока.

Особенность схемотехники устройств с собственной и взаимной компенсацией влияния  $\mu_j$  и  $f_{1i}$  на параметры СФ-блоков, как было показано выше, обеспечивает минимализацию сумм

$$\sum_{j=1}^N S_{\mu_j}^{P_k}, \quad \sum_{j=1}^N S_{f_{1j}}^{P_k}. \quad (160)$$

Поэтому в структуре соотношения (159) доминирующим фактором, определяющим относительное изменение параметра  $P_k$ , оказывается влияние погрешности пассивных элементов ( $\lambda_j$ ). Указанное требует в определённой степени пересмотра традиционных принципов решения задачи на структурном уровне.

Наиболее распространённым и практичным критерием качества проекта является равенство вкладов пассивных и активных элементов в точность реализации АЧХ и ФЧХ. Из (157) – (159) следует, что это приводит к структурному поиску равенства

$$\sum_{j=1}^N S_{\lambda_j}^{P_k} \cdot \frac{\Delta\lambda_j}{\lambda_j} = S_{\mu_{\max}}^{P_k} \Theta_{\mu} + S_{f_{1\max}}^{P_k} \Theta_{f_1}, \quad (161)$$

где  $S_{\mu_{\max}}^{P_k}$ ,  $S_{f_{1\max}}^{P_k}$  – максимальные (по модулю) чувствительности к статическому коэффициенту и частоте единичного усиления ОУ;  $\Theta_{\mu}$  и  $\Theta_{f_1}$  – погрешности, определяющие неидентичность ОУ [см. (8), (9)].

Как правило, в рамках единого технологического процесса  $\Delta\lambda_j/\lambda_j$  значительно, т.е. относительные изменения сопротивлений резисторов ( $\Theta_{R_j}$ ) и ёмкости конденсаторов ( $\Theta_{C_j}$ ) достаточно велики, поэтому основным фактором, обеспечивающим выполнение условия (161), является минимизация соответствующей чувствительности в полосе пропускания ( $\Omega_{\Pi}$ ).

Учитывая, что универсальным параметром  $P_k$  является полюс (ноль) передаточной функции, анализ проблемы целесообразно начинать с конкретизации (157) – (159) для его частоты ( $\omega_p$ ) и затухания ( $d_p$ ). Можно строго показать, что соответствующие соотношению (157) чувствительности любой передаточной функции  $\Phi(p)$  определяются следующими соотношениями:

$$\operatorname{Re}(S_{\omega_p}^{\Phi(j\omega)}) = \frac{2\omega(\omega^2 - \omega_p^2) + \omega^2\omega_p^2 d_p^2}{(\omega_p^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\omega_p^2 d_p^2}, \quad (162)$$

$$\operatorname{Im}(S_{\omega_p}^{\Phi(j\omega)}) = -\frac{d_p\omega_p\omega(\omega^2 + \omega_p^2)}{(\omega_p^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\omega_p^2 d_p^2}, \quad (163)$$

$$\operatorname{Re}(S_{d_p}^{\Phi(j\omega)}) = \frac{\omega^2\omega_p^2 d_p^2}{(\omega_p^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\omega_p^2 d_p^2}, \quad (164)$$

$$\operatorname{Im}(S_{d_p}^{\Phi(j\omega)}) = -\frac{\omega\omega_p d_p(\omega_p^2 - \omega^2)}{(\omega_p^2 - \omega^2)^2 + \omega^2\omega_p^2 d_p^2}. \quad (165)$$

Здесь и далее индекс  $k$  пропущен в силу универсальности параметра и соответствующих соотношений.

Эти зависимости в широком диапазоне частот приведены на рисунке 51 и показывают, что влияние нестабильности параметров полюса (нуля) всегда максимально в полосе пропускания (диапазоне рабочих частот) устройства или СФ-блока.

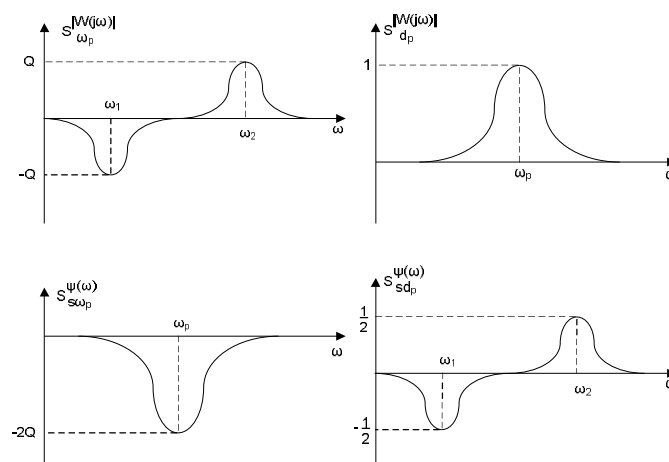


Рис. 51. Частотные зависимости АЧХ и ФЧХ корректирующего фильтра к частоте и затуханию полюса передаточной функции

Для анализа чувствительностей передаточной функции к частоте нуля ( $\omega_z$ ) и его затуханию ( $d_z$ ) необходимо в соотношениях (162) – (165) заменить знаки и индексы.

Как было показано ранее (соотношения (58), (59), (62), (63) и примеры, демонстрирующие структуру относительных изменений и соответствующих чувствительностей), чувствительности параметров полюса (нуля) к основным параметрам активных элементов определяются следующими соотношениями:

$$S_{f_{1\max}}^{\omega_p} \approx -\frac{0,5f_p}{f_{1j}}a_j; S_{\mu_j}^{\omega_p} \approx -\frac{0,5}{\mu_j}a_{\mu_j}, \quad (166)$$

$$S_{f_{1\max}}^{d_p} \approx -\frac{Qf_p}{f_{1j}}b_j; S_{\mu_j}^{d_p} \approx -\frac{Q}{\mu_j}b_{\mu_j}. \quad (167)$$

где  $a_{\mu_j}$ ,  $a_j$ ,  $b_{\mu_j}$ ,  $b_j$  – некоторые (близкие к 1) коэффициенты.

Анализ принципов реализации комплексно-сопряжённых полюсов (нулей) ([7], [8]) показывает, что в низкочувствительных вариантах доминирующим фактором является влияние пассивных элементов  $\Theta_R, \Theta_C$  на частоту  $k$ -го полюса, поэтому либо в силу высокой функциональной чувствительности (162), (163), либо в силу высокой параметрической чувствительности (167) погрешности АЧХ- и ФЧХ-устройства оцениваются следующими соотношениями:

$$\frac{\Delta|\Phi(j\omega)|}{\Phi(j\omega)} = \sum_k Q_k S_{\lambda}^{\omega_{pk}} (\Theta_{R_k} + \Theta_{C_k}) + \sum_k \frac{Q_k f_{pk}}{f_1} \{\max a_j, \max b_j\} \Theta_{f_1}, \quad (168)$$

где  $k$  – порядковый номер полюса (нуля) передаточной функции.

Таким образом, основной задачей становится минимизация суммы

$$\frac{\Delta|\Phi(j\omega)|}{\Phi(j\omega)} = \sum_k Q_k S_{\lambda}^{\omega_{pk}} (\Theta_{R_k} + \Theta_{C_k}), \quad (169)$$

которая предполагает поиск структур с минимальным искажением частотных характеристик в полосе пропускания при изменении параметров пассивных частотоподающих элементов.

Способы решения таких задач достаточно хорошо известны ([7], [9]) и связаны с применением дополнительных межзвенных связей. Эти межзвенные связи образуют дополнительные степени свободы, которые и используются для минимизации суммы (169). Здесь под звеном понимается четырёхполюсник, воспроизводящий передаточную функцию первого порядка для фильтров нижних и верхних частот и функцию второго порядка для полосовых и заграждающих фильтров. Выбор (расчёт) передач цепей таких связей осуществляет при выполнении  $\forall i$  равенства:

$$S_{R_i}^{|\Phi(j\omega)|} = S_{C_i}^{|\Phi(j\omega)|} = \frac{1}{n} S_{\omega}^{|\Phi(j\omega)|}, \quad (170)$$

где  $R_i$ ,  $C_i$  – частотозадающие элементы ( $\lambda_j$ );  $n$  – порядок передаточной функции фильтра-прототипа, учитывая, что чувствительность АЧХ к частоте  $\omega$  определяется исходными требованиями, парциальные чувствительности во многом зависят от типа аппроксимирующей функции, определяющей порядок  $n$  и максимальные добротности полюса  $Q$ . Отметим, что такая минимизация возможна при  $n < 5$ .

Таким образом, как следует из (166) и (167), отсутствие возможности минимизации суммарной чувствительности параметров полюса к нестационарности  $\mu$  и  $f_1$  требовала либо уменьшения добротности, либо применения высокочастотных ОУ. Принцип собственной и взаимной компенсации позволяет согласно (168) снять эти дополнительные ограничения и, решая задачу аппроксимации (выбор минимального  $n$ ), уменьшить требования к парциальным чувствительностям (170) и повысить стабильность частотных характеристик в полосе пропускания или увеличить допуск на относительные погрешности  $\Theta_R$  и  $\Theta_C$ .

Однако указанная особенность структуры приводит к уменьшению максимального неискажённого сигнала за счёт динамической перегрузки (эффект «предыскажений»), когда выходной сигнал схемы оказывается меньше выходного сигнала внутренних узлов (отдельных промежуточных каскадов).

## 5.2. Расширение динамического диапазона в структурах с дополнительными межзвенными связями

На базе свойств частотно полных структур [1] можно получить для наиболее важного в практическом отношении случая  $n=4$  оптимальную структуру цепи, дополнительные параметры которой позволяют исключить эффект динамической перегрузки. Суть этой модификации заключается в переходе от одноконтурного варианта модуля четвёртого порядка (рис. 52) к трёхконтурному (рис. 53).

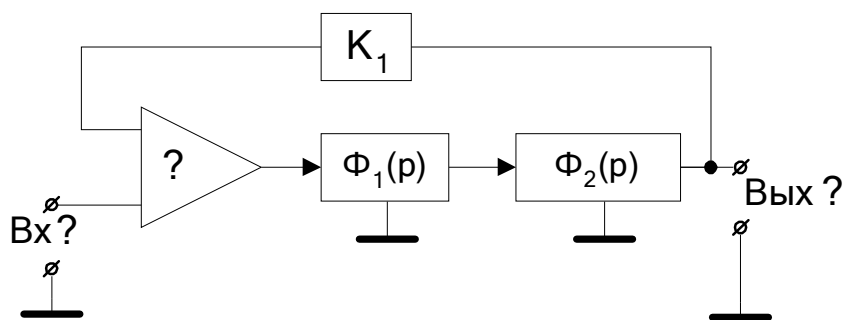


Рис. 52. Структура фильтра четвёртого порядка с одним контуром обратной связи

$$\Phi(n)-K \frac{\Phi_1(p)\Phi_{21}(p)}{\phantom{1}} \quad (171)$$

где  $K_C$  – масштабный коэффициент передачи сумматора;  $\Phi_1(p)$  – передаточная функция 1-го звена 2-го порядка;  $\Phi_{21}(p)$ ,  $\Phi_{22}(p)$ ,  $\Phi_{23}(p)$  – передаточные функции 2-го звена с входа на соответствующие выходы (рис. 53).

$$\Phi(p) = MB(p) / (p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0) \quad (172)$$

с параметрами звеньев и коэффициентов сумматора  $K_C$ ,  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ . Здесь параметр  $M$  имеет смысл коэффициента передачи фильтра.

86

коэффициентов передачи звеньев и сумматора (табл. 11). Для звеньев с решающими усилителями это не является существенным, поскольку они (чувствительности) определяются отношением сопротивлений резисторов, точность которых достаточно высока. Однако при решении практических задач целесообразен дополнительный сравнительный анализ.

Таблица 10

**Основные параметры полиномиального фильтра четвёртого порядка с дополнительными цепями межзвенной обратной связи**

Структура	Тип фильтра		
	нижних частот (НЧ)	верхних частот (ВЧ)	полосовой (П)
$\Phi_1(p)$	$M_1\omega_{p1}^2/L_1(p)$	$M_1p^2/L_1(p)$	$M_1pd_{p1}\omega_{p1}/L_1(p)$
$\Phi_{21}(p)$	$M_2\omega_{p2}^2/L_2(p)$	$M_2p^2/L_2(p)$	$M_2pd_{p2}\omega_{p2}/L_2(p)$
$\Phi_{23}(p)$	$M_{23}p^2/L_2(p)$	-----	$M_{23}p^2/L_2(p)$
$\Phi_{22}(p)$	-----	$M_{22}\omega_{p2}^2/L_2(p)$	$M_{22}\omega_{p2}^2/L_2(p)$
Параметры структуры			
$M$	$K_c M_1 M_2 / (1 - K_1 M_1 M_2)$	$K_c M_1 M_2 / (1 - K_1 M_1 M_2)$	$\frac{K_c M_1 M_2 d_{p1} d_{p2}}{(2 - a_2(\omega_{p1} \omega_{p2}))}$
$a_3$	$d_{p1}\omega_{p1} + d_{p2}\omega_{p2}$	$\frac{(d_{p1}\omega_{p1} + d_{p2}\omega_{p2})}{(1 - K_1 M_1 M_2)}$	$d_{p1}\omega_{p1}(1 - M_1 M_{23} K_2) +$ $+ d_{p1}\omega_{p2}$
$a_2$	$\omega_{p1}^2(1 - M_1 M_{23} K_2) +$ $+ \omega_{p2}^2 + \omega_{p1}\omega_{p2}d_{p1}d_{p2}$	$(\omega_{p2}^2(1 - M_1 M_{22} K_3) + \omega_{p1}^2 +$ $+ \omega_{p1}\omega_{p2}d_{p1}d_{p2}) /$ $/(1 - K_1 M_2 M_{23})$	$\omega_{p1}\omega_{p2}d_{p1}d_{p2} \times$ $\times (1 - M_1 M_2 K_1) +$ $+ \omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2$
$a_1$	$d_{p1}\omega_{p1}\omega_{p2}^2 + d_{p2}\omega_{p2}\omega_{p1}^2$	$\frac{d_{p1}\omega_{p1}\omega_{p2}^2 + d_{p2}\omega_{p2}\omega_{p1}^2}{1 - K_1 M_1 M_2}$	$d_{p1}\omega_{p1}\omega_{p2}^2(1 - M_1 M_2 K_3) +$ $+ d_{p2}\omega_{p2}\omega_{p1}^2$
$a_0$	$\omega_{p1}^2\omega_{p2}^2(1 - K_1 M_1 M_2)$	$\omega_{p1}^2\omega_{p2}^2(1 - K_1 M_1 M_2)$	$\omega_{p1}^2\omega_{p2}^2$
Расчётные соотношения			
$d_p$	$0,5a_3\sqrt{a_3/a_1}$	$0,5a_1\sqrt{a_1/a_3}/a_0$	см. (175), (176)
$\omega_p$	$\sqrt{a_1/a_3}$	$\sqrt{a_1/a_3}$	$\sqrt[4]{a_0}$
$K_1$	$(\omega_p^4 - a_0)/M_1 M_2 \omega_p^4$	$(a_0 - \omega_p^4)/M_1 M_2 a_0$	$\frac{d_p^2 - a_2 - 2 - \omega_p^2}{M_1 M_2 d_p}$
$K_2$	$\frac{(\omega_p^2(2 + d_p) - a_3)}{M_1 M_{23} \omega_p^2}$	0	$\frac{2\omega_p d_p - a_3}{M_1 M_{23} d_p \omega_p}$
$K_3$	0	$\frac{2 + d_p^2 - a_2 \omega_p^2/a_0}{M_1 M_{22}}$	$\frac{2d_p \omega_p^3 - a_1}{M_1 M_{22} d_p \omega_p^3}$

Таблица 11

**Коэффициенты чувствительности фильтра  
с дополнительными межзвенными связями**

Чувствительность	Тип фильтра		
	нижних частот	верхних частот	полосовой
$S_{\omega_{p1}d_{p1}}^{a_3}$	1/2	1/2	$(\gamma_2 - 1)/\gamma_2$
$S_{\omega_{p2}d_{p2}}^{a_3}$	1/2	1/2	$1/\gamma_2$
$S_{M_i K_i}^{a_3}$	0	$S_{K_1}^M$	$(\gamma_2 - 2)/\gamma_2$
$S_{d_{p1}d_{p2}}^{a_2}$	$d_p^2/2$	$d_p^2/\beta$	$d_p^2/S_{M_1}^M \gamma_1$
$S_{\omega_{p2}}^{a_2}$	$(2 + d_p^2)/\alpha$	$1 + S_{M_{22}}^{a_2}$	1
$S_{\omega_{p1}}^{a_2}$	$1 + S_{M_{23}}^{a_2}$	$(2 + d_p^2)/\beta$	1
$S_{M_2}^{a_2}$	0	$S_{M_1}^M$	$(\gamma_1 - 2 - d_p^2)/\gamma_1$
$S_{M_{22}}^{a_2}$	0	$-M_1 M_{22} K$	0
$S_{M_{23}}^{a_2}$	$-M_1 M_{23} K$	0	0
$S_{M_1}^{a_2}$	$S_{M_{23}}^{a_2}$	$S_{M_2}^{a_2} + S_{M_{22}}^{a_2}$	$S_{M_2}^{a_2}$
$S_{K_1}^{a_2}$	0	$S_{M_1}^M$	$S_{M_2}^{a_2}$
$S_{K_2}^{a_2}$	$S_{M_1}^{a_2}$	0	0
$S_{K_3}^{a_2}$	0	$S_{M_{22}}^{a_2}$	0
$S_{\omega_{p1}}^{a_1}$	3/2	3/2	$(1 + \gamma_3)/\gamma_3$
$S_{\omega_{p2}}^{a_1}$	3/2	3/2	$(2\gamma_3 - 1)/\gamma_3$
$S_{d_{p1}}^{a_1}$	1/2	1/2	$(\gamma_3 - 1)/\gamma_3$
$S_{d_{p2}}^{a_1}$	1/2	1/2	$1/\gamma_3$
$S_{M_1, M_2, K_3}^{a_1}$	0	$S_{M_1}^M$	$(\gamma_3 - 2)/\gamma_3$
$S_{M_1, M_2, K_1}^{a_0}$	$-S_{M_1}^M$	$S_{M_1}^M$	0
Условные обозначения	$2 - M_1 M_{23} K_2 + d_p^2 = \alpha$	$2 - M_1 M_{22} K_3 + d_p^2 = \beta$	$d_p^2(1 - K_1 M_1 M_2) + 2 = \gamma_1$ $2 - M_1 M_{23} K_2 = \gamma_2$ $2 - M_1 M_2 K_3 = \gamma_3$

Примечание: Соотношения справедливы при  $d_{p1} = d_{p2} = d_p$ ,  $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_p$ ; для всех видов фильтров  $\alpha = 2 + d_p^2 - M_1 M_{23} K_2$ ,  $\beta = 2 + \alpha_p^2 - M_1 M_{22} K_3$ .  $S_{M_1}^M = S_{M_2}^M = [1 - M_1 M_2 K_1]^{-1}$ ,  $S_{K_c}^M = 1$ ,  $S_{K_1}^M = S_{M_1}^M - 1$ ,  $S_{\omega_{p1}}^M = S_{\omega_{p2}}^M = 0$ . Для полосового фильтра  $S_{d_{p1}}^M = S_{d_{p2}}^M = 2$ ,  $S_{\omega_{p1}}^{a_0} = S_{\omega_{p2}}^{a_0} = 2$ , а для ФНЧ и ФВЧ  $S_{d_{p1}}^M = S_{d_{p2}}^M = 0$ . Под  $i$  понимают номер индекса параметра, входящего в структуру анализируемого выражения.



Наилучшие, с точки зрения чувствительности и динамического диапазона, результаты обеспечиваются применением одинаковых по своим параметрам звеньев второго порядка, поэтому в таблице 10 основные расчётные соотношения приведены только для этого случая.

Для фильтров нижних и верхних частот затухание  $d_p$  определяется однозначно, для полосового фильтра оно находится из допустимого уровня подъёма АЧХ на выходе сумматора

$$A_c = K_c (d^2 + \Omega^2) / \sqrt{(\Omega^2 + b)^2 + \bar{a}_1^2 \Omega^2} \quad (173)$$

и первого звена второго порядка

$$A_1 = K_1 d_p \sqrt{d_p^2 + \Omega^2} / \sqrt{(\Omega^2 + b)^2 + \bar{a}_1^2 \Omega^2}, \quad (174)$$

где  $\Omega = \omega / \omega_p - \omega_p / \omega$ ,  $b = 2 - \bar{a}_2$ ,  $a_i^* = a_i / \omega_p^{4-i}$ . Максимальные значения этих коэффициентов передач возникают на частотах:

$$\Omega_c = \sqrt{[d_p^2(2b + \bar{a}_1^2) - 2b^2] / (2b + \bar{a}_1^2 - 2d_p^2)}; \quad (175)$$

$$\Omega_1 = \sqrt{\sqrt{(d_p^2 - b^2) - \bar{a}_1^2 d_p^2} - d_p^2}. \quad (176)$$

Рассмотрим реализацию на базе предложенной структуры полосового фильтра с нормированными к центральной частоте фильтра  $a_i = \omega_{\text{сб}}^{4-i} \bar{a}_i$  коэффициентами полинома знаменателя передаточной функции (172)  $\bar{a}_1 = \bar{a}_3 = 0,37244$ ,  $\bar{a}_2 = 2,0711$ ,  $\bar{a}_0 = 1$ . По (173) – (178) при  $d_p = 0,5$  находим  $\Omega_c = 0,148$ ,  $\eta_c = 0,396$  дБ;  $\Omega_1 = 0,1075$ ,  $\eta_1 = 0,116$  дБ.

По соотношениям таблицы 10  $K_1 = 0,716$ ,  $K_2 = K_3 = 1,255$ , при  $\omega_p = \omega_{\text{ц}}$ ,  $K_c = M_1 = M_2 = 1$ ,  $M_{22} = M_{23} = 1$ . В случае структуры с одной ОС при аналогичных условиях имеем  $K_1 = -1,05$  дБ,  $d_p = 0,186$ ,  $\Omega_c = 0,384$ ,  $\eta_c = 7,25$ ,  $\Omega_1 = 0,2125$ ,  $\eta_1 = 2,246$  дБ. Для сравнения на рисунке 54 приведены графики АЧХ в различных узлах схемы с одной (непрерывная линия) и тремя (штриховая линия) ОС, откуда видно, что достигнутое расширение динамического диапазона составляет около 7 дБ.

Область возможного практического применения рассматриваемой структуры определяется чувствительностью АЧХ и ФЧХ к неустойчивости частотоподающих элементов. Из соотношений таблицы 11 легко определить численные значения соответствующих чувствительностей (табл. 12), откуда следует, что суммарная неустойчивость при введении дополнительных контуров не изменяется.

**Сравнительная характеристика чувствительностей  
полосового фильтра**

$S_{\omega_i}^{a_n}$	Для схемы		$S_{\omega_i}^{a_n}$	Для схемы	
	с одной ОС	с тремя ОС		с одной ОС	с тремя ОС
$S_{\omega_1}^{a_3}$	0,5	-0,34	$S_{\omega_1}^{a_1}$	1,5	2,34
$S_{\omega_2}^{a_3}$	0,5	1,34	$S_{\omega_2}^{a_1}$	1,5	0,66
$S_{\omega_1}^{a_2}$	1	1	$S_{\omega_1}^{a_0}$	2	2
$S_{\omega_2}^{a_2}$	1	1	$S_{\omega_2}^{a_0}$	2	2

Однако среднеквадратическое значение чувствительностей коэффициентов передаточной функции в этом случае всегда возрастает. Так, для коэффициента  $a_3$  эта величина удваивается, что в конечном итоге приводит к искажению АЧХ в полосе пропускания при однотипных требованиях к погрешности частото задающих элементов. Поэтому, с точки зрения минимизации (168), вариант с одной дополнительной межзвенной обратной связью является предпочтительным.

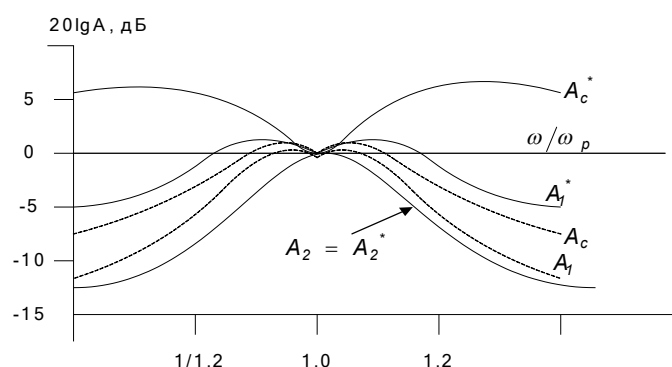


Рис. 54. Амплитудно-частотная характеристика фильтра  
на выходе сумматора и первого звена

Рассмотренный пример показывает, что новые структуры могут быть получены применением обычных расчётных операций, конкретизирующих знак и величину масштабного коэффициента контура обратных связей. Здесь дополнительные степени свободы могут быть направлены на достижение любых важных с практической точки зрения свойств:

- уменьшение коэффициента передачи на выходе любого из активных элементов;
- идентичность параметров звеньев второго порядка;
- перераспределение суммарной чувствительности к частото задающим элементам цепи;
- создание внешних цепей, упрощающих процедуру функциональной настройки, и т.п.

Отметим, что изменение коэффициентов передачи на выходе активного элемента может при выполнении дополнительных параметрических и структурных условий уменьшить влияние его площади усиления на основные параметры всего устройства.

### 5.3. Пример синтеза структурно-оптимального полосового фильтра

В качестве примера, демонстрирующего настоящий тезис, рассмотрим проектирование полосового фильтра для аналогового СФ-блока системы ультразвуковой диагностики газовых продуктопроводов. Как отмечалось выше, ориентация на схемы с взаимной компенсацией влияния основных параметров ОУ на точность реализации АЧХ в полосе пропускания позволяет снять базовые ограничения на величину добротности полюса и, следовательно, воспользоваться возможностью минимизации влияния погрешностей пассивных элементов.

Из этих соображений оптимальным аппроксимирующим полиномом является полином Чебышева 4-го порядка, а оптимальной структурой – фильтр с общей стабилизирующей обратной связью (LF) (рис. 52). Расчёт по соотношениям таблицы 10 приводит к следующим параметрам общей структуры фильтра:

$$\begin{aligned} Q_1 = Q_2 = 10, f_{p1} = f_{p2} = 100 \text{ кГц}, \\ M_1 = Q_1, M_2 = 1, K_1 = 0,1955. \end{aligned} \quad (179)$$

Для реализации фильтра можно использовать созданную ранее схему универсального фильтра второго порядка с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления на параметры комплексно-сопряжённого полюса (рис. 16).

Принципиальная схема синтезированного полосового фильтра приведена на рисунке 55. При её проектировании использовались выявленные ранее особенности звена полосового типа (рис. 16). Во-первых, как показано на рисунке 19, влияние некомпенсированного остатка суммарной чувствительности проявляется вблизи частоты полюса, и его можно учесть изменением коэффициента передачи звена. Поэтому общий коэффициент передачи фильтра определяется соотношениями резисторов  $R_{17}$  и  $R_{10}$ . Отметим, что нумерация пассивных элементов определяется двумя цифрами – номер звена и порядковый номер элемента (рис. 16).

Во-вторых, некомпенсированные составляющие, которые определяются порядком реальной передаточной функции, приводят, как это видно из рисунков 17 и 18, к отклонению АЧХ и ФЧХ от идеальных на частотах, превышающих частоту полюса. Их влияние на форму АЧХ фильтра (рис. 55) требует применения дополнительного корректирующего конденсатора  $C_k$  и, как следствие, изменения уровня компенсации во втором звене.

Поэтому применение мультидифференциальных ОУ со структурой каскадов, показанных на рисунке 14, позволяет обеспечить требуемый коэффициент передачи компенсирующего канала ( $K_2=1,8$ ). В первом звене аналогичное изменение объясняется увеличением общего коэффициента усиления масштабного усилителя за счёт применения  $R_0$  в качестве цепи общей межзвенной связи ( $K_1=2$ ). Наконец, суммарная перекompенсация частот полюсов потребовала увеличения на 0,625 % номиналов частото задающих резисторов  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ;  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ .

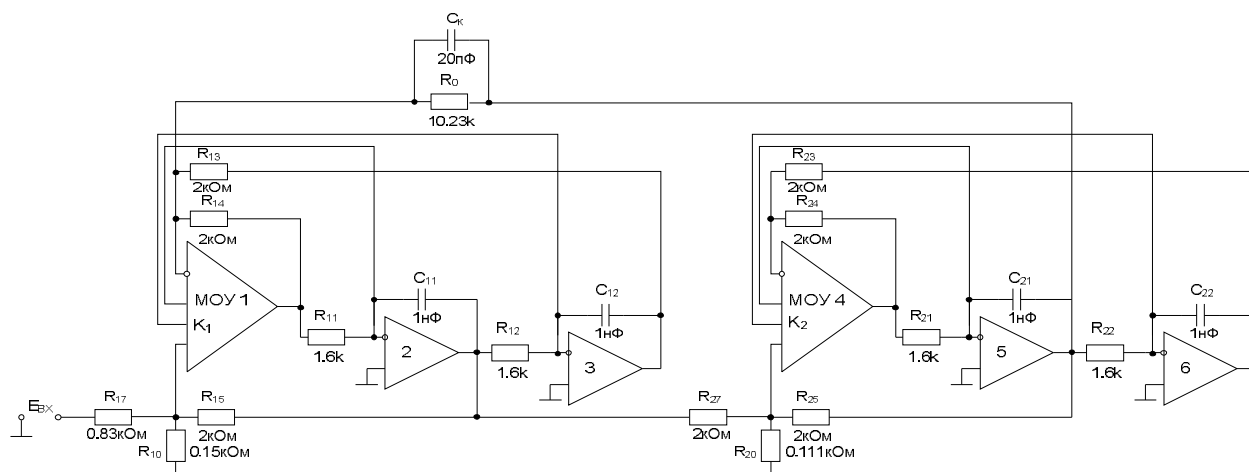


Рис. 55. Принципиальная схема низкочувствительного полосового фильтра

Результаты моделирования схемы и сравнения её АЧХ и ФЧХ с идеализированным вариантом реализации ( $f_1 = \infty$ ,  $\mu = \infty$ ) сведены в таблицу 13 и приведены на рисунках 56–63.

Таблица 13

### Основные параметры полосового фильтра

Схема	Параметры							Примечание
	полоса пропускания				полоса заграждения			
	$f_{\text{п}}^{-}$	$f_{\text{ц}}$	$f_{\text{п}}^{+}$	$\sigma$	$f_3^{-}$	$f_3^{+}$	$K_{\text{min}}$	
	кГц	кГц	кГц	дБ	кГц	кГц	дБ	
Идеализированная схема	90,7	100,1	110,5	0,16	17	588	-60	$f_{1j} = \infty, \mu_j = \infty$
Схема полосового фильтра с взаимной компенсацией (рис. 55)	90,7	99,8	109,8	0,32	18,2	588	-60	$f_{1j} = 5 \text{ МГц},$ $\mu_j = 80 \text{ дБ}$
	90,7	99,8÷100	109,8÷110,3	0,32÷0,66	18,2	588	-60	$4 \text{ МГц} \leq f_{1j} \leq 6 \text{ МГц},$ $\mu_j = 80 \text{ дБ}$

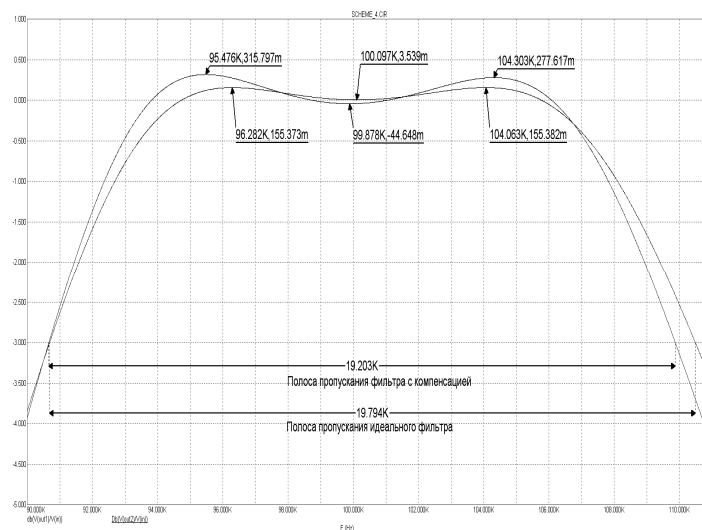


Рис. 56. АЧХ полосового фильтра в полосе пропускания ( $f_{lj} = 5$  МГц)

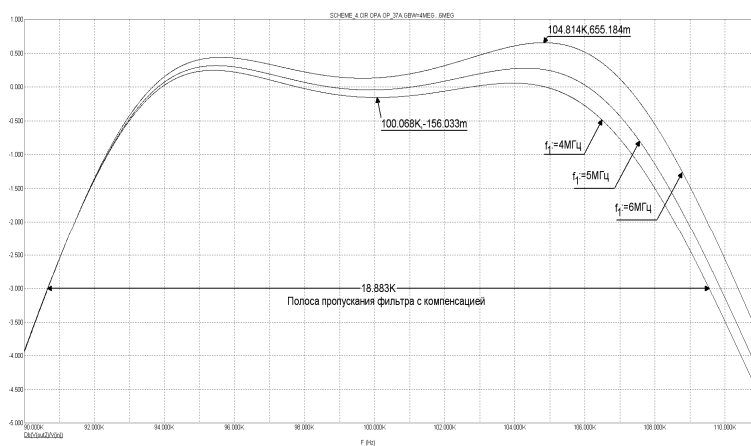


Рис. 57. Влияние частоты единичного усиления ОУ (МОУ) на АЧХ полосового фильтра в полосе пропускания

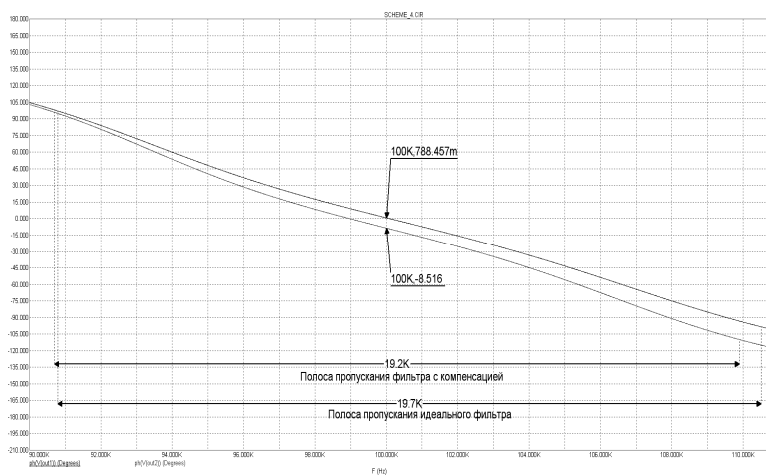


Рис. 58. ФЧХ идеализированного фильтра и фильтра с взаимной компенсацией ( $f_{lj} = 5$  МГц)

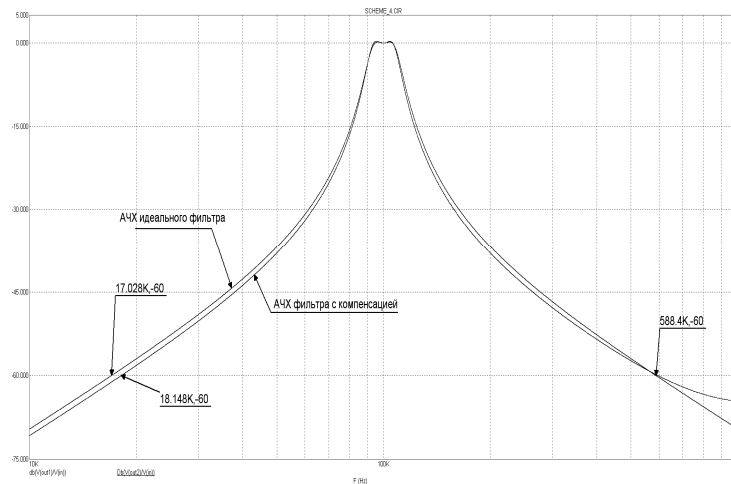


Рис. 59. Сравнительная характеристика АЧХ идеализированного фильтра и фильтра с взаимной компенсацией в широком диапазоне частот

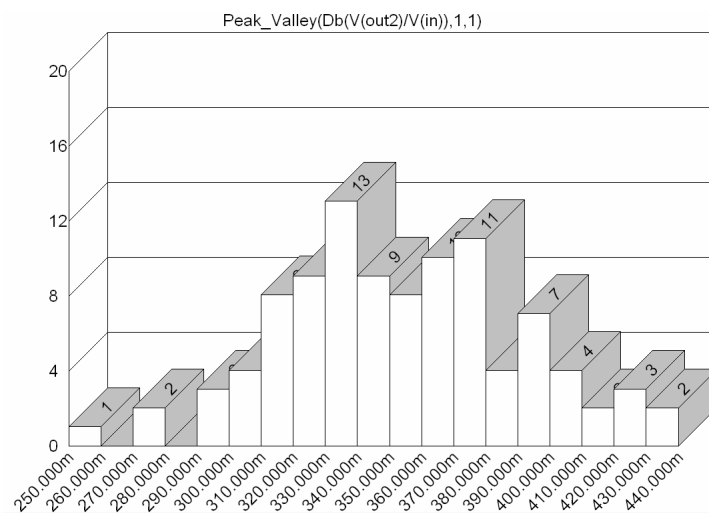


Рис. 60. Гистограмма влияния погрешностей пассивных элементов на неравномерность АЧХ полосового фильтра с взаимной компенсацией

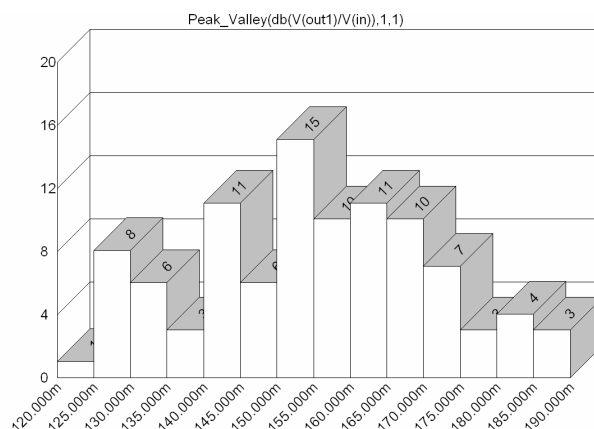


Рис. 61. Гистограмма влияния пассивных элементов идеализированного фильтра на неравномерность АЧХ

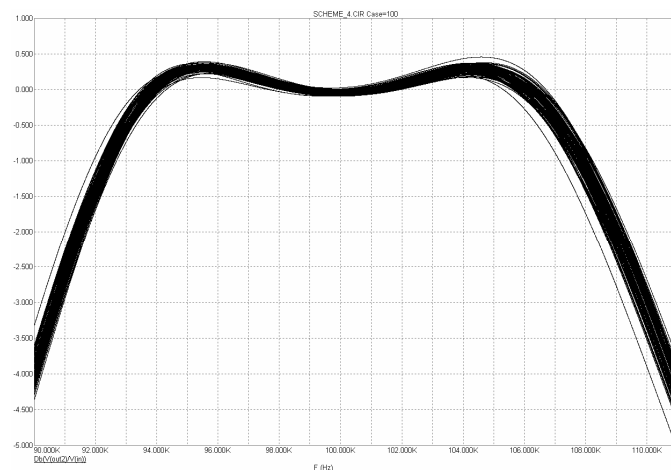


Рис. 62. Влияние пассивных элементов на АЧХ фильтра с взаимной компенсацией в полосе пропускания (метод Монте-Карло  $\Theta_R = 0,25 \%$ ,  $\Theta_C = 0,25 \%$ )

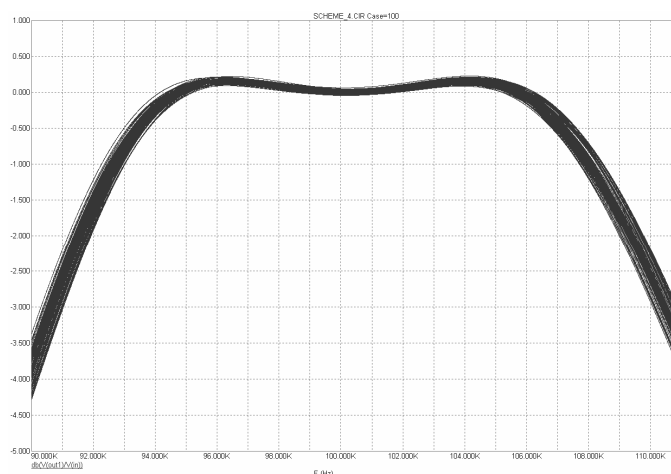


Рис. 63. Влияние пассивных элементов на АЧХ идеализированного фильтра (метод Монте-Карло  $\Theta_R = 0,25 \%$ ,  $\Theta_C = 0,25 \%$ )

Предварительно отметим, что в анализируемом варианте интегральная оценка  $Qf_p = 1,0$  МГц только в 4 раза меньше частоты единичного усиления, что значительно (практически порядок) превышает традиционные рекомендации в ARC-технике [8]. Как видно из графиков рисунков 56 и 57,  $f_1$  ОУ достаточно слабо влияет на вид АЧХ фильтра в полосе пропускания и сохраняет его неравномерность на уровне 0,66 дБ при изменении  $f_1$  от 4,0 до 6,0 МГц, при этом принятые выше меры частотной коррекции достаточно рациональны. Этот вывод подтверждается также сопоставительным анализом результатов анализа идеализированной и предложенной схем методом Монте-Карло (100 выборок) при изменении пассивных элементов на  $\pm 0,25 \%$  (рис. 60–63), когда влияние пассивных и активных элементов в полосе пропускания фильтра оказывается примерно одинаковым.

## 5.4. Основные выводы

Полученные в настоящей работе теоретические, методические и практические результаты позволяют сделать ряд важнейших для развития современной микросхемотехники аналоговых СФ-блоков выводов.

Во-первых, технологическая особенность производства сложно-функциональных блоков создаст реальные параметрические условия схемотехнического проектирования их узлов и устройств с низким влиянием доминирующих параметров активных элементов. Эта особенность может проявляться только в специальных структурах – структурах, обеспечивающих чередование знаков в функциях параметрической чувствительности к неустойчивости параметров активных элементов. Для создания принципиальных схем различного функционального назначения, обладающих указанным свойством, оказывается необходимым пересмотр ряда принципов организации обратных связей в линейных устройствах. Для реализации указанных свойств принципиальных схем необходимо изменение структур передаточной функции системы при подаче сигнала на неинвертирующий вход ОУ (18) и передаточной функции на выходе ОУ при том же источнике входного воздействия (22). В этом случае уменьшается влияние ОУ на собственный шум схемы (25) и сохраняется набор передаточных функций устройства на выходах ОУ (19) и, следовательно, общая передаточная функция (22).

Во-вторых, как показано в главе 2 настоящей работы, конкретизация найденных функциональных и топологических принципов целенаправленного введения компенсирующих контуров обратных связей может для определённого класса практических задач привести к простым правилам построения принципиальных схем с взаимной компенсацией. Для этого необходим анализ целевых (реализуемых) передаточных функций характера изменения структуры их номиналов и базовых параметров проектирования  $P$ . Например, для звеньев активных фильтров и корректоров такими параметрами являются параметры их полюсов и конкретизация их изменения (47) (48) позволяет сформулировать представленные в таблице 2 правила построения схем. Приведённые в работе сквозные примеры, демонстрирующие методику структурного синтеза схем с взаимной компенсаций, вскрывают содержательную сторону проектных процедур и показывают возможные направления совершенствования функциональных свойств используемых активных элементов.

В-третьих, как видно из главы 4, где рассмотрена задача синтеза для СФ-блоков принципиальной схемы «бездрейфового» ограничителя спектра 5-го порядка, применение общей методики схемотехнического проектирования требует предварительного анализа базовых принципов построения



соответствующих модулей, сопоставительного исследования возможных способов введения компенсирующих обратных связей, а также применения дополнительных межзвенных компенсирующих связей. Как видно из сопоставительного исследования рисунков 21 и 25, эффективность введённых контуров собственной и взаимной компенсации определяется максимальной добротностью полюса передаточной функции. Однако даже при предельно низкой добротности влияние изменения частот единичного усиления ОУ в широком температурном диапазоне на характеристики устройства многократно уменьшается. Возможно, для этого класса задач необходимо более глубокое изучение принципов их структурной оптимизации.

Наконец, и это самое главное, минимизация активной чувствительности позволяет с новых позиций рассматривать область практического применения оптимальных для пассивной чувствительности структур. Как следует из материалов 5 главы, экстремальное уменьшение степени влияния частотных свойств ОУ на точность реализации добротности и частоты полюса позволяет использовать при синтезе фильтра оптимальные аппроксимирующие функции, обеспечивающие уменьшение его порядка и приводящие к относительно большой добротности полюсов. В свою очередь минимальный порядок гарантирует возможность применения оптимальных структур (лестничных и многопетлевых), в рамках которых и минимизируется пассивная чувствительность схем.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

С точки зрения общей проблематики построения активных фильтров как сложно-функциональных блоков современных микроэлектронных систем, применение предложенных в настоящей работе принципов уменьшения активной чувствительности их параметров и возможность применения более экономичных активных элементов и, в частности, мультидифференциальных операционных усилителей позволяет перевести в практическую плоскость использование оптимальных передаточных функций и реализующих их структур.

Действительно, использование оптимальных аппроксимирующих функций, обеспечивающих минимальный порядок передаточной функции и, следовательно, минимальное число конденсаторов, затруднялось необходимостью реализации относительно больших добротностей её полюсов за счёт пропорционального увеличения влияния частоты единичного усиления активных элементов. По этой же причине оказывалось невозможным использовать оптимальные, с точки зрения чувствительности частотных характеристик к нестабильности параметров пассивных элементов, структуры (например, лестничные и с дополнительными межзвенными связями).

Как показано в работе, цепи собственной компенсации позволяют экстремально уменьшить чувствительность параметров полюсов к нестабильности частоты единичного усиления активных элементов, например операционных усилителей, и сделать этот параметр недоминирующим. Однако, с практической точки зрения, выравнивание вклада пассивных и активных элементов схемы в общую нестабильность реализуемых частотных характеристик является оправданным компромиссом при решении проектных задач. В этой связи допустимая «перекомпенсация» за счёт увеличения соответствующей глубины этой связи позволяет реализовать взаимную компенсацию влияния отдельных активных элементов и, следовательно, создать более экономичную принципиальную схему.

Кроме этого, дополнительные параметрические степени свободы схем с собственной и взаимной компенсацией создают дополнительные альтернативы при выборе тех или иных принципов реализации общей передаточной функции по критериям, выходящим за плоскость её корней, но являющимся важными по тем или иным соображениям. Наглядным примером такого подхода является структура «бездрейфового» ограничителя спектра, в рамках которой ЭДС смещения нуля операционных усилителей не является значимым параметром активного элемента и не требует использования прецизионных технологий.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутчинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем. – Ростов н/Д.: Изд-во СКНЦ ВШ, 2001. – 180 с.
2. Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях // Международный научно-технический журнал «Электроника и связь». – 2004. – № 21. – С. 85–91.
3. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / под ред. С.Г. Крутчинского. – Шахты, 2006. – С. 87.
4. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука, 1966. – 576 с.
5. Фаддеева В.И., Фаддеев Д.К. Вычислительные методы линейной алгебры. – М.: Физматгиз, 1963. – 655 с.
6. Крутчинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители // Особенности схемотехники и практического применения: тр. VIII Междунар НТК «Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники», Таганрог, 14–19 сентября 2002.
7. Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. – СПб.: Наука, 1999. – 416 с.
8. Знаменский А.Е., Теплюк И.Н. Активные RC-фильтры. – М.: Связь, 1970. – 279 с.
9. Христич В.В. Синтез активных фильтров с низкой параметрической чувствительностью. – Таганрог: Изд. ТРТУ, 1999. – 110 с.

*Научное издание*

Крутчинский Сергей Георгиевич

**ПРИНЦИП СОБСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ  
В ПРЕЦИЗИОННЫХ РС-ФИЛЬТРАХ**

**Монография**

Ответственный за выпуск Н.В. Ковбасюк

ИД № 06457 от 19.12.01 г. Издательство ЮРГУЭС.

Подписано в печать 4.12.2012 г.

Формат бумаги 60х90/16. Усл. печ. л. 6,25. Тираж 30 экз. Заказ № 481.

ПЛД № 65-175 от 05.11.99 г.

Типография Издательства ЮРГУЭС.

346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147