

Собственная компенсация в ограничителях спектра с расширенным диапазоном рабочих частот

А.В. Золотарев, Е.А. Жебрун

ЦП СБИС «система на кристалле» при ТТИ ЮФУ, МНТЦ "МикАн", lined@mail.ru

Аннотация — 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. Сформулирована и решена задача синтеза структур D-элементов с взаимной компенсацией влияния частоты единичного усиления ОУ на частоту полюса. Показана эффективность использования принципов собственной компенсации для уменьшения неравномерности АЧХ на примере ограничителя спектра 5-го порядка. Сформулированы общие выводы.

Ключевые слова — лестничный фильтр нижних частот, ограничитель спектра, собственная компенсация, компенсирующие контуры обратных связей.

ков питания мощность при его максимальной граничной частоте и частоте единичного усиления.

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

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

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание смешанных «систем на кристалле» (СнК) предполагает разработку аналоговых и дискретно-аналоговых СФ-блоков, обеспечивающих высокую точность преобразования сигналов при низкой потребляемой мощности. Именно поэтому применение традиционных схемотехнических решений при проектировании аналоговых блоков и устройств, образующих эти блоки, приводит к противоречивым требованиям – высокая точность (низкая параметрическая чувствительность) предполагает использование активных элементов (например, операционных усилителей) с большим потребляемым током питания.

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 емкостей транзисторов позволяет при определенной параметрической оптимизации значительно уменьшить потребляемую усилителем от источни-

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Одними из базовых устройств СФ-блоков являются прецизионные ограничители спектра, повышающие потенциальную точность АЦ-преобразования. Основной задачей при создании 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 определяют целесообразность использования лестничных структур [3].

В таких структурах влияние пассивных (частотозадающих) элементов приводит в основном только к смещению граничной частоты полосы пропускания, а 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.

В качестве базовых функциональных элементов лестничных фильтров используются нормальные D-элементы (суперемкости) [1], имеющие входную проводимость

$$Y_{ex} = p^2 C_1 C_2 R_2 k / R_i, \quad (1)$$

где R_i - сопротивление источника сигнала; k - коэффициент пропорциональности.

Эта проводимость обеспечивает реализацию характеристического полинома

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

а влияние площади усиления (П) ОУ приводит к его изменению, которое в общем случае обеспечивает следующие результаты:

$$\hat{B}(p) = B(p) + \frac{P}{\Pi_1} \hat{F}_{11}(p) + \frac{P}{\Pi_2} \hat{F}_{22}(p). \quad (3)$$

Соотношения (2) и (3) показывают, что задачей схемотехнического проектирования таких D-элементов является максимально полное приближение характеристического полинома реального D-элемента к идеальному (2).

III. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА НИЗКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ D-ЭЛЕМЕНТОВ

Можно достаточно строго показать, что для минимизации параметрической чувствительности лестничных фильтров необходимо использовать суперемкости, реализованные на базе двух ОУ. Варианты возможных схемотехнических решений этих элементов приведены в [3]. Для решения поставленной задачи, согласно предложенной в [1] методике схемотехнического проектирования ARC-схем с взаимной компенсацией, необходимо выполнить анализ указанных схем с целью получения набора локальных передаточных функций, определяющих передачу схемы при подключении источника сигнала к неинвертирующему входу j -го ОУ ($H_j(p)$), передачу на выходе j -го ОУ ($F_j(p)$), аналогичную передачу при подключении источника сигнала к неинвертирующему входу j -го ОУ ($F_{jj}(p)$).

Так, для звена Антонио с емкостной нагрузкой (рис. 1) функции $F_{jj}(p)$ имеют следующий вид:

$$\hat{F}_{11}(p) = \frac{1-\beta}{\beta} (p^2 \tau_1 \tau_2 + p(\tau_1 + \tau_2) + 1),$$

$$\hat{F}_{22}(p) = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p(\tau_1 + \tau_2) + 1}{B(p)}, \quad (4)$$

где $\beta = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$, $B(p) = p^2 \left(\tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} \right) + 1 = p^2 b_2 + 1$.

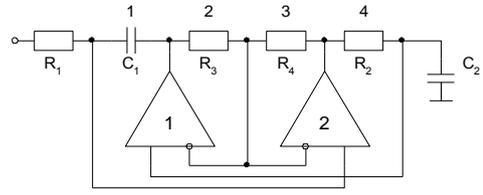


Рис. 1. Звено Антонио с емкостной нагрузкой

В общем случае

$$\hat{F}_{jj}(p) = p^2 \alpha_{2j} + p \alpha_{1j} + \alpha_{0j}. \quad (5)$$

В соответствии с предложенной в [2] методикой представим полином (3) в окрестности частоты полюса ($\omega_p = 1/\sqrt{b_2}$) в виде:

$$B(p) = p^2 + p \omega_p d_p + \omega_p^2 (1 + 2\delta\omega_p), \quad (6)$$

где

$$\delta\omega_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\Pi_1} \frac{\alpha_{11}}{b_2} + \frac{1}{\Pi_2} \frac{\alpha_{12}}{b_2} \right), \quad (7)$$

$$d_p = \frac{1}{\sqrt{b_2}} (1 - 2\delta\omega_p) \left(\frac{1}{\Pi_1} \left(\alpha_{01} - \frac{\alpha_{21}}{b_2} \right) + \frac{1}{\Pi_2} \left(\alpha_{02} - \frac{\alpha_{22}}{b_2} \right) \right). \quad (8)$$

Таким образом, при реализации полного полинома второго порядка в числителе локальных функций $F_{jj}(p)$ возможна 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. Результат указанных преобразований при $\delta\omega_p \ll 1$ для рассматриваемой схемы будет иметь вид:

$$\delta\omega_p = -\frac{\omega_p}{2} \left(\frac{1}{\Pi_1} \sqrt{\frac{1-\beta}{\beta}} + \frac{1}{\Pi_2} \sqrt{\frac{\beta}{1-\beta}} \right) \sqrt{\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_2 \tau_1}}, \quad (9)$$

$$d_p = \omega_p \left(\frac{1}{\Pi_1} \frac{1-\beta}{\beta} \left(1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) + \frac{1}{\Pi_2} \left(1 - \frac{\beta}{1-\beta} \right) \right). \quad (10)$$

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.

Полученные результаты показывают, что в схеме рис. 1 при $\beta = 0.5$ наблюдается собственная компенсация влияния первого и второго ОУ на затухание полюса. Однако данная схема 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.

Верхний уровень динамического диапазона определится выражением:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ MAX}}}{\lambda}, (\lambda > 1) \cup \cup U_{\text{ВЫХ MAX}}, (\lambda \leq 1), \quad (11)$$

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 частотнозависимой цепи $\lambda > 1$, что в конечном итоге и уменьшает максимально возможный уровень неискаженного сигнала. Основное влияние на динамический диапазон схемы оказывают собственные шумы, которые обусловлены шумовыми свойствами резисторов и активных элементов. При параметрической оптимизации вклад резистивных элементов можно существенно уменьшить выбором их номиналов и типов. В этой связи при проектировании высококачественных схем необходимо сконцентрировать усилия на минимизации вклада активных элементов в собственный шум схемы. В этом случае

$$U_{\text{Ш}} = \left(\int_{\omega_1}^{\omega_2} G_{\text{Ш Вых}}(\omega) d\omega \right)^{1/2}, \quad (12)$$

$$G_{\text{Ш Вых}} = \sqrt{\sum_{j=1}^N |H_j(j\omega)|^2 G_j^2(\omega)}, \quad (13)$$

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

Для оценки возможности расширения динамического диапазона выполним анализ рассматриваемых D-элементов в режиме звена второго порядка. Их локальные передаточные функции $F_j(p)$ и $H_j(p)$ имеют следующий вид:

$$F_1(p) = \frac{p \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}, F_2(p) = -\frac{p \tau_2 + 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}, \quad (14)$$

$$H_1(p) = \frac{1-\beta}{\beta} \frac{p \tau_2 - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}, H_2(p) = \frac{p \tau_1 \frac{1-\beta}{\beta} - 1}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}. \quad (15)$$

Анализ (11) и (14) показывает, что в общем случае выходное напряжение одного из ОУ превосходит входное напряжение 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.

IV. СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ В НИЗКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ D-ЭЛЕМЕНТАХ

Рассмотрим применение предложенной в [1] методики к синтезу структур малошумящих D-элементов с расширенным частотным диапазоном, которые позволяют потенциально создавать «бездрейфовые» ограничители спектра.

Дополнительным входом схемы (функция $\omega_j(p)$) для организации компенсирующего контура обратной связи в данном случае целесообразно использовать емкость. Таким образом, в соответствии с методикой [2], дополнительные передаточные функции будут иметь следующий вид:

$$w_k(p) = F_{1C} = -\frac{1-\beta}{\beta} \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p \tau_2}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}, \quad (16)$$

$$w_k(p) = F_{2C} = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2 + p \left(\tau_2 - \frac{\tau_1}{\beta} \right)}{p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{1-\beta}{\beta} + 1}. \quad (17)$$

В этом случае при условии $\beta = 0.5$ ($R_3 = R_4$) в соответствии с (9) и (10) вблизи частоты среза наблюдается собственная компенсация влияния площадей усиления ОУ на затухание, а относительное изменение частоты полюса примет вид:

$$\delta\omega_p = \frac{\Delta\omega_p}{\omega_p} = -\frac{\omega_p}{2} \left(\frac{1}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \right) \sqrt{\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_2 \tau_1}}. \quad (18)$$

При реализации дополнительного контура компенсирующей обратной связи необходимо выполнить условие:

$$F_{qc} = F_{1c} + F_{2c} = \frac{-2 p \tau_1}{p^2 \tau_1 \tau_2 + 1}. \quad (19)$$

В этом случае действие контура будет направлено на взаимную компенсацию относительного изменения частоты полюса (см. (18)). Необходимое суммирование можно выполнить только на дополнительном активном элементе [4].

V. ОСОБЕННОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОУ В СХЕМОТЕХНИКЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ D-ЭЛЕМЕНТОВ

Соотношение (18) показывает, что успешное решение сформулированной задачи обеспечивается суммированием локальных передаточных функций, причем степень влияния ОУ1 и ОУ2 в соответствии с соотношениями (2) структурно идеальна. Поэтому более эффективным способом расширения диапазона рабочих частот D-элемента является использование мультидифференциальных ОУ [5].

Как видно из соотношения (3), приращение характеристического полинома D-элемента

$$\Delta B(p) = B(p) \left[\frac{P}{\Pi_1} F_{11}(p) + \frac{P}{\Pi_2} F_{22}(p) \right] \quad (20)$$

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

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

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

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

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

Из соотношения (4) следует, что

$$F_{12}(p) = \frac{1}{B(p)} \left[-p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta} + p(\tau_1 - \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta}) + 1 \right], \quad (23)$$

$$F_{21}(p) = \frac{1}{B(p)} \left[-p^2 \tau_1 \tau_2 \frac{\beta}{1-\beta} + p(\tau_2 - \tau_1 \frac{\beta}{1-\beta}) + 1 \right]. \quad (24)$$

Таким образом, как это следует из приведенных соотношений, при $\beta = 0,5$ можно конкретизировать изменение характеристического полинома D-элемента. Действительно,

$$\begin{aligned} \frac{\Delta B(p)}{B(p)} = & \left[\frac{p^3 \tau_1 \tau_2}{\Pi_1} (1-K_2) + \frac{p^3 \tau_1 \tau_2}{\Pi_2} (1-K_1) \right. \\ & + \frac{p^2}{\Pi_1} (\tau_1(1-K_2) + \tau_2(1+K_2)) + \\ & \left. + \frac{p^2}{\Pi_2} (\tau_1(1+K_2) + \tau_2(1-K_2)) + \frac{p}{\Pi_1} (1+K_2) + \frac{p}{\Pi_2} (1+K_1) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Следовательно, выбором K_1 и K_2 можно обеспечить высокий уровень собственной компенсации влияния Π_1 и Π_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 [3], 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 (25) коэффициенты передачи K_1 и K_2 реализуются в ОУ дополнительными входными дифференциальными каскадами и, следовательно, заменой традиционных ОУ на мультидифференциальные ОУ. Как показано в [5], такие МОУ могут иметь различные коэффициенты передачи по отдельным каналам.

Принципиальная схема D-элемента с расширенным диапазоном рабочих частот, строго воспроизводящая сформулированный выше принцип собственной компенсации, приведена на рис. 2.

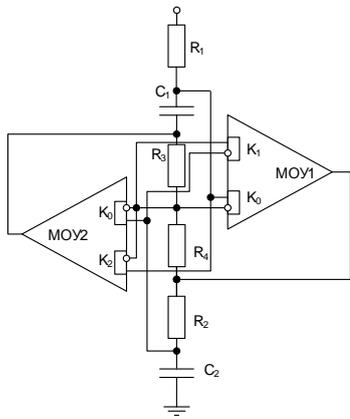


Рис. 2. Принципиальная схема D-элемента с расширенным диапазоном рабочих частот на основе МОУ

Взаимодействие основных (K_0) и дополнительных (K_1 и K_2) входов МОУ точно воспроизводит соотношение (25). В силу особенностей полинома (2) соотношение качественных показателей D-элементов рис. 1 и рис. 2 невозможно. Отличие их качественных показателей проявляется только в структуре реальных фильтров.

VI. ПРИМЕР ПОСТРОЕНИЯ ФНЧ

Рассмотрим применение сформулированных выводов для Чебышевского ограничителя спектра 5-го порядка. На рис. 3 приведена принципиальная схема этого «бездрейфового» ФНЧ на базе выбранных ранее D-элементов рис. 1.

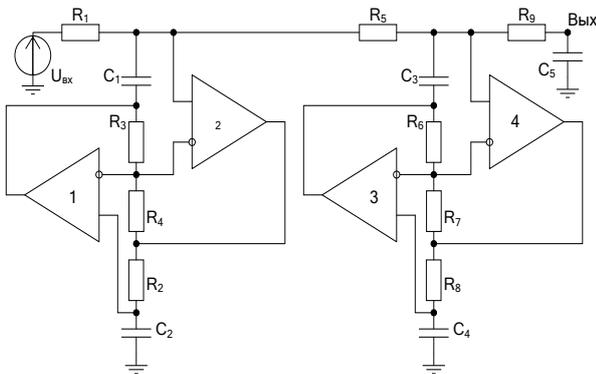


Рис. 3. Бездрейфовый ФНЧ на базе ОУ

Отметим, что в схеме дрейф нуля определяется входными токами ($I_{ex_i}^+$) четных ОУ:

$$U_{op} = I_{ex_2}^+ R_1 + I_{ex_4}^+ (R_1 + R_5) \quad (26)$$

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 $f_{zp}=10,5$ МГц и Чебышевской

аппроксимации его АЧХ в схеме использованы следующие оптимальные для суперемкости (рис. 1) и других пассивных RC-элементов соотношения:

$$\begin{aligned} R_1 &= 5.075 \text{ кОм}, R_2 = 5.777 \text{ кОм}, R_3 = R_4 = 2 \text{ кОм}, \\ R_5 &= 5.04 \text{ кОм}, R_6 = R_7 = 2 \text{ кОм}, R_8 = 3.531 \text{ кОм}, \\ R_9 &= 1.292 \text{ кОм}, C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 5 \text{ нФ} \end{aligned} \quad (27)$$

При реализации ФНЧ использовались ОУ в КМОП базе технологического процесса SGB25VD с частотой единичного усиления $f_l=260$ МГц. Результаты моделирования в среде Cadence Virtoso приведены на рис. 4 как в полосе пропускания, так и в широком диапазоне частот.

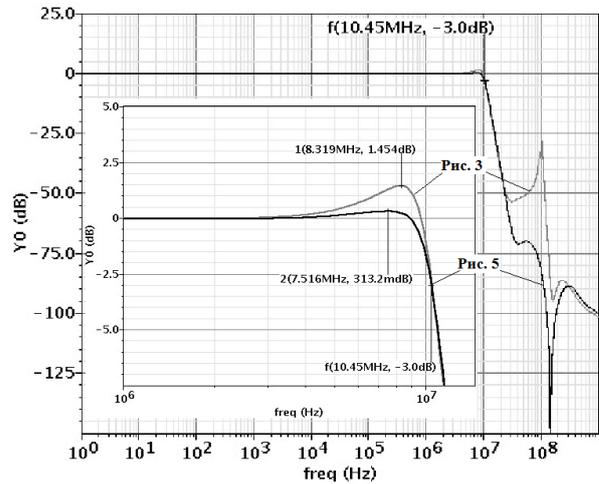


Рис. 4. Результаты моделирования схем рис. 3 и рис. 5

Как видно из графиков, влияние частот единичного усиления ОУ приводит к неравномерности АЧХ в полосе пропускания в 1,45 дБ. Для сравнения отметим, что аппроксимационная неравномерность этого фильтра (все ОУ идеальные) составляет 0,25 дБ.

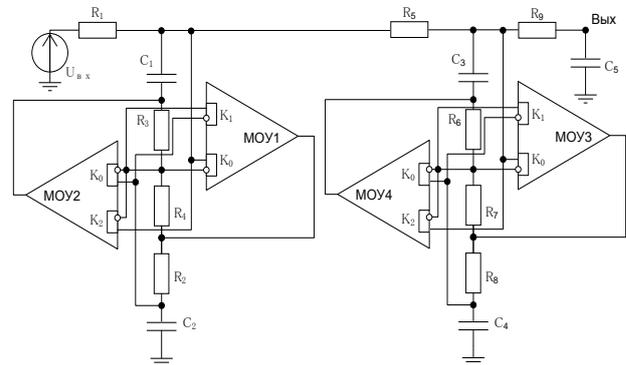


Рис. 5. Бездрейфовый ФНЧ на базе МОУ

Переход к лестничному ФНЧ на базе МОУ при условии $K_1=K_2=1$ (рис. 5) позволяет потенциально уменьшить влияние частоты единичного усиления на частотные характеристики фильтра. При использовании МОУ с $f_l=260$ МГц (полная аналогия частотных

свойств МОУ и ОУ) реализуемая АЧХ приведена на рис. 4 (схема рис.5). Учитывая иной уровень влияния МОУ, в схеме использован другой уровень «предыскажений» АЧХ ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 4.6n\Phi$). Сравнение уровня неравномерности показывает, что в предлагаемом на базе МОУ варианте D-элементов неравномерность составляет 0,313дБ и практически совпадает с идеализированным вариантом фильтра.

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 усилия активных элементов. Отметим, что потребляемый от источников питания ток в МОУ только на 15 % ÷ 20 % выше тока 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.

Необходимо отметить, что при построении принципиальных схем МОУ надо учитывать частотную зависимость коэффициента ослабления синфазных напряжений как по основным (индекс "0"), так и по дополнительным (индексы "1" и "2") каналам. Эффективность конечных структур во многом определяется этим параметром, который можно максимизировать структурной оптимизацией входных дифференциальных каскадов [6].

VII. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

Полученные в настоящей работе результаты позволяют сделать ряд важнейших для лестничных фильтров выводов.

Во-первых, технологическая особенность производства сложно-функциональных блоков создает реальные параметрические условия схемотехнического проектирования их узлов и устройств с низким влиянием доминирующих параметров активных элементов. Эта особенность может проявляться только в специальных структурах, обеспечивающих чередование знаков в функциях параметрической чувствительности к нестабильности параметров активных элементов. Для создания принципиальных схем различного функционального назначения, обладающих указанным свойством, необходим пересмотр ряда принципов организации обратных связей. Для реализации указанных свойств схем необходимо изменение структур передаточной функции системы при подаче сигнала на неинвертирующий вход ОУ и передаточной функции на

выходе ОУ при том же источнике входного воздействия.

Во-вторых, как показано в части 2 настоящей работы, конкретизация найденных функциональных и топологических принципов целенаправленного введения компенсирующих контуров обратных связей может для определенного 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. Приведенные 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.

В-третьих, 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 дифференциальных каскадов в ОУ.

Наконец, общая идеология СФ-блоков (проектирования узла «под задачу») позволяет более эффективно использовать оптимальные структуры активных фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Крутчинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем. Ростов-на-Дону: 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] Коротков А.С. Микроэлектронные аналоговые фильтры на преобразователях импеданса. С.-Пб.: Наука, 1999. 416 с.
- [4] Крутчинский С.Г. Щекин Д.А. Структурный синтез D-элементов с расширенным частотным диапазоном // Международный научно-технический журнал "Электроника и связь". 2001. №.8. Т. 2. С. 83-87.
- [5] Крутчинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // Международный научно-технический журнал "Электроника и связь". 2004. № 20. С. 37-45.
- [6] Крутчинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ, серия Технические науки 2008. № 7. С. 41-48.